

Abstract

This paper analyzes the principle, performance and research of Unified Power Flow Controller (UPFC). Besides, it construes the control strategy of UPFC and power electronics converter. Then it establishes the mathematical model of Current Control PWM (CC-PWM) based on switch function. Depended on the principle of voltage space vector pulse width modulation, it deduces a novel PWM predictive current control system with the utilization of the single neuron self-adaptive PID algorithm. Simulation result indicates that the controller has a robust performance. As the predictive control system is sensitive to the circuit parameters which can not be got easily, the paper makes use of an improved back-propagation neural networks to identify the parameters of the PWM circuit. Simulation result shows that it is effective. Afterwards the paper brings forward a mathematical model of UPFC based on switch function. Then it designs a control scheme relying on fuzzy self-adaptive PID control strategy in d and q-axis. Simulation result verifies that it is more effective to use fuzzy self-adaptive PID control strategy than traditional PID.

[Keyword]: Flexible AC Transmission System, Unified power flow controller, neural networks, Fuzzy control, PID

1 绪论

1.1 灵活交流输电系统(FACTS)介绍

1.1.1 灵活交流输电系统概念

灵活交流输电系统 (Flexible AC Transmission System, 简称 FACTS) 是电力电子技术在电力交流输电系统中应用的重要方面, 它由美国电力科学研究院的著名电力专家 N.G.Hingorani 博士 1986 年提出。N.G.Hingorani 博士对灵活交流输电系统的定义在 1995 年经过电力电子学会修正确定为^[62]: “交流输电系统利用高功率电子技术为基础的控制装置及其静止型控制装置改善可控性并且增加输送功率的容量”。从定义可以看出, 灵活交流输电系统是利用现代电力电子技术、计算机技术、现代通信技术和自动控制技术, 对传统的交流输电系统进行根本变革的新的输电概念, 它通过电力电子型或其它静止型控制装置对交流电的无功 (电压)、电抗和相角进行控制, 以加强交流输电系统的可控性和功率传输能力。图 1-1 为典型 FACTS 器件 STATCOM 的装置图, 图 1-2 为其内部结构图。



图1-1 常用FACTS器件STATCOM

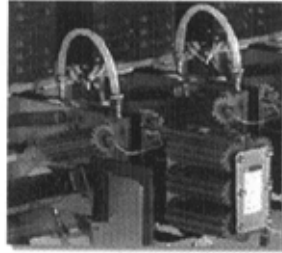


图1-2 STATCOM内部结构图

1.1.2 FACTS 的主要功能:

作为在交流输电系统中引入的可控制的一次设备, FACTS 装置的应用可实现对交流输电功率潮流的灵活控制, 大幅度提高电力系统的稳定水平, 特别是可以

实现电力系统动态过程中相量角度的控制，为未来电力系统动态和稳定性控制的新策略提供了必要手段。文献[41]将其主要功能归纳为：

- 大范围地控制潮流使之按指定路径流动；
- 保证输电线输送容量接近热稳定极限而又不至于过负荷；
- 在控制区域内可以传输更多的功率，减少发电机的热备用（美国可以由通常的18%降低到15%以下）；
- 依靠限制短路和设备故障的影响来防止线路串级跳闸；
- 阻尼那些会损坏设备或限制输电容量的各种电力振荡。

1.1.3 FACTS 的分类

FACTS 控制器按其安装地点不同可分为输电型、发电型和供电型 3 种类型^[86]，如图 1-3 所示。FACTS 装置以及其他电力电子控制器对应的功能范围如表 1-1 所示^[62]。

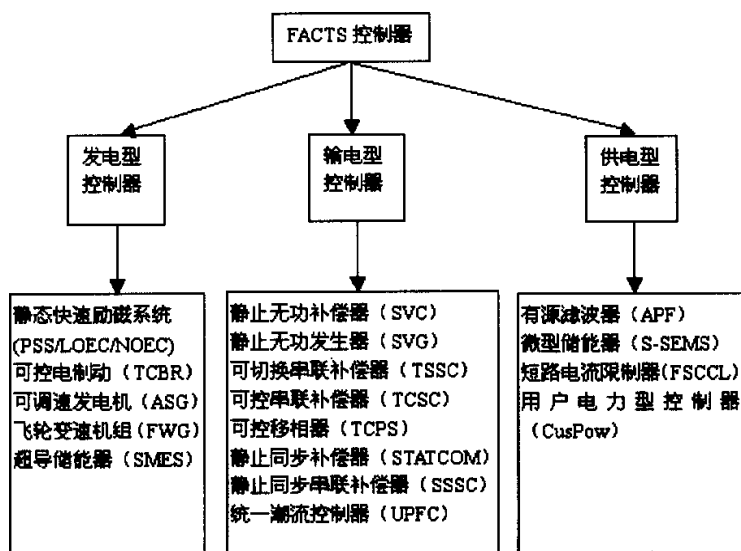


图1-3 FACTS安装地点分类图

表 1-1 FACTS 控制器功能与应用范围

类别	项目名称	简称	功能及使用范围
并联	静止无功补偿	SVC	动态无功跟踪补偿, 电压调节, 使系统三相完全平衡
并补	无功发生器静止同步调相同, 同步正弦电压源	SVG STATCOM	动态无功发生, 无功补偿, 电压支撑, 改善系统稳定
并补	晶闸管控制制动电阻	TCBR	提高系统暂态稳定
并联	(静止型) 有载切换分接头	SLTC	调整运行电压, 功率潮流控制
并联	超导磁能存储系统	SMES	有功补偿和提高系统稳定性, 无功补偿
并联	蓄电池储能	BESS	同 SMES
并联 (串联)	有源滤波器	AF	滤除谐波及其他非基波成分
串联	相间功率控制器	IPC	控制有功负荷潮流抑制短路电流
串联	晶闸管移相器	TCPS	系统潮流控制, 增加输送容量和稳定性
串联	晶闸管串联补偿器(电容)	TCSC	提高输电容量, 稳定性抑制次同步振荡(SSR) 功率潮流控制
串联	固态串联补偿		可产生串补和移相功能
串联	次同步谐振阻尼器	NGH	清除由于串补引起的同步机的次同步扭振
串联	(故障) 电流限制器和断路器		限制短路电流, 无暂态切断电流
	高压直流输电	HVDC	功率输送, 潮流控制解决, 稳定
并联	高能避雷器		防止过电压
同步机	发电机固态励磁装置		同步机快速反应励磁增进系统稳定性
同步机	同步机变频 3 相励磁		抽水蓄能发电电动机变速运行, 提高机组效率, 增加系统稳定性
电机	变频调速装置	VFVS	发电厂畏机变速提高运行效率

FACTS 控制器按其功能和发展的先后顺序可分为以下三代^[8](均选取其代表型控制器):

- 第一代 FACTS 装置:这是从 20 多年前就出现的 SVC 开始的。SVC 是由晶闸管开关快速控制的并联电容器组和(或)电抗器组成的装置, 以提供动态电压支持。其技术基础是常规晶闸管(即可控硅整流器 SCR)。后来出现的第一代 FACTS 装置是晶闸管控制的串联电容器(TCSC), 它利用 SCR 控制串接在输电线路中的电容器组, 以控制线路阻抗, 提高输送能力。
- 第二代 FACTS 装置:这一代装置同样具有第一代装置具有的支持电压和控制功率等功能, 但在外部回路中不需要大型的电力设备, 如电容器组、并联电抗器或移相变压器等。这些新装置(STATCOM 和 SSSC 等)是借助于由门极可关断晶闸管(GTO)一类全控型器件构成的装置, 以电子回路模拟出电抗器或电容器的作用。装置造价大为降低, 性能却明显改进。例如美国 TVA, 以投资 1000 万美元的 STATCOM 代替了投资达 2000 万美元的变压器组。
- 第三代 FACTS 装置:将两台或多台控制器复合成一组 FACTS 装置, 并使其具有一个共同的统一的控制系统, 即称为第三代 FACTS 控制器。第一种典型装置就是由一台 STATCOM 和一台 SSSC 复合而成的 UPFC。它的功能更强大, 它以控制线路阻抗、电压或功角的办法同时控制输电的有功和无功潮流。第三代 FACTS 装置发展迅速, 已出现 CSC 的原理, 其中包括调节双回线潮流的线间潮流控制器(IPFC)、控制多回线路的 MCSC 以及功能更强大的 GUPFC, 且已在为纽约电力系统的实际应用进行研制工作。此外, 非常值得重视的是, ABB 公司新创建的“定制型 FACTS”概念, 它是量体裁衣式地将基于 VSC 的控制器与常规带负荷调节抽头变压器(这在我国电网中的应用已相当多)巧妙地复合在一起, 形成新型的第三代控制器, 具有一系列更优越的性能和特点。已在发展并将在 21 世纪广泛应用的另一 FACTS 装置是将蓄能装置(超导蓄能、蓄电池、燃料电池、飞轮等)中可瞬时抽取或注入的电能经逆变器接入电力系统的装置, 称为“蓄能器接口”(ESI, energy storage interface), 见图(1-4)。它是将接入电网的电压源逆变器, 或者直流至交流的换流器与蓄能装置的多相斩波器在两者的直流母线处复合在一起, 整体装置采用一共同的闭环控制系统, 协调直流至直流换流器和逆变器的运行, 以实现电网、直流母线和蓄能装置之间的有功和无功功率的交换。其中 STATCOM (又称 ASVG) 与线路并联, 可控制线路电压; SSSC 与线路串联, 可控制线路阻抗; UPFC 由一个 STATCOM 和一个 SSSC 组成, 中间由直流环节相连, 它可同时控制线路电

压、线路阻抗及控制功角，也可有选择的控制线路参数，实现对潮流的控制。将 UPFC 扩展为广义 UPFC（即 IPFC），可在多路输电线间补偿有功的不平衡或增大动态电压支持能力。IPFC 为有多路输电线的变电站或电网提供高效功率传输管理，标志着 FACTS 的控制对象从交流输电线扩展到交流电网。

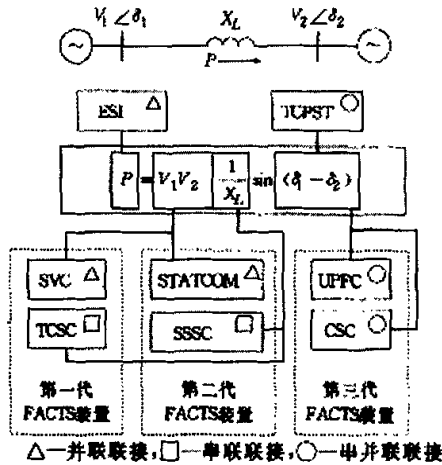


图1-4 FACTS三代器件发展图

1.1.4 灵活交流输电系统应用研究现状

FACTS 技术的概念自 80 年代后期提出以来，有关学术研究、技术开发和工程实践已取得大量成果^[87]。美国、日本、英国和丹麦等四个国家已在其重要的高压输电工程中成功地应用了 FACTS 技术。1986 年 10 月，由美国电力研究院 E P R I 和美国西屋电气公司（WESTING HOUSE）共同研制的 $\pm 1 \text{ MVA}$ 的 STATCOM(图 1-2)投入运行。1991 年，日本关西电力公司与三菱电机公司研制成功 $\pm 80 \text{ MVA}$ 的 STATCOM 并在犬山变电站 154 kV 系统中投运，维持了该系统长距离送电线路中间点电压的恒定，提高了系统稳定性。1993 年 3 月，东京电力分别与东芝公司和日立公司开发了两台 50 MVA 的 STATCOM 在东京所属新信浓变电所投入使用。美国西屋电气公司、电力研究院及田纳西电力局（Tennessee Valley Authority,TVA）联合研制了一套 $\pm 100 \text{ Mvar}$ 静止式无功发生器

(SVG)并于 1996 年 10 月成功地投用于美国田纳西峡谷电力系统(Tennessee Valley Authority Power System)的 Sullivan 500 k V 变电站,其有效地改善了所在电网连接点处的电压调整,其直接经济效益是该电力系统免去建造一条新的输电线路同时又能满足扩充的输电需求。德国西门子公司在 1997 年将开发研制的 8 M V A 的 STATCOM (又称 GTO_SVC)安装在丹麦的 Rejsby Hede 风场,目的是对风力发电机组进行动态控制。英国国家电网公司(National Grid Company,NGC)将在其 400kV 系统内安装由法国 Alstom 输配电公司研制的采用了 ± 75 MVA 的 STATCOM 的静止无功补偿系统。我国已开始对 FACTS 技术进行有系统的研究开发。其中对 500 千伏超高压输电线路可控串联补偿(TCSC)的研究已取得阶段成果。结合伊敏——冯屯 500 千伏输电线路的研究表明,采用 25%串联补偿电容的可控串补装置,可显著提高暂态稳定水平和阻尼振荡能力。

1.1.4.1 灵活交流输电系统在我国的发展应用前景^{[89][90]}

国家电力公司张贵行总工程师在其题为“中国电网调度必须面向 21 世纪、面向全国联网”的文章中指出:“21 世纪将是提高电压等级转向重点采用电力电子技术以增加交流输电能力的时代”,可见灵活交流输电系统将在国民经济生活中扮演一个重要的角色。随着政府着手打破电力垄断,电力系统实施“厂网分开”,电厂竞价上网,用户可任意指定某一电厂的电能“品牌”,这就要求厂家(电厂)、供应商(供电公司),降低电能成本,提高电能质量。而同等容量的大功率电力电子器件要比传统电容器便宜约 30%。此外,当补偿容量超过 ± 100 Mvar 时,采用电力电子技术的 FACTS 要比传统的采用电容的无功补偿装置的硬材料成本要低。发电厂发电必须可靠,这就要求在正常运行时,采取多种预防性控制如 FACTS 技术调整潮流,以提高暂态稳定。2000 年 3 月,我国的发电装机总容量突破 3.0 亿 KW。21 世纪初期第 1 个 5 年,即到 2005 年全国发电量预计达 16400 亿 K W h 左右,年均增长 5% (约 15000MW) 左右。在这个基础上,预计到 2010 年和 2015 年全国发电量将分别达到 20400 亿 k W h 左右和 24800 亿 K W h 左右,全国发电装机总容量将分别达 4.5 亿 KW 左右和 5.5 亿 KW 左右。根据华中电网分公司对 2010 年三峡发电后的华中系统仿真计算,大约需要新装总计约 1000Mvar STATCOM 的无功功率,否则在故障时就要切除相应容量的有功负荷。如果采用 SVC,由于其阻抗特性输出无功在低电压时降低很多,达到同样效

果需要增加到 1200Mvar。据上述数据, 每年全国需新增约 7000MVar 的无功补偿, 预计有 2 成采用新型的容量总计为 1400MVar 的 STATCOM, 市场容量约计 10 亿元人民币。到 2010 年全国联网完成时若有 30% (总计 1.3 亿 KW) 的电能潮流采用 UPFC 或其它 FACTS 进行控制, 平均每年 13000MW 的潮流控制, 市场容量约计 80 亿元人民币。可见, 二十一世纪中国电网面临着全面的改造和升级, 而灵活交流输电控制系统 (FACTS) 作为其中最关键的技术, 其投资比例将至少不低于 10%。行业需求 FACTS 已被列为“九五”国家级重点项目之一、国家经贸委三大节能重点项目之一、国家电力公司确认的二十一世纪电力革命性前沿技术。

1.2 统一潮流控制器(UPFC)的介绍

1.2.1 统一潮流控制器的概念

美国西屋科技中心的 Gyugyi L 博士 1991 年首次提出了统一潮流控制器 (Unified Power Flow Controller, 缩写为 UPFC) 的概念^[7], 它是 FACTS 家族中最复杂的也是最有吸引力的一种补偿器, 同时集多种功能于一身, 具有很强的灵活性, 对它的研究已引起各国电力界的高度重视。图 1-5 为其部分装置图。表 1-2 为 UPFC 与其它无功补偿器件相比, 其对应的功能范围与优势:

表 1-2 (注: ★越多, 表示效果越好。)

器件	静态稳定	暂态稳定	阻尼低频振荡	阻尼次同步振荡
STATCOM	★★★	★★	★★	
TCSC	★★★	★★	★★	★★★
TCPAR	★	★★	★★	★★
UPFC	★★	★★★★	★★★★	★★

1.2.2 统一潮流控制器的用途及实现方式

统一潮流控制器对应的用途与实现方式如表 1-3 所示^[62]:

表 1-3: 统一潮流控制器的用途及实现方式

功能	用途	实现方式	注
动态高压 (串联 调节)	用作高压器(动态); 消除电压闪变(烁); 改变、修正系统潮流, 满足系统要求; 稳定电 压	逆变器 2 产生与系统 相电压相同方向的电 压, 幅值(可正负) 按需要, 加入串联变 压器	也可用电子移 相器实现励磁 用同相电压
动态移相 (串联 调节)	潮流分配的改善, 系统 经济要求; 解决充分利 用输电设备, 增大输送 能力的问题; 提高动态 暂态系统稳定性; 抑制 低频振荡	同上, 产生垂直电压	也可用电子移 相器实现, 用 另两相间的线 电压作为励磁 变压器电源
可控串补 (串联调 节) 改变系统 (线路) 参数	提高输电能力; 抑制低 频振荡及次同步谐振 (SSR); 解决系统潮 流分配问题	使串联变压器上产生 一个与负荷电流垂直 的电压分量	也可用可控中 补, 即 TCR 与 普通串补并联 实现。也可用 多段旁路电容 实现
无功发生 (并联调 节补偿)	支撑系统电压及调压, 保持电压稳定性; 满足 无功需求	换流器/逆变器 1, 与 直流电容器共同实现	与普通无功发 生器 SVG 相同

1.2.3 统一潮流控制器应用现状

美国电力(AEP)、西屋公司(WESTING HOUSE)以及美国电力科学研究院(EPR I)合作, 研制并在 Kentuck 东部的 Inez 变电站装设了目前世界上唯一的 UPFC 装置^[6], 也是到目前为止容量最大的 FACTS 装置, 其串联部分即同步静止串联补偿器(Synchronous Static Series Compensator, SSSC)和并联部分即 STATCOM 容量各为 $\pm 160\text{ MVA}$, 合计 $\pm 320\text{ MVA}$, 其中并联部分 STATCOM 于 1997 年 7 月完成, 串联部分 SSSC 于 1998 年 6 月投入运行。它只占据一个 100 英尺 \times 200 英尺的标准建筑, 而一台典型的 TCSC 却要占据一个足球场

那样大的面积。操作时，工作人员在车间通过计算机可方便地对 UPFC 进行管理（图 1-6）。Inez 变电所的 UPFC 将完成的预定功能是：在增大送往一农村煤矿地区电力的同时还为一邻近工业城市保证电压支持，以改进系统的可靠性。



图1-5 UPFC部分装置图



图1-6 UPFC操作控制台

1.2.4 UPFC 的研究进展

目前对统一潮流控制器的研究主要集中在三个方面：UPFC 的暂态过程研究；UPFC 的数学模型与控制策略；UPFC 电力电子装置的控制技术与工程实现。

1.2.4.1 UPFC 的暂态过程

对 UPFC 的暂态过程的研究采用 MATLAB 和 EMTF（电磁暂态仿真）仿真或通过动模试验来进行，研究 UPFC 的控制特性、UPFC 对电力系统稳定性的作用、电力系统不同运行工况对 UPFC 的影响等。文[7]研究了 UPFC 的并联无功补偿、端电压调节、相角调节、串联线路补偿和功率的控制特性，以此为基础建立了 UPFC 的五种基本控制模式和控制系统的结构。文[14]研究了 UPFC 各种运行状态的功角特性及对电力系统稳定性的作用，提出了确定 UPFC 的稳定区域的判据。文[17]研究 UPFC 的稳态和动态模型，通过分析动态模型的特征值在复平面的分布来研究 UPFC 的稳定性。文[55]对 UPFC 与 SVC 及 PSS 在控制的柔性和控制的范围等进行了分析比较，提出了一种确定 UPFC 安装位置的分析方法。文[37]研究了基于 UPFC 的多机电力系统的线性化 Phillips - Heffron 模型，并应用这个模型研究 UPFC 控制功能及多机电力系统的动态稳定性。文[38]研究了 UPFC 在各种运行状态的控制特性，分析研究对系统暂态稳定性的影响以及 UPFC 的控制参数

对控制系统稳定性的影响。文[39]研究线路功率波动对 UPFC 的动态行为的影响，在电力系统功率波动的条件下，UPFC 具有阻尼线路功率波动的作用。

1.2.4.2 UPFC 的数学模型及控制策略

1) UPFC 的数学模型是对 UPFC 进行分析和控制的基础。绝大多数的 UPFC 控制器都采用空间旋转矢量坐标系的数学模型。

- ◇ 文献[1][2]提出基于开关函数的建模法。
- ◇ 文献[10][11][15][19][20][21][34]提出拓扑建模法，拓扑建模法主要根据装置在不同的运行状态下的不同的拓扑结构写出其微分方程，按整个装置具有多少种拓扑结构以及拓扑结构的转移顺序依次求解对应的微分方程组。用这种方法所建立的模型的复杂程度将随开关数的增加呈指数增长，不易形成模型的统一表达式。其核心环节是通过将电压源逆变器(VSI)等效为一阶惯性环节，确定 UPFC 的数学模型为一组微分方程组。
- ◇ 文献[13]基于电力系统常用的牛顿-拉夫森算法，将 UPFC 的数学模型通过一个雅可比方程来描述。
- ◇ 文献[35]将 UPFC 的数学模型通过矢量图来分析、描述。

2) UPFC 常采用的控制方法如下：

- PID 控制：PID 控制仍是 FACTS 控制器常用的控制方法，其生命力在于：理论完善，概念清晰，调整方便，易于工程实用化。目前投入的 FACTS 装置大都采用 PID 控制。
- 多变量控制设计：文献[25]研究了 UPFC 的多变量控制器的设计，将 UPFC 的多控制功能（包括潮流，电压，稳定性等），按多变量控制器的设计方法，统一设计成一个控制器，有效地解决多目标控制的协调问题。
- 综合智能控制：综合智能控制由于具有处理各种非线性的能力，并行计算能力，自适应、自学习、自组织能力，有希望成为综合解决多机电力系统控制所面临问题的一种有效手段。文献[63]为 UPFC 设计了一个动态模糊控制器和一个模糊协调器，模糊规则的设计使电力系统的动态摇摆最小，动态稳定区域最大，同时不需在线计算也能协调 UPFC 控制器的输入。文献[64]利用神经网络调整 PI 控制器的系数，设计了一个 TCSC 控制器，用于阻尼电力系统振

荡取得很好的效果。文献[65]研究了模糊 PI 控制器在 UPFC 和 SSSC 装置上的应用, 控制器都表现出良好的鲁棒性, 获得了潮流的快速调节, 有效地阻尼了电力系统振荡。文献[66][67][68]提出了 FACTS 装置的智能预估控制方法, 将求解 FACTS 装置控制信号的过程分成两个相对独立而又有机结合的部分: 智能筛选和反演过程。首先根据电力系统的状态和运行指标, 确定 FACTS 的最优输出, 然后根据 FACTS 的特性, 计算出可以得到该输出的控制信号。作者将此方法用于 UPFC, TCSC, ASVG 等装置的控制。文献[69]结合逆系统理论和神经网络, 提出了 TCSC 的神经网络 α 阶逆系统控制方法, 无需知道原系统的数学模型, 具有相当好的自学习和自适应能力。文献[59]研究了用神经网络方法对 SVC 装置进行控制, 控制器包括神经网络辨识器和神经网络控制器组成, 将其用于电力系统的阻尼控制。

1.2.4.3 UPFC 电力电子装置的控制技术与工程实现:

UPFC 的主电路含两个电压型逆变器, 在电路结构上, 并联逆变器等效于静止无功发生器 (STATCOM), 而串联逆变器实际上为静止同步串联补偿器 (SSSC)。在逆变器的控制与实现上主要采用三种技术: 多电平逆变器及其叠加技术; PWM 逆变器; 矩阵变换器。

- 多电平逆变器极其叠加技术: 多电平逆变器是在方波逆变器 (输出为 +E 或 -E) 的基础上发展起来的, 目前研究的多电平逆变器有三电平逆变器 (输出为 +E 0 -E), 五电平逆变器 (输出为 +2E +E 0 -E -2E) 和七电平逆变器 (输出为 +3E +2E +E 0 -E -2E -3E)。单个的多电平逆变器的输出特性并不好, 它必须与逆变器叠加技术联合使用才能获得好的性能, 因此这方面的研究总是联系在一起。文献[70][71]采用 4 组三电平 GTO 逆变器, 通过逆变器侧的变压器磁路的串联叠加, 得到了 24 脉冲的输出, 其谐波分量为 $48 n \pm 1$ 。目前在电力系统试运行的 $\pm 160\text{MVA}$ 的 UPFC 装置也采用三电平 GTO 逆变器进行叠加, 其输出为 48 脉冲, 几乎接近正弦波[62]。文[72]研究基于三电平 GTO 逆变器的叠加, 通过电感连接减少了变压器的数量。文[73]研究逆变器叠加的模型与控制技术。文[74][75][76]研究七电平逆变器的控制与叠加技术, 它通过控制逆变器输出各阶梯的相位来减少单个逆变器的谐波含量 (或消除某些谐波), 即使在叠加的组数较少的情况下, 也能达到很好的效果。

- **PWM 逆变器：**PWM 逆变器一直以来是电力电子技术的重要研究课题。在 FACTS 装置中，逆变器的输入与输出的频率相同，都是电网的频率，而且频率非常稳定。由于 FACTS 装置的容量很大，对 PWM 逆变器研究主要考虑在较低开关频率（例如 3KHz）的条件下，使逆变器输出的谐波对电网的影响减小到最小的程度，尤其对电力系统的稳定性产生大的影响。PWM 逆变器研究有两个方面：技术相对成熟的正弦 PWM 技术，消除谐波 PWM 技术和优化 PWM 技术的工程实现；电流闭环控制 PWM 逆变器。文献[75][77]研究在较低开关频率下的 SPWM 的实现方法，它将多组 SPWM 逆变器进行串联叠加，同时对每组逆变器的载波信号进行对称移相，从而保证了输出特性。论文给出了 4 组逆变器叠加，开关频率为 3 倍电网频率（180Hz）下的实验结果。文献[78]研究了一种基于神经网络技术的消除谐波 PWM 逆变器的实现方法，神经网络的输入为逆变器的输出电压，通过神经网络训练后得到逆变器的各个开关角，从而实现了在保证基波分量的条件下，消除了对电网影响很大的低次谐波。文献[79]研究 PWM 整流器的调制正弦信号的获取方法，并建立了相应的数学模型和控制结构。在该方法中，正弦信号的幅值由整流器的电压控制器产生，正弦信号的相位由电源电压相位确定，从而保证在稳定直流电压的条件下，使整流器的输入电流接近正弦波。电流闭环控制 PWM 逆变器最早的控制方式是电流滞环控制器，由于在不同的输出电流时，逆变器的开关频率变化很大，因此提出了多种改进方案。方案一。在电流比较环节与滞环之间引入一个比较环节，将电流误差与载波（三角波或锯齿波）比较后，由滞环确定逆变器的开关状态，这种方案保证了开关频率的稳定，但出现了电流稳态误差。方案二。在电流误差与载波比较前，引入 PI 控制器，这种方法消除了稳态误差，但产生了电流控制的相位滞后。方案三。空间矢量预测电流控制器。在电流闭环控制器中，首先需要解决电流参考值的确定问题。文献[80]研究了采用改进方案二的 PWM 整流器的实现方法，它采用查表的方式确定逆变器的开关状态，电流控制器的三相电流参考值幅值由电压控制器输出确定，其相位由输入交流电压确定，电流参考值与实际电流比较后的状态作为查表的输入，表格存放在一个存储器中，不经过微处理器，由比较器状态自动输出。文献[81]在改进方案一的基础上，通过引进无损耗谐振元件解决控制的稳态误差，同时保证了动态响应速度。文献[82]采用数字信号处理器

(DSP) 来实现 PWM 整流器的控制。文献[83]研究 PWM 整流器的离散线性最优控制 (LQ) 方法, 建立了状态空间描述的数学模型, 采用 DSP 完成 LQ 控制器, 采用 80196 单片机作电流控制器, 实现了控制方案。文献[84]研究 PWM 整流器的变结构控制方法。文献[48]研究了空间矢量预测电流控制器的控制结构, 电流预测控制器的计算框图和算法。文献[44]研究了基于空间矢量坐标系的 PWM 整流器的解耦控制方法, 建立了数学模型和控制系统结构和控制算法。文献[85]研究 PWM 整流器的神经网络控制方法, 提出了神经网络的在线训练算法。文献[84]采用 DSP 实现了 STATCOM 的间接电流控制方法。为了改善电流控制特性, 引入了如变结构控制状态估计等现代控制方法和模糊控制神经网络控制等智能控制方法。

- 矩阵变换器: 矩阵变换器是一种直接 AC - AC 变换器 (输出频率可调), 将其用于统一潮流控制器是矩阵变换器的一种应用尝试。在这种情况下, 输入输出频率都是电网频率, 它的控制问题是: 通过适当的调制技术, 使矩阵变换器的输入电流和注入电网的电压尽量接近正弦波, 同时满足电力系统潮流控制所须的电压的幅值和相位。

1.3 论文的主要研究工作

论文从 UPFC 的三个研究方面着手, 进行了以下几方面的工作:

- 在参阅国内外大量文献的基础上, 详细分析了 UPFC 的原理, 特性以及对应的控制策略。
- 对 UPFC 的电力电子变换器控制技术, 论文分析了电流控制电压型 PWM 变换器的原理与结构, 讨论了它在 AC/DC 整流控制中的应用。接着论文推导了基于电压空间矢量脉宽调制的原理及使用策略。同时利用改进型的 BP 神经网络对线路感抗参数进行辨识, 具有很高的推广使用价值。在此基础上, 论文采用单神经元自适应 PID 控制方案, 建立了一种基于 PWM 预测电流控制的整流方案, 取得了较好的控制效果。
- 对 UPFC 的数学模型与控制策略, 论文利用开关函数建模法确立了 UPFC 的数学模型, 通过 Park 变换, 分析了 UPFC 在 d-q 轴的控制原理。同时分别采用传统的 PID 控制与模糊自适应 PID 控制的策略, 并将两种控制方案进行比较, 推导出 UPFC 的智能控制方案, 取得了良好的控制效果。

2 UPFC 结构与特性研究

2.1 UPFC 的结构

统一潮流控制器(UPFC)由两个电压源逆变器构成, 逆变器一般选用门极可关断器件 GTO 与续流二极管反并联构成, 其拓扑图如图 2-1:

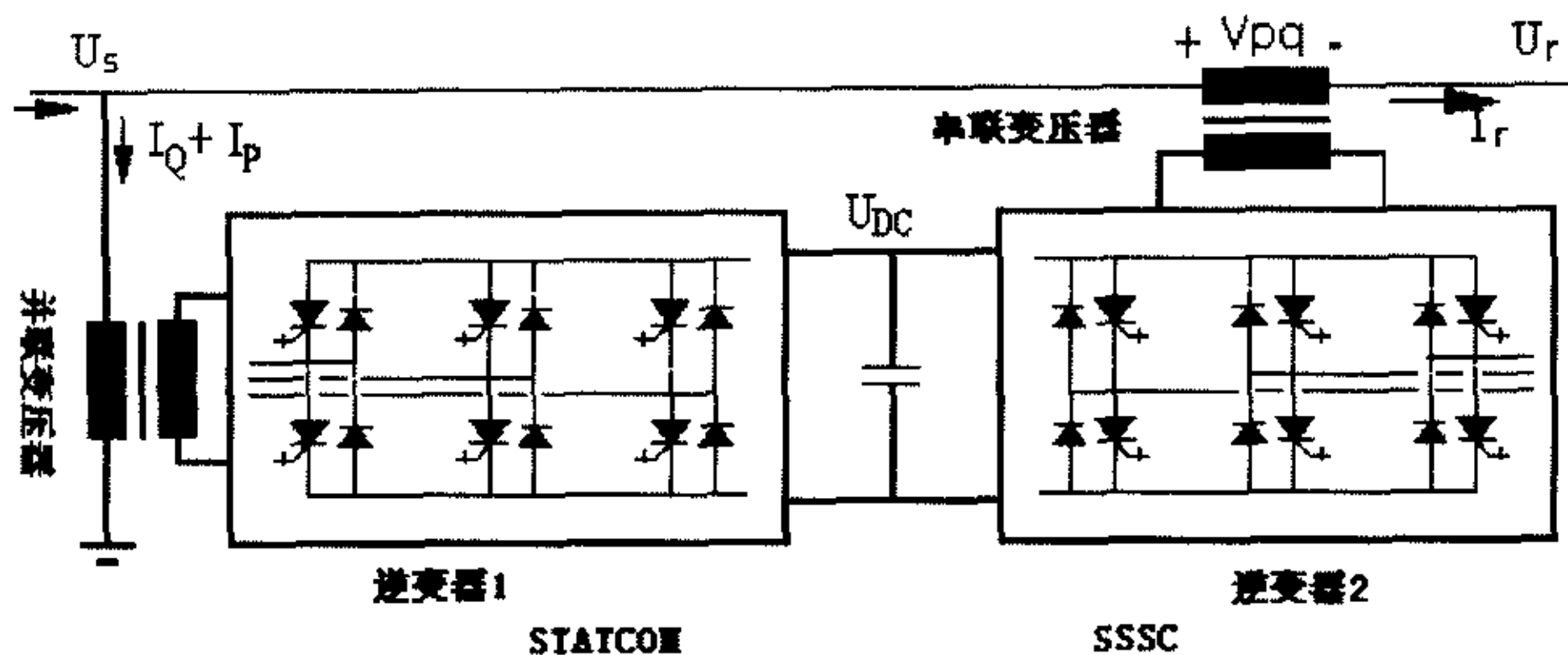


图2-1 UPFC构成图

其中逆变器 1 通过并联耦合变压器与线路相连, 逆变器 2 通过串联耦合变压器与线路相连, 逆变器 1 与逆变器 2 通过中间的直流电容相连。这样有功功率可以在两个逆变器之间自由流动。

- 逆变器 1: 逆变器 1 的基本功能是通过中间的直流电容为逆变器 2 提供有功功率的支持。而这一切要靠逆变器 1 经并联耦合变压器与电网之间发生有功交换。逆变器 1 能独立地与电网发生无功交换。因此, 逆变器 1 的辅助功能是调节节点的电压。
- 逆变器 2: 统一潮流控制器的主要功能由逆变器 2 实现。即通过串联耦合变压器向输电线路提供一个幅值($0 \leq V_{pq} \leq V_{pq\max}$)和相角($0 \leq \delta \leq 360^\circ$)均可控制的补偿电压 V_{pq} , 补偿电压 V_{pq} 可被看作是一个同步交流电压源, 输电线路中的电流 I_r 流经 V_{pq} , 使逆变器 2 与输电线路之间发生有功和无功交换。有功功率作为中间直流环节的给定由逆变器 1 提供。无功功率由逆变器 2 自身产生或吸收。

2.2 UPFC 的功能

如图 2-2, UPFC 可以用一个并联电流源 I_q 与串联电压源 V_{pq} 来等效。其中 I_q 可分解为对应的有功分量 I_{dq} 和无功分量 I_{pq} 。有功分量 I_{dq} 对串联变压器提供有功功率的支持, 无功分量 I_{pq} 主要是调节端点电压。UPFC 的主要功能通过串联电压 V_{pq} 来完成, 分为电压调节模式和功率调节模式。

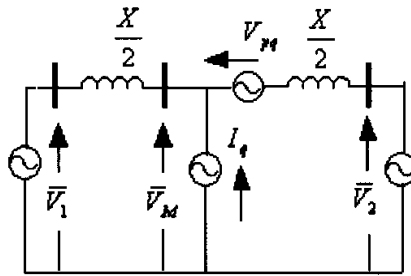


图 2-2 UPFC 等效电路结构图

2.2.1 电压调节模式

- 1) 端点电压调节: 逆变器 2 产生的补偿电压 V_{pq} 与端点电压 V_r 方向相同或相反, 如图 2-3 中(a)图所示。公式表示为:

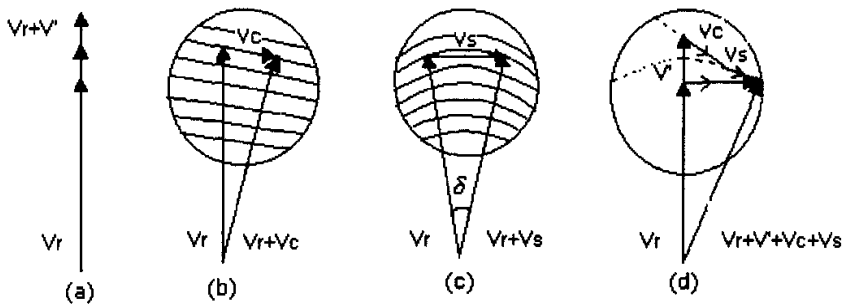


图 2-3 UPFC 功能实现图:

- (a) 端点电压调节 (b) 串联电容补偿 (c) 移相调节 (d) 多功能综合调节

$$V_{pq} = k \cdot V_r, (k \text{ 为比例系数}) \quad (2-1)$$

- 2) 串联阻抗补偿: V_{pq} 滞后或超前于线电流 $\pi/2$ 角度, 效果等同于在线路中串联一个电容或电感, 如图 2-3 中(b)图。公式表示为:

$$V_{pq} = \pm j \cdot k \cdot I_{line}, (k \text{ 为比例系数}) \quad (2-2)$$

- 3) 移相调节: V_{pq} 叠加到线路上后使端点电压 V_r 的方向发生改变, 同时保证 V_r 的幅值不变, 如图 2-3 中(c)图。公式表示为:

$$V_{pq} = \pm 2 \cdot \sin \frac{\delta}{2} \cdot V_r \quad (2-3)$$

- 4) 综合调节: V_{pq} 叠加到线路上后使终端电压 V_r 发生上述一种以上乃至全部三种的变化, 从而使终端电压的大小和方向能随意调节。考虑到逆变器工作条件的限制, 实际工作范围为图中圆内部分, 则端点电压可落在圆上或圆内任意一点, 如图 2-3 中(d)图。公式表示为:

$$V_{pq} = V_c + V' + V_s \quad (2-4)$$

- 5) 小结: 上述四种情况分析了 UPFC 调节端点电压的情况。然而迄今为止, 与传统的无功补偿装置相比, UPFC 功能更强大的地方在于它通过向输电线路注入一个幅值和方向均可调节的电压以改变输电线路的有功和无功分布, 实现调节输电线路潮流的目的。

2.2.2 功率调节模式

考虑如图 2-4 所示输电线路:

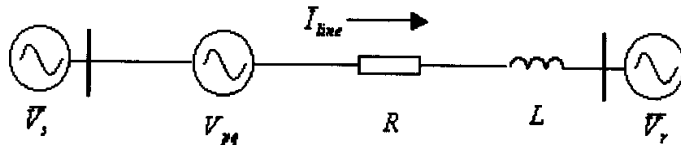


图 2-4 UPFC 调节线路功率结构图

\bar{V}_s 是发送端电压, \bar{V}_r 是接收端电压, L 是线路电感, R 是线路电阻, V_{pq} 是补偿电压, 则其在 abc 坐标系下的电路方程可写为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{sa} + v_{pqa} - v_{ra} \\ v_{sb} + v_{pqb} - v_{rb} \\ v_{sc} + v_{pqc} - v_{rc} \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

通过旋转变换转化为 d-q 同步旋转坐标系下的表达式。设参考向量为发送端的 v_{sa} 、 v_{sb} 、 v_{sc} ，d 轴与发送端的电压矢量 v_s 始终同相， θ 是 d 轴与 a 轴的夹角，则有：

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = [V] \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [V] \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix} = [V] \begin{bmatrix} v_{pqa} \\ v_{pqb} \\ v_{pqc} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} = [V] \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

其中 $[V]$ 是变换矩阵^[27]

$$[V] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

由式 (2-9)、(2-10) 可求得 θ

$$\begin{bmatrix} v_{sdd} \\ v_{sqq} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

$$\theta = \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{v_{sqq}}{v_{sdd}}\right) & v_{sdd} \geq 0 \\ \pi + \tan^{-1}\left(\frac{v_{sqq}}{v_{sdd}}\right) & v_{sdd} < 0 \end{cases} \quad (2-10)$$

这样，方程 (2-5) 在 d - q 同步旋转坐标系下可表达为：

$$\frac{d}{dt}[(i_p + ji_q)e^{j\omega t}] = -\frac{R}{L}(i_p + ji_q)e^{j\omega t} + \frac{1}{L}[V_{sd} + (V_p + jV_q) - (V_{rd} + jV_{rq})]e^{j\omega t} \quad (2-11)$$

其中， $\omega = d\theta/dt$ 。方程 (2-11) 中左式可以写为：

$$\frac{d}{dt}[(i_p + ji_q)e^{j\omega t}] = \left(\frac{di_p}{dt} + \frac{di_q}{dt}\right)e^{j\omega t} + j\omega(i_p + ji_q)e^{j\omega t} \quad (2-12)$$

将方程 (2-12) 代入方程 (2-11) 并化简：

$$\frac{di_p}{dt} + j\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_p + \omega i_q + \frac{1}{L}(v_{sd} + v_p - v_{rd}) + j\left[-\omega i_p - \frac{R}{L}i_q + \frac{1}{L}(v_q - v_{rq})\right] \quad (2-13)$$

方程 (2-13) 左右两式的实部和虚部分别相等，整理后得到：

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L}(v_{sd} + v_p - v_{rd}) \\ \frac{1}{L}(v_q - v_{rq}) \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

传输的瞬时有功功率 p 、瞬时无功功率 q 分别为：

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} & 0 \\ 0 & -v_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

方程 (2-14)、(2-15) 就是串有补偿电压 V_{pq} 的电力传输系统在 d - q 同步旋转坐标系下的数学模型。

实际电路中 $\omega L \gg R$ ，忽略 R 的作用，在稳态时，方程 (2-14) 可写为：

$$i_p = \frac{1}{\omega L}(v_q - v_{rq}) \quad (2-16)$$

$$i_q = -\frac{1}{\omega L}(v_{sd} + v_p - v_{rd}) \quad (2-17)$$

从而有：

$$p = v_{sd}(v_q - v_{rq})/(\omega L) \quad (2-18)$$

$$q = -v_{sd}(v_{sd} + v_p - v_{rd})/(\omega L) \quad (2-19)$$

方程 (2-18)、(2-19) 表明调整 V_{pq} 的正交分量 v_q 就可以控制有功，调整 V_{pq} 的同相分量 v_p 可以控制无功，从而通过调整 V_{pq} 实现了对瞬时有功功率和瞬时无功功率的控制。

2.3 UPFC 基本控制策略介绍

UPFC 由并联逆变器和串联逆变器组成，如图 2-5，这两相互关联部分需要相应的控制方法。同时并联逆变器可独立作为 STATCOM 控制使用，串联逆变器可独立作为 SSSC 控制使用，它们各自又需要对应的控制策略。

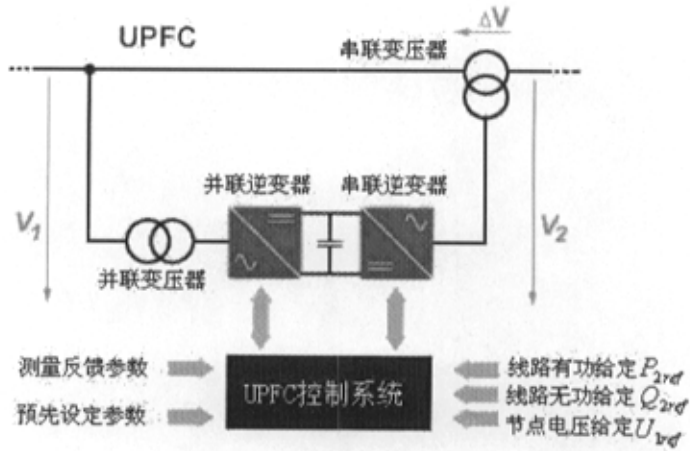


图2-5 UPFC控制分析图

2.3.1 并联逆变器控制策略：

并联逆变器的工作原理是通过并联变压器与输电线路发生电流交换，从而实现有功传输及无功补偿。电流可分两部分考虑，即有功分量和无功分量。其中有

功分量用来提供串联逆变器所需要的有功。无功分量根据使用的目的分两种情况：对输电线路进行无功补偿，这种补偿的方式类似于传统的静止无功发生器 (STATCOM)；维持并联端节点电压稳定。

- a) 无功控制模式：在这种情况下，输入给定值是感性或容性的无功，通过 PID 调节器转化为无功电流的给定值，电流的实际值通过传感器获得后经处理，其无功分量与给定值进行比较，再经 PID 调节器转化为电压，作为并联逆变器的输入信号。有功电流分量主要用来维持直流电容电压的稳定。

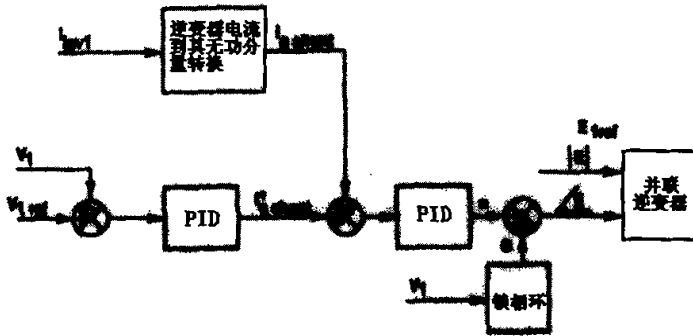


图2-6 UPPC 并联侧节点电压控制方案

- b) 节点电压控制模式：如图 2-6，在这种情况下输入给定值为节点电压，通过 PID 调节器变换作为并联逆变器的输入信号。同样，有功电流分量用来维持直流电容的稳定。

2.3.2 串联逆变器控制策略：

串联逆变器主要用来控制向电网注入电压的幅值和相角以改变线路的潮流分布，依据具体的功能可分为四种控制模式。

- 电压控制模式：在此情况下，控制给定是注入补偿电压的幅值和相角，幅值和相角的大小任意给定。实际电压与给定进行比较，误差通过处理作为串联逆变器的输入。
- 移相调节模式：在此情况下，控制给定同样是补偿电压的幅值和相角，但其大小需满足下述要求：即电网接收端电压与发送端相比，相角发生变化，幅

值保持不变。同样采样电压与实际电压进行比较，误差经处理作为串联逆变器的输入。

- 阻抗调节模式：与移相调节模式相比，阻抗调节模式要求注入的补偿电压与电路电流呈现比例关系，即调节线路的阻抗。阻抗的给定值可以是实数(纯电阻)或复数(电阻加电抗形式)。在此情况下需注意的一点是要防止注入的电阻或容抗与线路感抗产生共振，造成系统的不稳定。

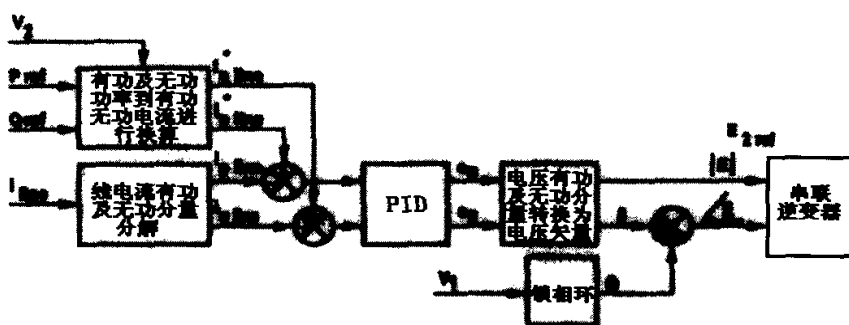


图2-7 UPFC 串联侧潮流调节控制方案

- 潮流调节控制模式：如图 2-7，在此控制模式下，UPFC 需独立地控制线路的有功和无功。实现原理是通过向线路注入一个适当的补偿电压同时使电路产生一个理想的电流向量，从而达到调节线路潮流的目的。其中串联逆变器的给定值是线路的有功和无功，通过计算将功率转换为电流的给定值，实际电流值经反馈与给定值比较，误差经 PID 调节器转换为电压作为串联逆变器输入控制值。

2.3.3 控制策略小结：

从上面的分析可以看出，两个逆变器可分开独立运行，同时它们也可关联运行。独立运行时，并联逆变器及相应器件作为一个独立的静止无功补偿器(STATCOM)运行，串联逆变器及相应器件作为一个独立的静止同步补偿器(SSSC)运行。需注意的是，当工作在这种状态时，两个逆变器均不能产生或吸收有功功率。换言之，它们都只能作为无功补偿器件使用。对串联逆变器来说，其调节功

能相应减少。例如，在线路阻抗调节模式中，串联逆变器的控制给定只能是感抗或容抗。关联运行时，UPFC 的主要功能是通过串联逆变器来调节线路的有功和无功，串联逆变器所需的有功由并联逆变器来提供，而这一切必须通过中间的直流电容环节来实现。因此，控制直流电容上电压的稳定是 UPFC 关联运行时很重要的一个环节。

2.4 本章小结

- 论文在 UPFC 拓扑图的基础上，分析 UPFC 两部分逆变器的结构组成。
- 论文介绍了 UPFC 功能特性，主要研究了 UPFC 串联侧电压调节模式和功率调节模式。
- 论文最后分析了 UPFC 的一般控制策略。包括并联侧控制方案，串联侧控制方案，以及两部分关联运行时对应的控制要求。

3 电流控制电压型 PWM 变换器的智能控制策略研究

3.1 电流控制电压型 PWM 变换器

电流控制电压型 PWM 变换器（英文缩写 CC-PWM）如图 3-1，它包括 AC/DC 及 DC/AC 两种类型。

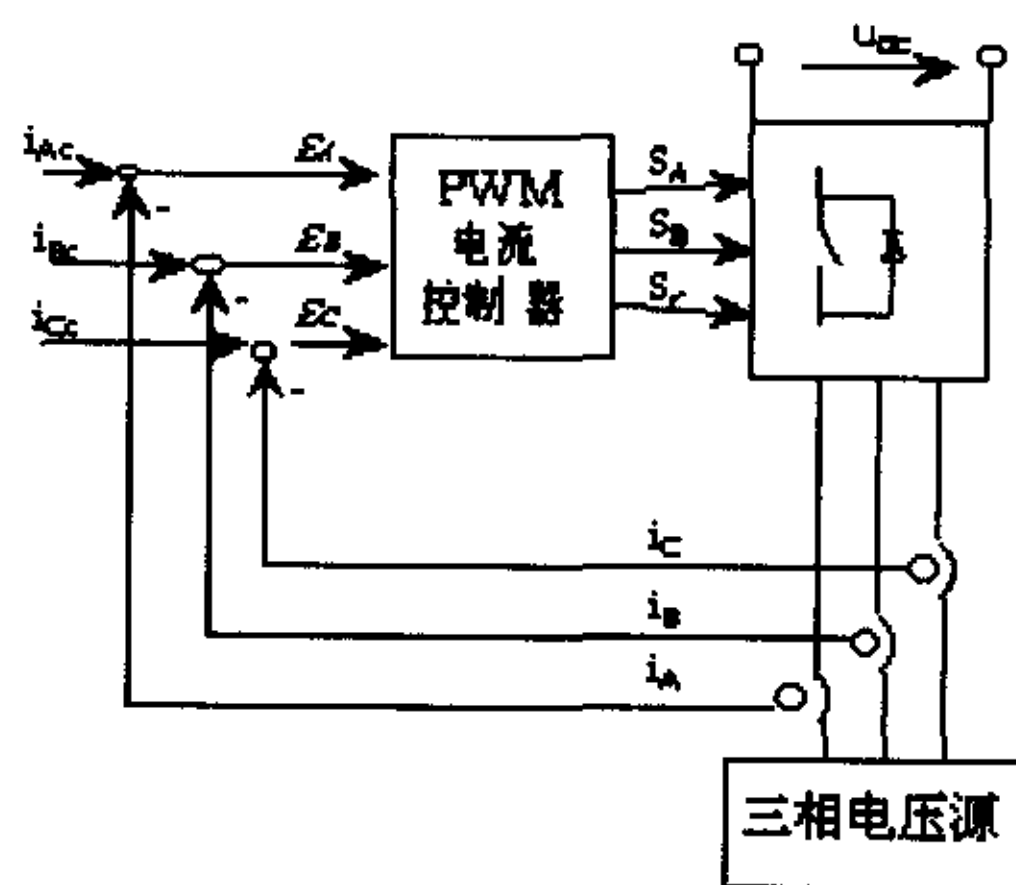


图3-1 电流控制电压型变换器原理图

从 UPFC 电力电子装置的控制技术与工程实现来看，UPFC 的主电路含两个电压型逆变器。在逆变器的控制与实现上主要采用三种技术：多电平逆变器及其叠加技术；PWM 逆变器；矩阵变换器。而电流控制电压型 PWM 变换器是 PWM 逆变器中很重要的一种类型。CC-PWM 变换器的结构如图 3-1 所示，它由直流侧、交流侧、电压型功率变换器（通常为桥式变换器）及 PWM 电流控制器组成，控制器的任务是控制交流侧的电流跟踪给定的参考信号指令，即控制器对电流参考值 (i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^*) 与实际电流瞬时值 (i_a 、 i_b 、 i_c) 进行比较，产生变换器功率器件开关的控制信号 (S_A 、 S_B 、 S_C)，以减少电流的误差 (ε_A 、 ε_B 、 ε_C)。因此电流控制器需要完成误差补偿（减少每相电流的误差 ε_A 、 ε_B 、 ε_C ）和调制（确定开关状态 S_A 、 S_B 、 S_C ）两项任务。

CC-PWM 变换器的控制要求有：

- ① 在很宽的频率范围内实现幅值和相位的无误差跟踪（理想跟踪）；
- ② 动态响应好；
- ③ 限制或恒定开关频率，以保证变换器功率器件的安全运行；
- ④ 谐波含量低；
- ⑤ 对负载参数变化的鲁棒性好。

CC-PWM 在交流电机传动、有源滤波器、高功率因数 AC/DC 整流器、不间断电源、交流电源、交流灵活输电系统等领域有广泛应用。CC-PWM 变换器具有以下优点：

- 高精度瞬时电流波形控制；
- 峰值电流保护；
- 过负荷抑制；
- 快速动态响应特性；
- 可补偿由于负荷参数变化产生的影响；
- 可补偿半导体器件的电压降和变换器的死区时间；
- 可补偿直流环节和交流侧的电压变化产生的影响。

由于 CC-PWM 变换器在 UPFC 的电力电子装置的控制技术与工程实现中占有很重要的地位，因此论文确定先研究 CC-PWM 变换器，主要对其整流控制进行分析，然后由浅入深的完成对 UPFC 的研究。

3.2 CC-PWM 整流器

近年来，随着电力电子技术的发展，CC-PWM 型 AC/DC 变流器（即 PWM 整流器）的应用日益广泛。PWM 整流器的核心是电流控制。如何提高整流器的功率因数并改善主电路电流波形是人们追求的目标。已有的控制方案如开关频率固定法，滞环比较法，三角波比较法都有一定的缺点，难以实现数字化。论文针对上述问题，提出了 PWM 预测电流控制法，同时利用改进型 BP 神经网络辨识系统参数。最后论文分别采用 PID 和单神经元自适应 PID 控制方案，获得了较好的控制效果。

3.2.1 传统 PWM 整流控制策略

传统的 PWM 整流控制有以下几种策略：

为了使 PWM 整流电路在工作时功率因数近似为 1，即要求输入电流为正弦波且和电压同相位，可以有多种控制方法。根据有没有引入电流反馈^[56]将这些控制方法分为两种：没有引入交流电流反馈的称为间接电流控制；引入交流电流反馈的称为直接电流控制。

3.2.1.1 间接电流控制

间接电流控制也称相位和幅值控制。这种方法就是按照相量的关系来控制整流桥交流输入端电压，使得输入电流与电压同相位，从而得到功率因数为 1 的控制效果。如图 3-2 所示，直流电压给定值 U_d^* 与实际电压 U_d 比较后送入 PI 调节器，PI 调节器的输出确定电流给定信号 i_s^* 的大小。

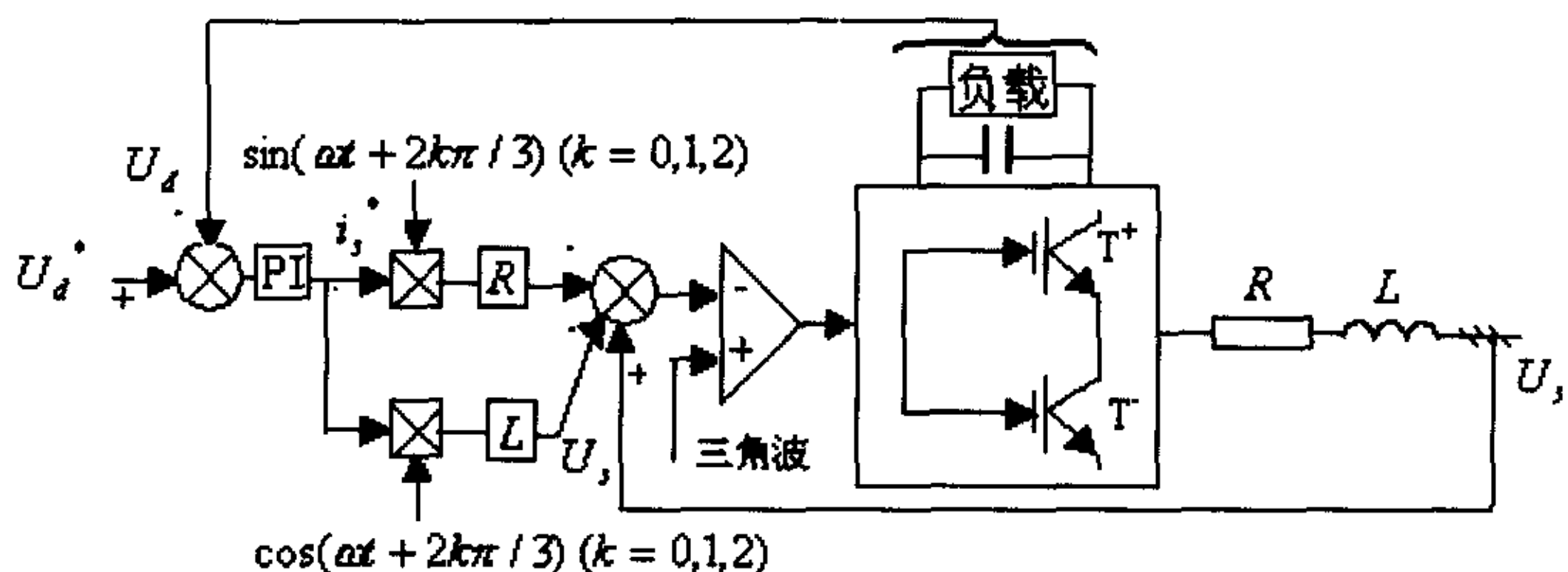


图 3-2 PWM 间接电流控制方案

图 3-2 中两个乘法器为两个三相乘法器的简单表示。上面的乘法器为 i_s^* 分别乘以与 a、b、c 三相相电压同相位的正弦信号，再乘以电阻 R，即得到各相电流在 R 上的压降；下面的乘法器为 i_s^* 分别乘以比三相电压超前 $\pi/2$ 的余弦信号，再乘以感抗 L，从而得到三相电流在电感上的压降。电源电压 U_s 减去上面求得的电阻与电感压降，然后再对三角波进行调制，即可得到 PWM 开关信号，达到所需的控制效果。这种控制方法在信号运算过程中要用到电路参数 L 和 R。当 L、R

的运算值和实际值有误差时，必然会影响到控制效果。此外这种控制方法的系统动态响应速度也比较慢。

3.2.1.2 直接电流控制

这种控制方法中，通过运算求出交流电流指令值，再引入交流电流反馈，通过对交流电流的直接控制而使其跟指令电流值，因此这种方法称直接电流控制。外环的控制结构与工作原理与间接电流控制相同。外环的输出作为电流给定信号 i_s^* 的大小，再乘以与 a、b、c 三相电压同相位的正弦信号。该信号与实际交流电流信号进行比较，再通过滞环对开关器件进行控制，使实际电流值跟踪电流给定值。滞环控制常见的有两种控制方法。

- a) 恒定滞环宽度法：即将给定参考电流与实际电流比较，当二者之差超出 $0.5h$ (h 是滞环宽度) 时，通过逆变器开关状态的改变，使逆变器输出的电压方向改变，从而使实际电流方向改变，回到环内来。显然，滞环越小，实际电流越接近参考电流，但开关频率也会越高。采用滞环电流比较的直接电流控制系统结构简单，电流响应速度快，控制运算中未使用电路参数，系统鲁棒性好，因而获得了较多的应用。这种方法的一个不足之处是开关频率不固定，给滤波器设计带来一定困难。
- b) 同步开关法：指在每一个等距的采样瞬间将参考电流与实际电流比较，若

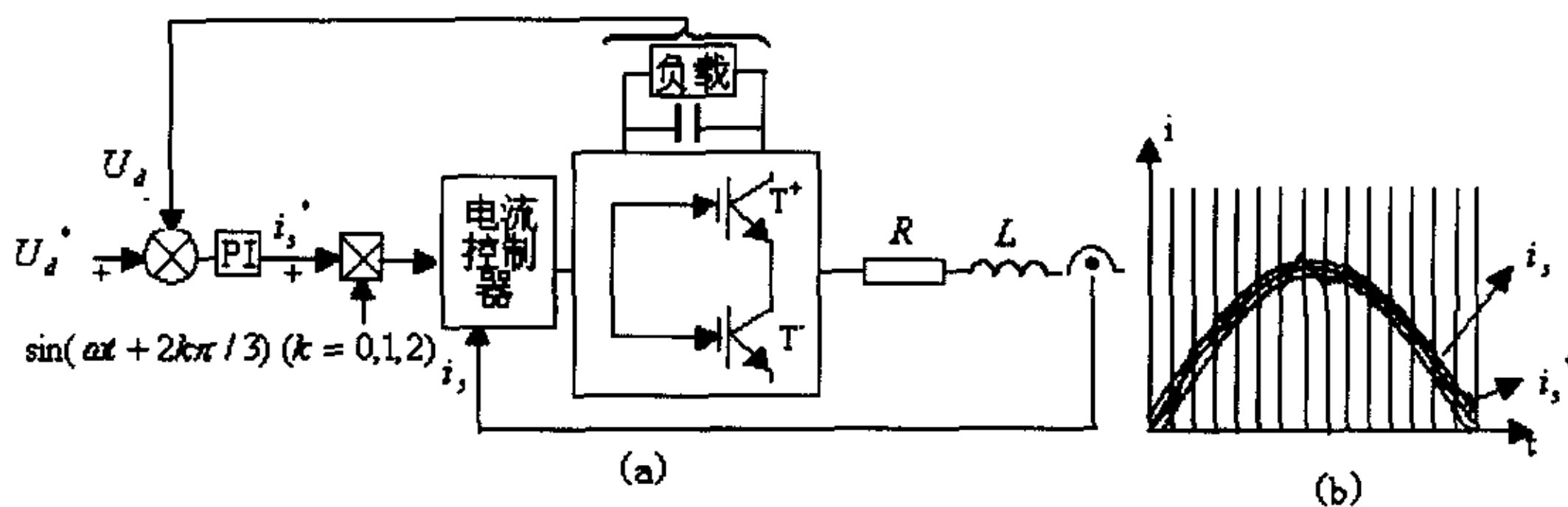


图3-3 PWM直接电流滞环控制方案

$i_s > i_s^* + 0.5h$ ，则发出信号使 T^+ 关， T^- 通，使电流减小；若 $i_s < i_s^* - 0.5h$ ，过程相反。这种方法中，采样频率越高，实际电流越接近参考电流，同时逆变器

的开关周期总是采样周期的整数倍，从而解决了恒定滞环法的开关频率不固定的问题，而且这种方法也易于软件实现。图(3-4-a)给出的是基于同步开关法的电流滞环比较控制结构图。图(3-4-b)为对应的电流给定与实际输出波形。

3.2.2 基于预测电流的 PWM 空间矢量脉宽调制研究

在传统 PWM 整流控制策略的基础上，论文结合 PWM 直接电流控制与间接电流控制的优缺点，利用开关函数推导 PWM 的数学模型，提出基于电压空间矢量的 PWM 整流控制策略。控制方面分别采用传统 PID 控制与单神经元自适应 PID 控制，取得了较好的效果。

3.2.2.1 PWM 数学模型推导

三相电压型 PWM 整流器电路图如图 3-4。

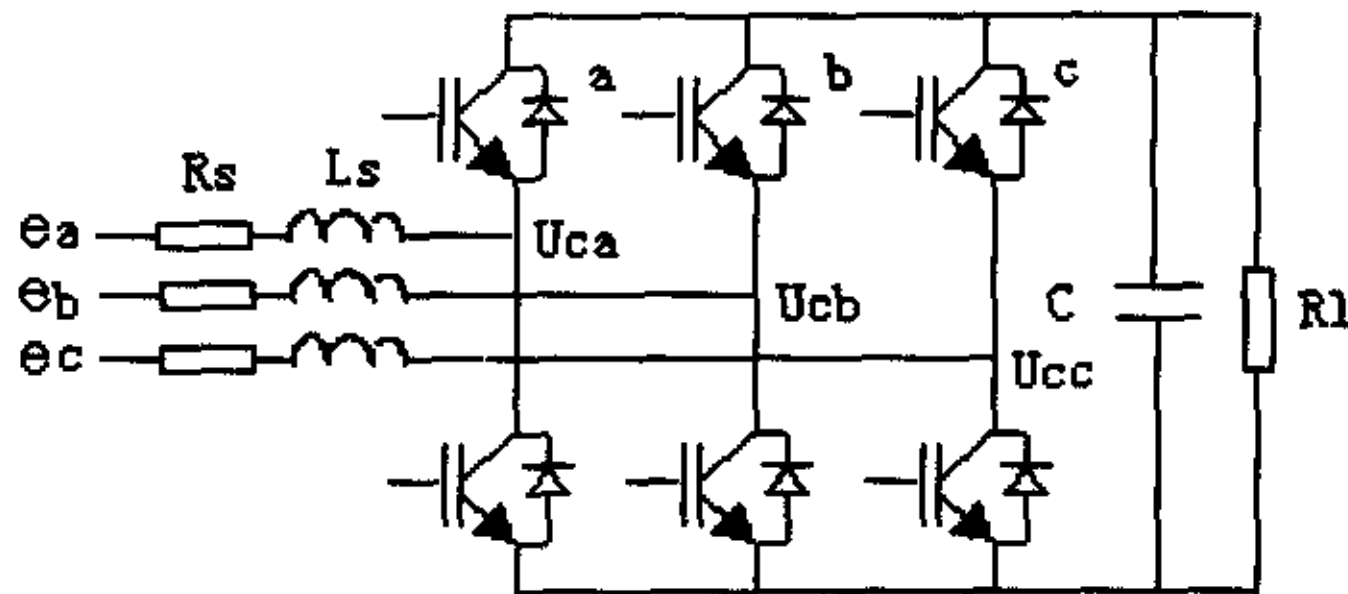


图3-4 三相电压型PWM整流器电路图

取其中 a 相进行分析，如图 3-5，将 IGBT 等效为一个理想开关 S_a 加电阻 R_s 的形式， R_s, L_s 为电感器等效参数，定义开关函数如下：

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通} \\ 0 & \text{下桥臂导通} \end{cases} \quad (i = a, b, c) \quad (3-1)$$

以 a 相为例对 PWM 数学模型进行推导：

$$L_s \frac{di_a}{dt} + R_s \cdot i_a = E_a - (V_{AN} + V_{NO}) \quad (3-2)$$

当上桥臂开关导通时有:

$$V_{AN} = i_a \cdot R_s + v_{DC} \quad (3-3)$$

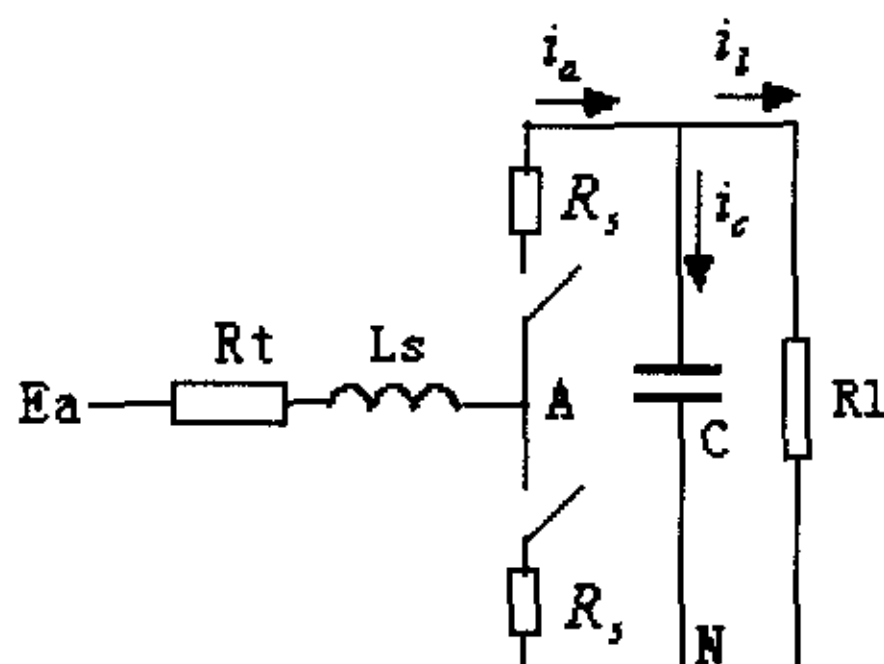


图3-5 a相PWM整流电路图

下桥臂开关导通时有:

$$V_{AN} = i_a \cdot R_s \quad (3-4)$$

(3-4),(3-3)式代入(3-2)式得:

$$L_s \frac{di_a}{dt} + R_t \cdot i_a = E_a - [(i_a \cdot R_s + v_{DC}) \cdot S_a + i_a \cdot R_s \cdot \bar{S}_a + V_{NO}] \quad (3-5)$$

由于上下桥臂开关不能同时导通, 即 $S_a + \bar{S}_a = 1$, 同时令 $R_t + R_s = R$, 则(3-5)式可写为:

$$L_s \frac{di_a}{dt} + R \cdot i_a = E_a - (v_{DC} \cdot S_a + V_{NO}) \quad (3-6)$$

同理可得 b 相和 c 相方程:

$$L_s \frac{di_b}{dt} + R \cdot i_b = E_b - (v_{DC} \cdot S_b + V_{NO}) \quad (3-7)$$

$$L_s \frac{di_c}{dt} + R \cdot i_c = E_c - (v_{DC} \cdot S_c + V_{NO}) \quad (3-8)$$

将 (3-6),(3-7),(3-8) 三式相加, 对三相平衡系统有: $E_a + E_b + E_c = 0$,

$L_s \cdot (\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt}) = 0$, $R \cdot (i_a + i_b + i_c) = 0$ 。则中性点电压为:

$$V_{NO} = -\frac{1}{3} \cdot [(S_a + S_b + S_c) \cdot v_{DC}] \quad (3-9)$$

(3-9)式代入(3-6)式, 则完整的 a 相方程确定如下:

$$L_s \frac{di_a}{dt} + R \cdot i_a = E_a - \left[S_a - \frac{1}{3} \cdot (S_a + S_b + S_c) \right] \cdot v_{DC} \quad (3-10)$$

同理可得 b 相, c 相方程(3-11),(3-12):

$$L_s \frac{di_b}{dt} + R \cdot i_b = E_b - \left[S_b - \frac{1}{3} \cdot (S_a + S_b + S_c) \right] \cdot v_{DC} \quad (3-11)$$

$$L_s \cdot \frac{di_c}{dt} + R \cdot i_c = E_c - \left[S_c - \frac{1}{3} \cdot (S_a + S_b + S_c) \right] \cdot v_{DC} \quad (3-12)$$

对负载电流进行分析得: $i_a + i_b + i_c = i_C + i_l$, 则电容上的电压:

$$C \cdot \frac{dv_{DC}}{dt} = (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) - \frac{v_{DC}}{R_l} \quad (3-13)$$

将(3-10),(3-11),(3-12),(3-13)写为状态方程的形式如下:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (3-14)$$

式中 $X = [i_a \ i_b \ i_c \ v_{DC}]^T$, $U = [e_a \ e_b \ e_c \ 0]^T$, $B = \text{diag}[1/L_s \ 1/L_s \ 1/L_s \ 0]$,

$$A = \begin{bmatrix} -R/L_s & 0 & 0 & (S^* - S_a) \\ 0 & -R/L_s & 0 & (S^* - S_b) \\ 0 & 0 & -R/L_s & (S^* - S_c) \\ S_a/C & S_b/C & S_c/C & -1/(CR_l) \end{bmatrix}$$

式中 $e_a = E_m \cos(\omega t)$, $e_b = E_m \cos(\omega t + 2\pi/3)$, $e_c = E_m \cos(\omega t - 2\pi/3)$,
 $S^* = 1/3 \cdot (S_a + S_b + S_c)$ 。

3.2.2.2 电压空间矢量脉宽调制

a) 电压空间矢量概念及数学表达式

经典的 SPWM 控制主要目标是使逆变器输出电压尽量接近正弦波。至于电流波形, 由于受到负载电路参数的影响, 控制上基本不再涉及。间接电流在利用电路参数的情况下, 通过闭环控制使电流波形得到很大的改善。对于理想的三相正弦电压有:

$$e_a = E_m \cos(\omega t), \quad (3-15)$$

$$e_b = E_m \cos(\omega t - 2\pi/3), \quad (3-16)$$

$$e_c = E_m \cos(\omega t + 2\pi/3), \quad (3-17)$$

电压空间矢量定义为:

$$\vec{U} = e_a + \alpha e_b + \alpha^2 e_c, \quad (\alpha = e^{2\pi/3j}). \quad (3-18)$$

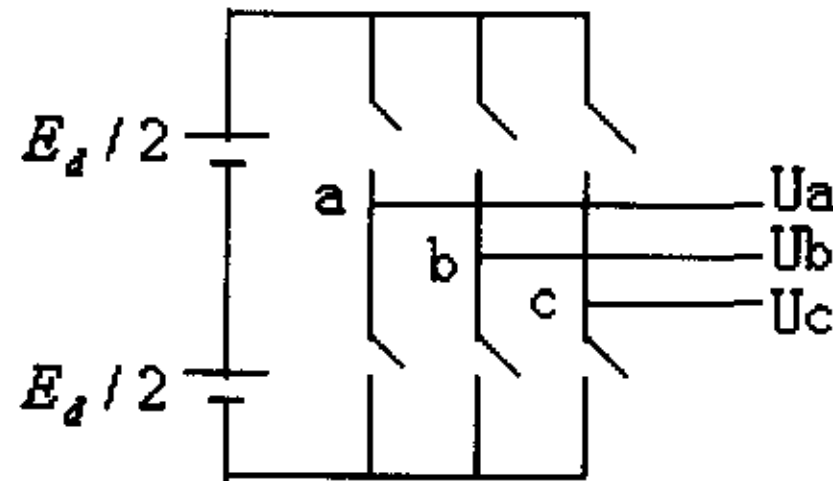


图3-6 PWM变换器拓扑图

而对于三相变换桥，其拓扑结构如图 3-6 所示，开关函数定义如式 (3-1) 则:

$$U_a = S_a \cdot E_d, U_b = S_b \cdot E_d, U_c = S_c \cdot E_d. \quad (3-19)$$

将(3-19)代入(3-18)得PWM变换器中电压空间矢量的定义为:

$$\vec{U} = E_d \cdot [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}]$$

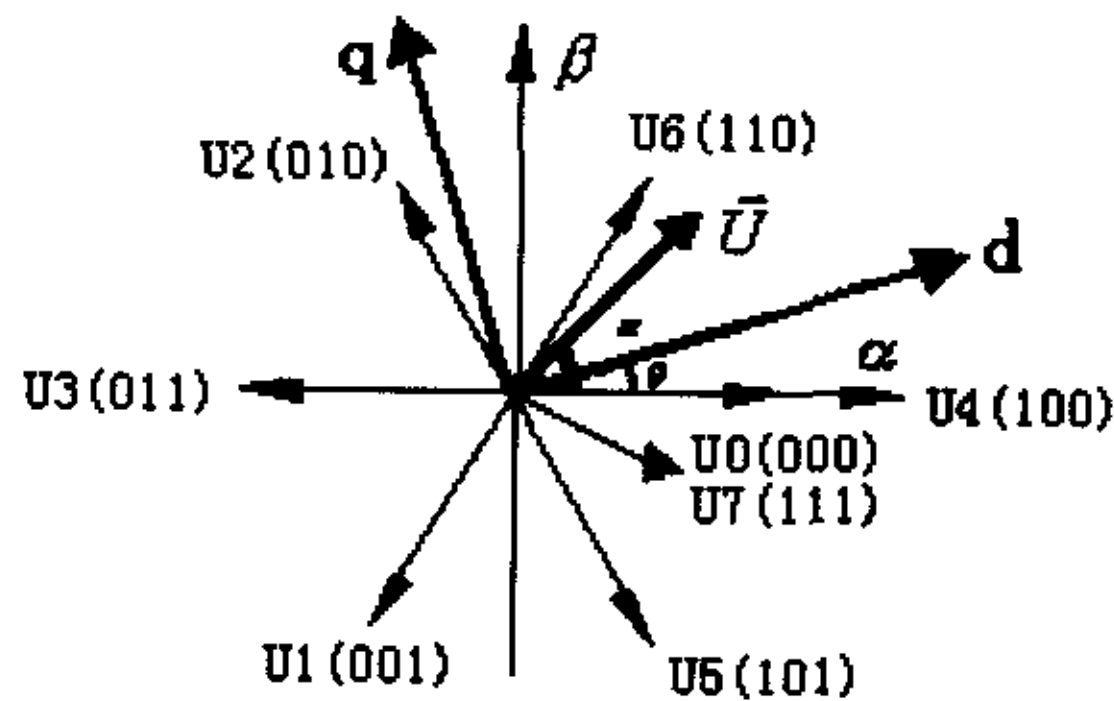


图3-7 电压空间矢量图

按 $S_c S_b S_a$ 的排列进行组合, 得到二进制代码有 000~111, 记为 0~7, 则可得对应电压空间矢量为:

$$\vec{U}_n = \begin{cases} \frac{2}{3} \cdot E_d \cdot e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}}, n = 1, 2, \dots, 6 \\ 0, n = 0, 7 \end{cases}$$

代表 6 个非零电压矢量 U_i , ($i = 1 \sim 6$) 组成一个正六边形, 代表自由旋转态的电压矢量 U_7, U_0 是零电压矢量 0, 如图 3-7 所示。

b) 电压矢量所处的区间判断

1) a-b-c 坐标系判断方法

如图 3-8 三相电压波形分析可知, 6 个区间电压大小具有以下规律:

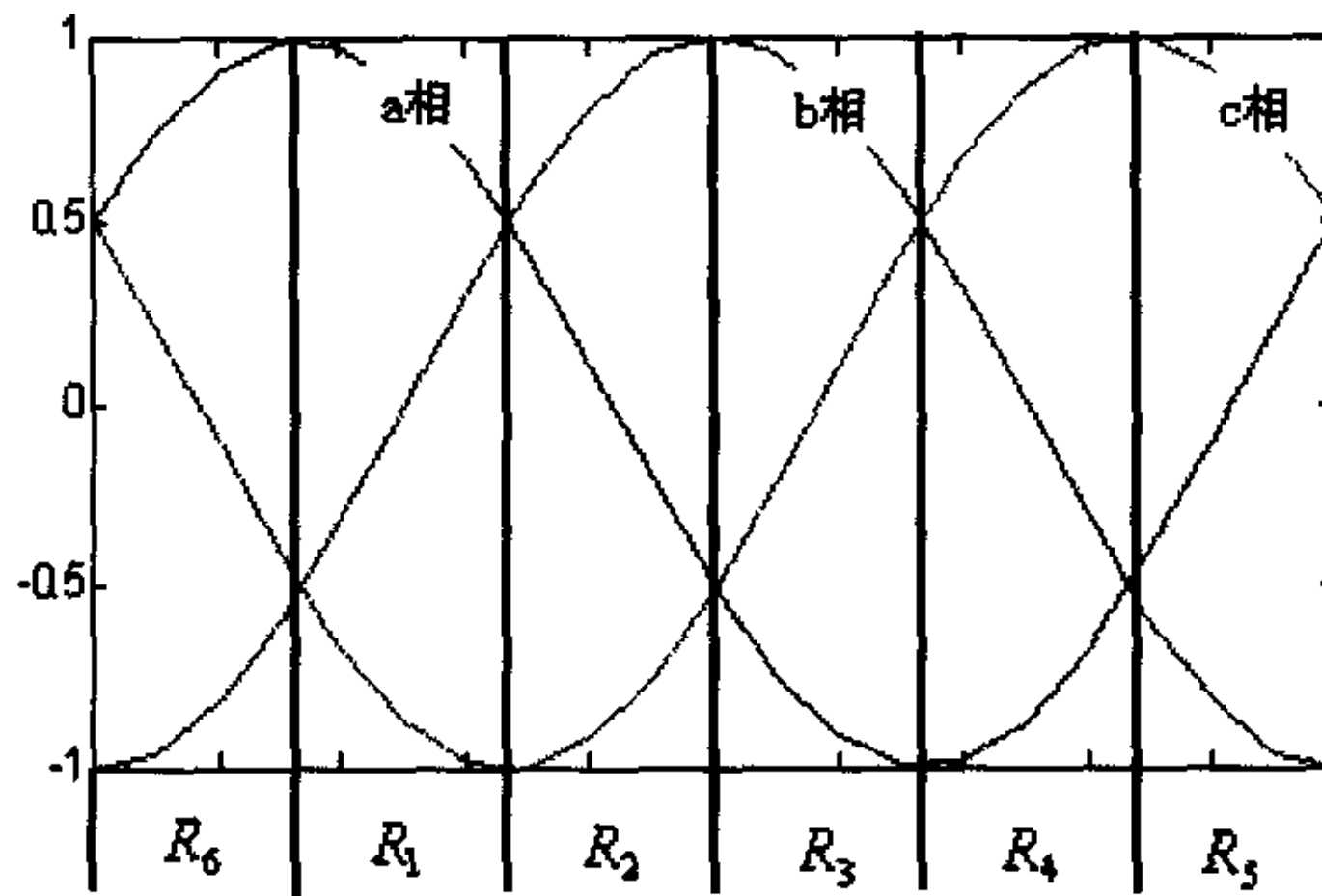


图3-8 一周期三相电压波形图

$$\begin{cases} V_a \geq V_b \geq V_c \Rightarrow R_1 \\ V_b \geq V_a \geq V_c \Rightarrow R_2 \\ V_b \geq V_c \geq V_a \Rightarrow R_3 \\ V_c \geq V_b \geq V_a \Rightarrow R_4 \\ V_c \geq V_a \geq V_b \Rightarrow R_5 \\ V_a \geq V_c \geq V_b \Rightarrow R_6 \end{cases}$$

定义符号函数:

$$\begin{cases} S_{ab} = \text{sign}(V_a - V_b) \\ S_{bc} = \text{sign}(V_b - V_c) \\ S_{ca} = \text{sign}(V_c - V_a) \end{cases}, \text{ 其中 } \text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x > 0 \\ 0 & \text{if } x \leq 0 \end{cases}.$$

则 6 个区间分别确定如下:

$$\begin{aligned} R_1 &= S_{ab} \cdot S_{bc} \cdot \bar{S}_{ca}, & R_2 &= \bar{S}_{ab} \cdot \bar{S}_{bc} \cdot S_{ca} \\ R_3 &= \bar{S}_{ab} \cdot S_{bc} \cdot S_{ca}, & R_4 &= \bar{S}_{ab} \cdot \bar{S}_{bc} \cdot S_{ca} \\ R_5 &= S_{ab} \cdot \bar{S}_{bc} \cdot S_{ca}, & R_6 &= S_{ab} \cdot \bar{S}_{bc} \cdot \bar{S}_{ca} \end{aligned}$$

这样通过判断 $R_i (i = 1, 2 \dots 6)$ 的值是否为 1, 可以很方便的确定电压空间矢量所处的区间。

2) $\alpha - \beta$ 坐标系判断方法

首先由 V_α, V_β 的正负判断 V_α, V_β 所处的象限, 然后通过其比值其所处的区间。

$$\triangleright V_\alpha > 0, V_\beta \geq 0: \begin{cases} \frac{V_\beta}{V_\alpha} \leq \sqrt{3} \Rightarrow R = 1 \\ \frac{V_\beta}{V_\alpha} > \sqrt{3} \Rightarrow R = 2 \end{cases}$$

$$\triangleright V_\alpha < 0, V_\beta \geq 0: \begin{cases} \frac{V_\beta}{V_\alpha} > -\sqrt{3} \Rightarrow R = 3 \\ \frac{V_\beta}{V_\alpha} \leq -\sqrt{3} \Rightarrow R = 2 \end{cases}$$

$$\triangleright V_\alpha < 0, V_\beta \leq 0: \begin{cases} \frac{V_\beta}{V_\alpha} \leq \sqrt{3} \Rightarrow R = 4 \\ \frac{V_\beta}{V_\alpha} > \sqrt{3} \Rightarrow R = 5 \end{cases}$$

$$\triangleright V_\alpha > 0, V_\beta \leq 0: \begin{cases} \frac{V_\beta}{V_\alpha} \leq -\sqrt{3} \Rightarrow R = 5 \\ \frac{V_\beta}{V_\alpha} > -\sqrt{3} \Rightarrow R = 6 \end{cases}$$

将控制矢量转换到 $\alpha - \beta$ 坐标系, 经过上述判别, 同样可确定其所处的区间。

c) 电压空间矢量对应开关模式

开关导通原则为：每次工作状态切换时，只有一个功率器件作开关切换，防止开关状态频繁地在 000 与 111 之间发生切换。这样可以尽量减少开关损耗，减小整流器的噪声的同时提高了其利用效率。基于上述开关原则，确定以下开关模式组合表 3-1。这样从上一区间结束到本次区间开始，两个电压矢量加零矢量共需经过五次切换。区间之间以及区间内切换时，保证每次均只有一个功率器件发生作用。

(表 3-1 电压空间矢量对应开关状态表)

开关状态 次序	每个区间开关依次开通顺序: (Sa Sb Sc)				
	1	2	3	4	5
一	U7(111)	U6(110)	U4(100)	U6(110)	U7(111)
二	U6(110)	U2(010)	U0(000)	U2(010)	U6(110)
三	U7(111)	U3(011)	U2(010)	U3(011)	U7(111)
四	U3(011)	U1(001)	U0(000)	U1(001)	U3(011)
五	U7(111)	U5(101)	U1(001)	U5(101)	U7(111)
六	U5(101)	U4(100)	U0(000)	U4(100)	U5(101)

以一区为例，某一采样周期对应开关波形如图 3-9。

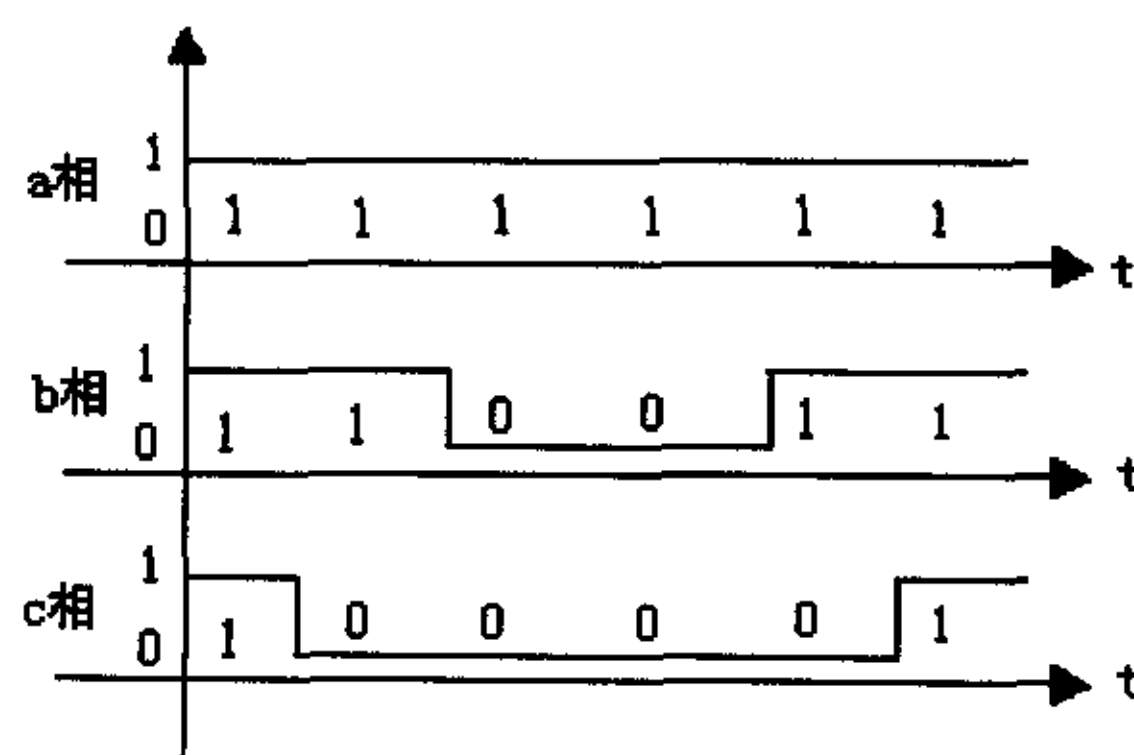


图3-9 一采样周期各相开关通断波形

d) 电压空间矢量脉宽调制总结^[58]

- 每个小区间虽有多次开关状态的切换，但每次切换都只涉及到一个功率开关器件，因而开关损耗较小。
- 利用电压空间矢量直接生成三相 PWM 波，计算量小，制成表格后可在线查询，便于工业实时控制。
- 采用电压空间矢量脉宽调制时，逆变器输出线电压基波最大幅值为直流侧电压，这比一般的 SPWM 逆变器输出电压高 15%。
- 采样周期 T_s 对电压空间矢量的控制效果有很大的影响。即采样周期越小，控制的效果越好。但 T_s 的减小受到所用功率器件允许开关频率的制约。

3.2.2.3 PWM 预测电流控制方案介绍

对图 3-4 电路进行分析，可得三相静止坐标系方程如下：

$$e_a = L_s \cdot \frac{di_a}{dt} + R_s \cdot i_a + U_{ca} \quad (3-19)$$

$$e_b = L_s \cdot \frac{di_b}{dt} + R_s \cdot i_b + U_{cb} \quad (3-20)$$

$$e_c = L_s \cdot \frac{di_c}{dt} + R_s \cdot i_c + U_{cc} \quad (3-21)$$

通过三相静止坐标系向旋转坐标系进行变换，可得旋转坐标系方程如下：

$$e_d = L_s \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_s \cdot i_q + R_s \cdot i_d + U_{cd} \quad (3-22)$$

$$e_q = L_s \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot L_s \cdot i_d + R_s \cdot i_q + U_{cq} \quad (3-23)$$

因为 e_a, e_b, e_c 为对称三相电压，同时使旋转坐标 d 轴初始位置与三相静止坐标 a 轴保持一致，则以下方程成立：

$$e_d = E_m \quad (3-24)$$

$$e_q = 0 \quad (3-25)$$

(3-24), (3-25) 代入 (3-22), (3-23) 可得控制电压 U_{cd}, U_{cq} 如下：

$$U_{cd} = -L_s \cdot \frac{di_d}{dt} + \omega \cdot L_s \cdot i_q - R_s \cdot i_d + E_m \quad (3-26)$$

对(3-26), (3-27)进行离散化得:

$$U_{cd}(k) = -L_s \cdot \frac{i_d^*(k+1) - i_d(k)}{T_s} + \omega \cdot L_s \cdot i_q(k) - R_s \cdot i_d(k) + E_m \quad (3-28)$$

$$U_{cq}(k) = -L_s \cdot \frac{i_q^*(k+1) - i_q(k)}{T_s} - \omega \cdot L_s \cdot i_d(k) - R_s \cdot i_q(k) \quad (3-29)$$

式中 $i_d^*(k+1), i_q^*(k+1)$ 分别指第 $k+1$ 采样周期时输入电流的参考值, 这样就实现所谓预测电流控制。

计算时定义 $|\vec{U}| = \sqrt{U_{cd}^2 + U_{cq}^2}$, 将 \vec{U} 分解成相邻两矢量来确定对应的时间,

如图 3-10。

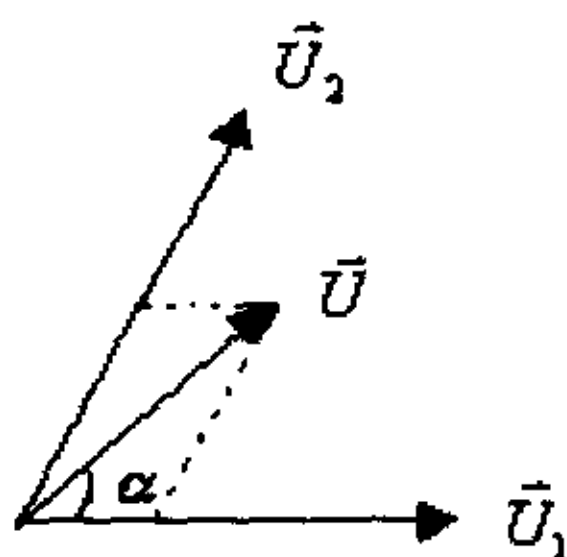


图3-10 电压空间矢量对应作用时间图

依据平行四边形法则, 其作用时间分别为:

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}|\vec{U}|\sin(\pi/3 - \alpha)}{U_{DC}} T_s, \quad (3-30)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}|\vec{U}|\sin \alpha}{U_{DC}} T_s, \quad (3-31)$$

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (3-32)$$

其中: $\alpha = \theta + \tan^{-1}(\frac{U_{cq}}{U_{cd}})$, ($\alpha = \omega t$)。

应用中为了防止电压参考矢量超出整流器所能承受的最大电压,对整流导通时间进行限制。即若 $t_1 + t_2 > T_s$, 则

$$t_1' = \frac{t_1}{t_1 + t_2} T_s, \quad (3-33)$$

$$t_2' = \frac{t_2}{t_1 + t_2} T_s, \quad (3-34)$$

$$t_0 = 0. \quad (3-35)$$

这样结合表 3-1, 就可以推出电压空间矢量对应的开关状态和时间。

3.3 基于改进型 BP 神经网络辩识的 PWM 控制策略

式 (3-28), (3-29) 分析了基于电压空间矢量的 PWM 预测电流控制方案, 从公式中可以看出, 电感参数在式中具有很重要的作用。而该控制方案最大缺点是电路电感参数不能精确的获得, 从而不能达到预期的控制效果。本文针对上述问题, 采用改进型 BP 神经网络对电路主要参数电抗进行辩识, 取得了较好的控制效果。

3.3.1 改进型 BP 神经网络介绍

如图 3-11, 取网络结构 3-8-1。

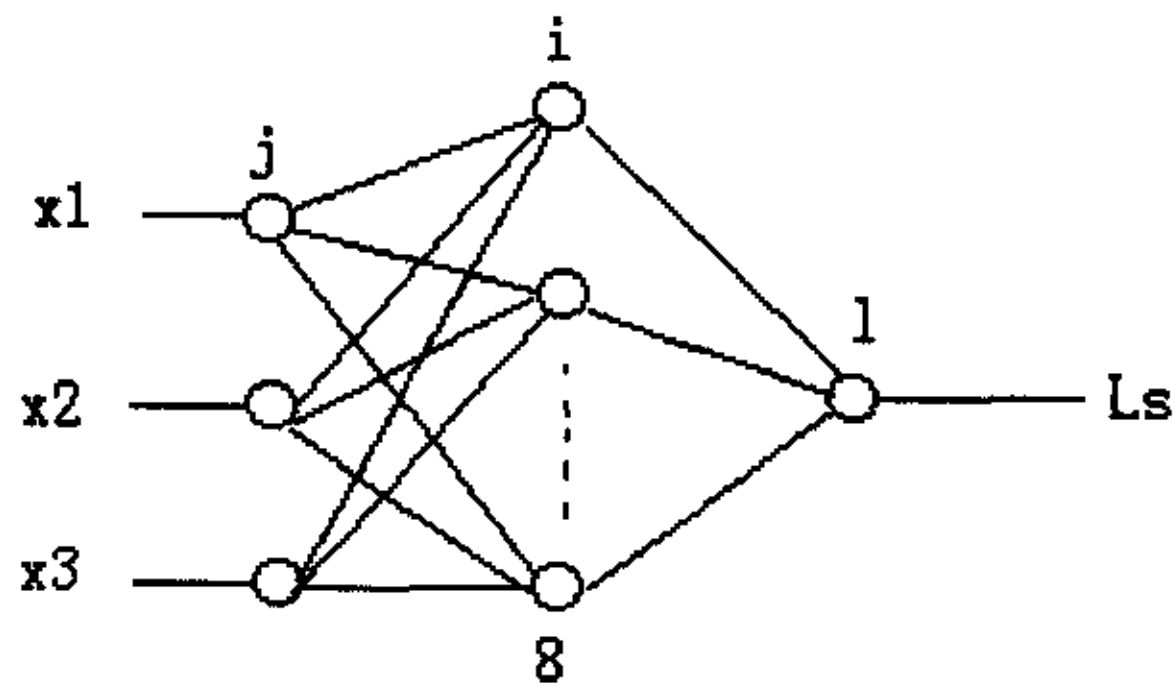


图3-11 3-8-1神经网络拓扑图

神经网络的输入为:

$$O_j = X_j, (j = 1, 2, 3) \quad (3-36)$$

网络的隐层输入为:

$$net(i) = \sum_{j=1}^3 W_{ji} \cdot X_j, (i = 1, \dots, 8; j = 1, 2, 3) \quad (3-37)$$

隐层输出为:

$$O_i = \frac{1}{1 + e^{-(net(i) - \theta_i)}}, (\theta_i \text{为阈值}) \quad (3-38)$$

网络输出层的输入为:

$$net_l = \sum_{i=1}^8 W_{il} \cdot O_i, (l = 1) \quad (3-39)$$

网络的输出为

$$L_s = O_l = \frac{1}{1 + e^{-(net_l - \theta_l)}}, (\theta_l \text{为阈值}) \quad (3-40)$$

下面介绍网络权值修正过程:

首先取性能指标函数如下:

$$J = \frac{1}{2} \cdot [r(k+1) - y(k+1)]^2 = \frac{1}{2} \cdot Z^2(k+1) \quad (3-41)$$

按误差反向传播方向, 输出层调整规则:

$$\frac{\partial J}{\partial W_{il}} = \frac{\partial J}{\partial y(k+1)} \cdot \frac{\partial y(k+1)}{\partial O_i(k)} \cdot \frac{\partial O_i(k)}{\partial net_l(k)} \cdot \frac{\partial net_l(k)}{\partial W_{il}}$$

令:

$$\begin{cases} \delta_i(k) = \frac{\partial J}{\partial y(k+1)} \cdot \frac{\partial y(k+1)}{\partial O_i(k)} \cdot \frac{\partial O_i(k)}{\partial net_l(k)} = -Z(k+1) \cdot \frac{\partial y(k+1)}{\partial O_i(k)} \cdot O_i(k) \cdot [1 - O_i(k)] \\ l = 1 \end{cases}$$

则可得输出层权值调整量为:

$$\Delta W_{il}(k+1) = \eta_i \cdot \delta_i(k) \cdot O_i(k) + \alpha \cdot [W_{il}(k) - W_{il}(k-1)] \quad (3-42)$$

$$(l = 1, i = 1 \dots 8)$$

式中 η_i 为学习率, α 为动量因子。

同理可得隐层权值调整如下:

$$\begin{aligned}\Delta W_{ij}(k) &= \frac{\partial J}{\partial y(k+1)} \cdot \frac{\partial y(k+1)}{\partial O_i(k)} \cdot \frac{\partial O_i(k)}{\partial net_i(k)} \cdot \frac{\partial net_i(k)}{\partial O_i(k)} \cdot \frac{\partial O_i(k)}{\partial net_i(k)} \cdot \frac{\partial net_i(k)}{\partial W_{ij}(k)} \\ &= \eta_i \cdot \delta_i(k) \cdot O_j(k) + \alpha \cdot [W_{ij}(k) - W_{ij}(k-1)]\end{aligned}\quad (3-43)$$

其中:

$$\begin{aligned}\delta_i(k) &= \delta_i \cdot W_{ij}(k) \cdot O_i(k) \cdot [1 - O_i(k)] \quad (i = 1 \dots 8; j = 1, 2, 3; l = 1) \\ \eta_i &\text{为学习率, } \alpha \text{为动量因子。}\end{aligned}$$

从上式可以看出, $y(k+1)$ 为(k+1)时刻预测值, 则 $\frac{\partial y(k+1)}{\partial O_i(k)}$ 未知。因此为了获得

更好的辨识效果, 设PWM模型为:

$$A(z^{-1}) \cdot y(k) = z^{-d} \cdot B(z^{-1}) \cdot L(k) + v(k)$$

其中:

$v(k)$ 为均值为零的独立分布白噪声。

$$A(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^{n_a} a_i z^{-i}, B(z^{-1}) = \sum_{i=0}^{n_b} b_i z^{-i}, \text{系数未知或慢时变。}$$

辨识方程为:

$$\begin{aligned}y(k) &= \varphi^T(k) \cdot \theta + v(k), \text{式中 } \theta = [a_1, a_2, \dots, a_{n_a}, b_0, b_1, \dots, b_{n_b}]^T \\ \varphi^T(k) &= [y(k), y(k-1), \dots, y(k-n_a), L(k-d), L(k-d-1), \dots, L(k-d-n_b)]\end{aligned}$$

根据最小二乘原理, 采用以下一步预报公式:

$$\hat{y}(k+1) = \varphi^T(k) \cdot \hat{\theta}(k) \quad (3-44)$$

其中:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k) [y(k) - \varphi^T(k-1) \cdot \hat{\theta}(k-1)] \\ K(k) &= \frac{P(k-1) \varphi^T(k-1)}{1 + \varphi^T(k-1) P(k-1) \varphi(k-1)} \\ P(k) &= [I - K(k) \varphi^T(k-1) P(k-1)]\end{aligned}$$

用 $\frac{\partial \hat{y}(k+1)}{\partial L(k)}$ 来代替 $\frac{\partial y(k+1)}{\partial L(k)}$, 则可得到完整的基于改进型 BP 神经网络的辨识方程。

3.3.2 改进型 BP 神经网络辨识方案及过程

用直流电压 $U_{dc}(k+1)$ 代替上式中的 $y(k+1)$ ，用 $L_s(k+1)$ 代替上式中的 $O_l(k)$ ，同时令：

$$\begin{aligned} x_1(k) &= e(k) - e(k-1), \\ x_2(k) &= e(k) = U_{dc}(k) - U_{dc}(k-1), \\ x_3(k) &= e(k) - 2e(k-1) + e(k-2) \end{aligned}$$

则可获得电路电感参数的辨识规律。结合改进型 BP 神经网络的辨识结构图 3-12，确定神经网络按以下步骤进行电路感抗参数的辨识：

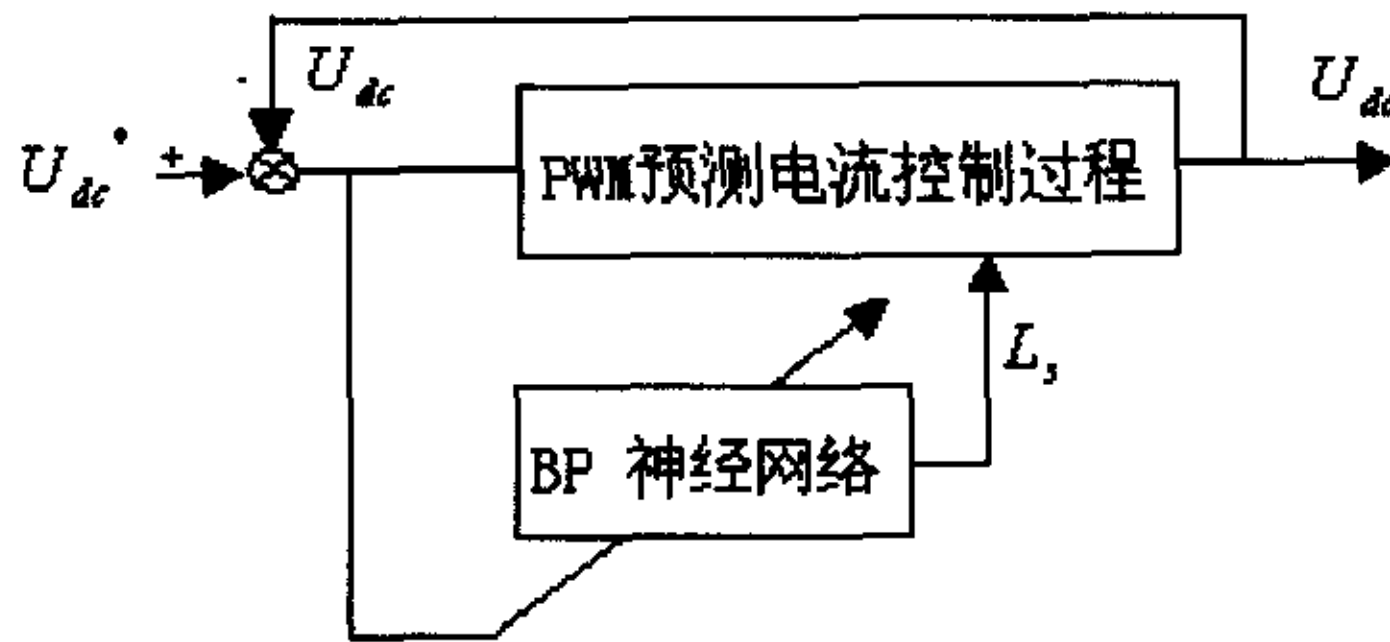


图 3-12 神经网络辨识结构图

- 1) 初始化，事先选定神经网络的结构，即选定输入层节点数和隐含层节点数，同时给出各层加权系数的初值，对所有权值赋以随机任意小值；选定学习速率及动量因子。
- 2) 采样得到直流电压的给定值与实际值，计算电压误差，误差的一阶和二阶导数，作为神经网络的输入。
- 3) 根据式 (3-36)~式 (3-40) 前向计算各层神经网络的输入和输出，神经网络的输出即为 PWM 预测电流控制方案中的参数 L_s 。
- 4) 将神经网络的输出 L_s 代入到式 (3-28) 和 (3-29) 中，参与 PWM 预测电流的控制和计算。
- 5) 根据式 (3-44)，计算 $\hat{U}_{dc}(k+1)$ 和 $\partial \hat{U}_{dc}(k+1) / \partial L(k)$ 。
- 6) 根据式 (3-42) 和 (3-43)，计算输出层和隐含层的加权系数。

7) 返回步骤 2) 进行重复, 直到误差满足要求为止。

3.3.3 仿真验证

采用 Matlab5.3 对上述控制方案进行分析, 仿真参数如下:

$$E_m = 50v, R_s = 0.47\Omega, L_s = 10mH, R_l = 100\Omega$$

$$U^*_{dc} = 300v, I^*_q = 0, \omega = 50 \cdot \pi, C = 2700\mu F, T_s = 0.5ms。$$

设初始电抗参数 0.02mH, 利用改进型 BP 神经网络进行辨识:

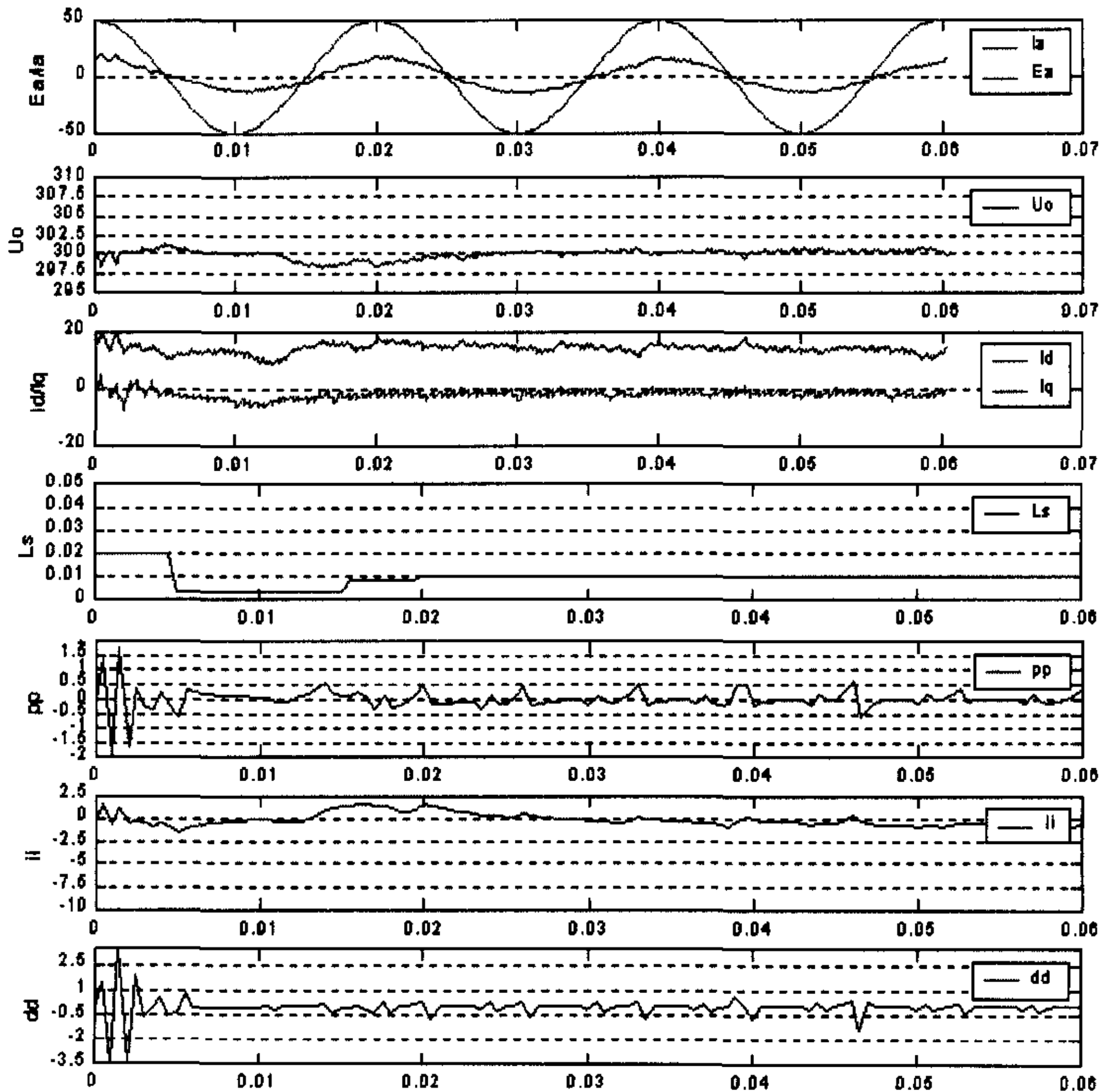


图3-13 神经网络辨识结果图

从图中波形可以看出当时间接近 0.02s 时, 辨识已经成功, 同时可以观察到 a 相电流, 输出直流电容上的电压以及三相电流 d-q 轴波形明显改善。神经网络的输入 $x_1 = pp, x_2 = ii, x_3 = dd$ 分别如图 3-13。三相电压开关波形如图 3-14。

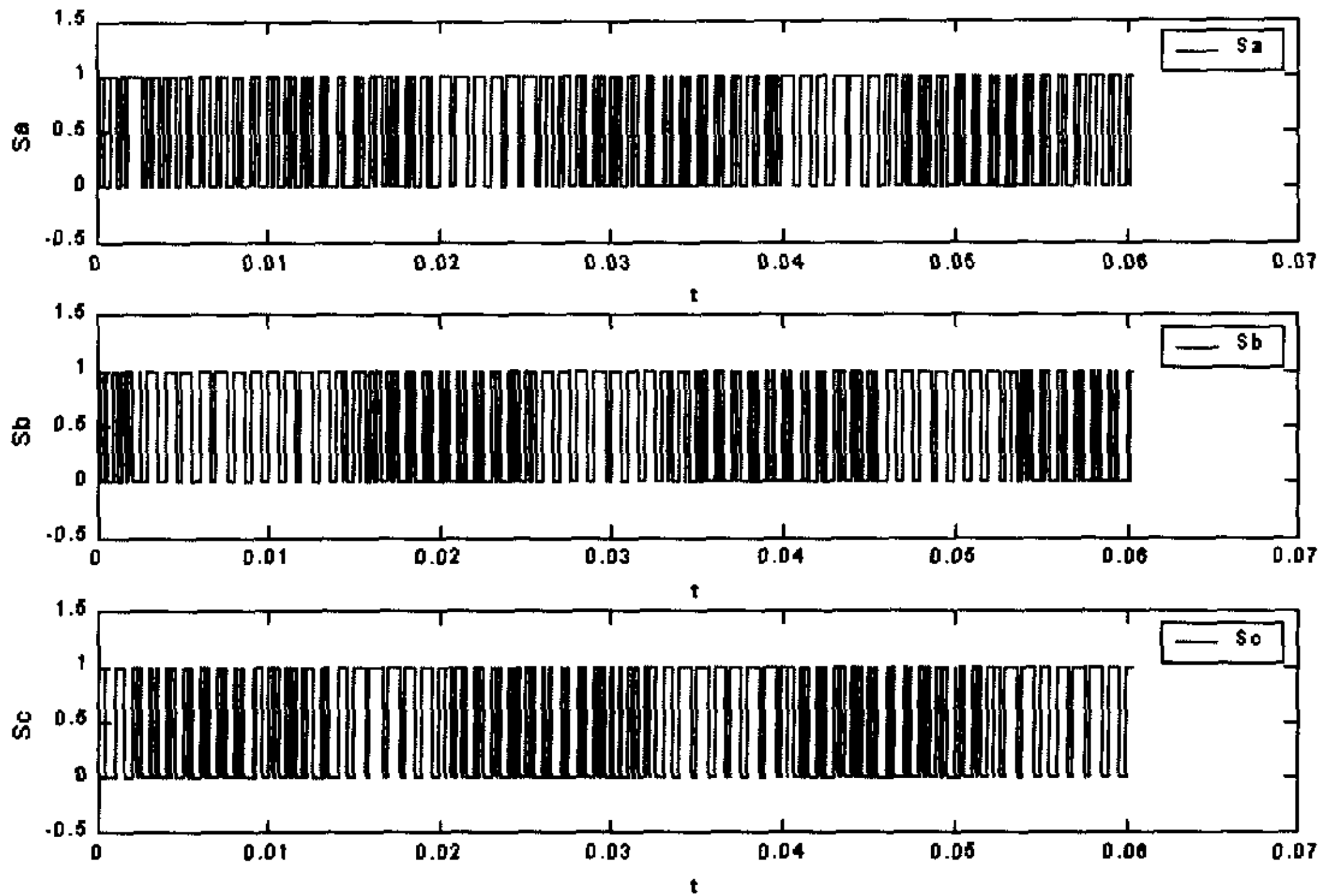


图3-14 基于神经网络辨识的三相开关图

3.4 PWM 整流 PID 与单神经元自适应 PID 控制方案

3.4.1 PID 控制方案

采用传统的 PID 控制方案时, 取:

$$\begin{cases} x_1 = e(k) - e(k-1) \\ x_2 = e(k) = U^*_{dc}(k) - U_{dc}(k) \\ x_3 = e(k) - 2 \cdot e(k-1) + e(k-2) \end{cases} \quad (3-45)$$

则控制器的输出为:

$$I_d(k) = I_d(k-1) + k_p \cdot x_1 + k_i \cdot x_2 + k_d \cdot x_3 \quad (3-46)$$

对应的控制结构框图如图 3-15。由于其结构简单、调整方便，因而在过程控制中获得广泛应用，但对 PWM 这样过程复杂且参数慢时变的系统，由于 PID 参数不易实时在线调整，因而在应用中遇到一些困难。针对上述情况，设计一个具有自适应、自学习功能的智能控制器，对提高整流器的控制效果与鲁棒性有积极的意义。而单神经元自适应 PID 控制方法具有物理意义明确，对非线性负载效果好，同时计算量小，可满足 PWM 实时控制的要求。

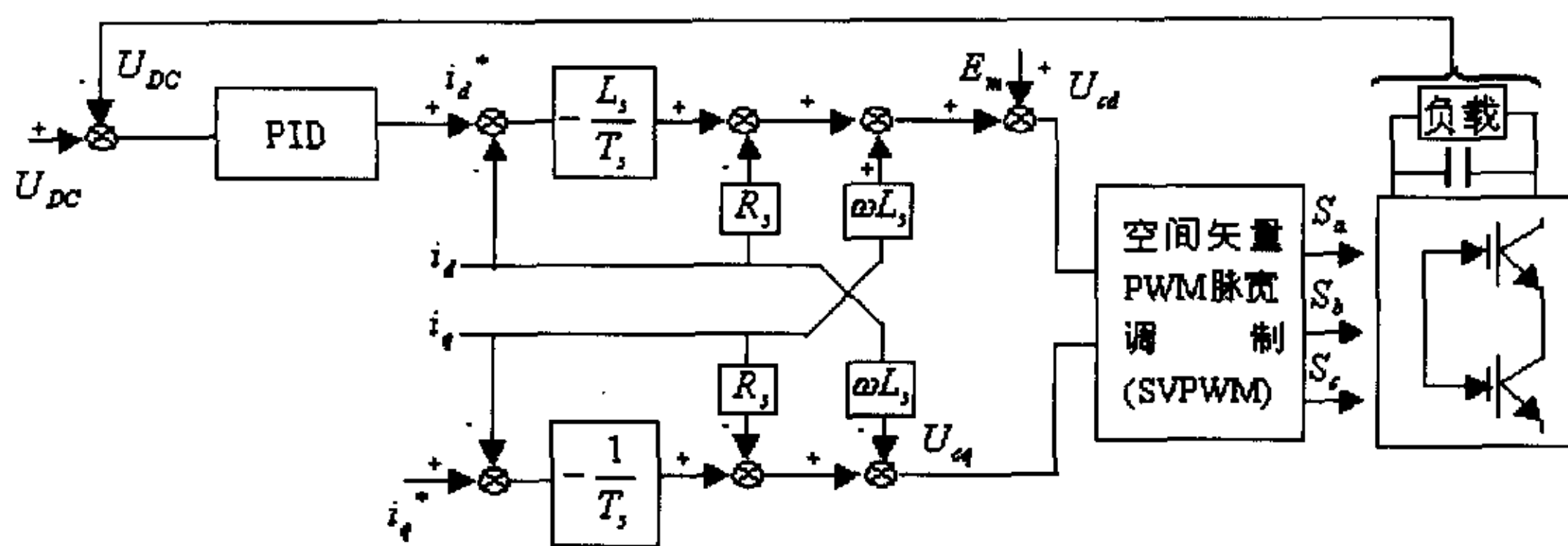


图3-15 基于PID控制的PWM预测电流方案

3.4.2 单神经元自适应PID控制

采用单神经元自适应PID控制时对应结构图如图 3-16。

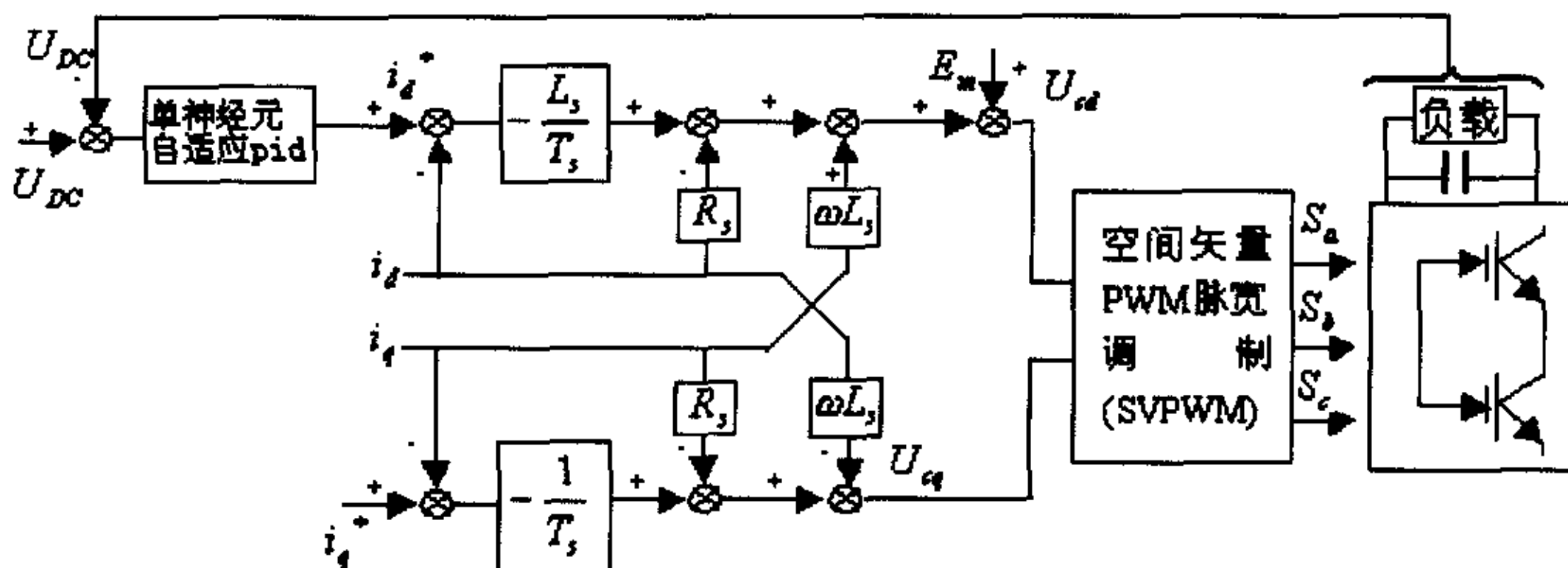


图3-16 基于单神经元自适应PID控制的PWM预测电流方案

单神经元自适应PID控制方案如下：

$$\text{取性能指标: } J = \frac{1}{2} [U_{dc}^*(k+1) - U_{dc}(k+1)]^2 \quad (3-47)$$

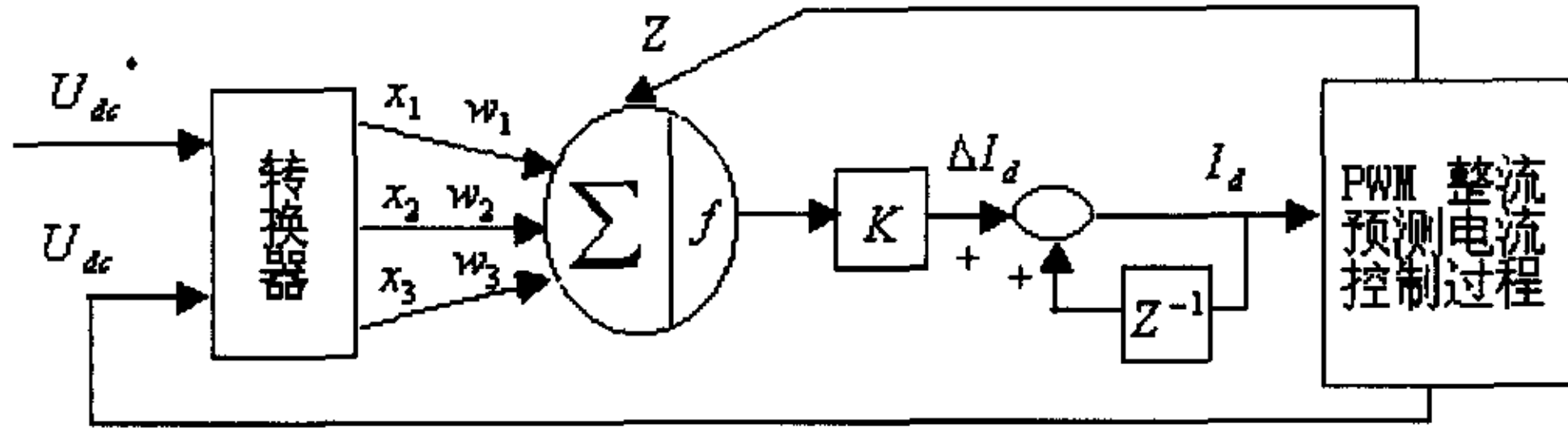


图3-17 单神经元自适应PID控制系统结构图

$$\text{电流给定: } I_d(k) = I_d(k-1) + k \cdot (w_1 \cdot x_1 + w_2 \cdot x_2 + w_3 \cdot x_3) \quad (3-48)$$

其中:

w_1, w_2, w_3 分别为对应的学习率, k 为加权系数, x_1, x_2, x_3 见式 3-45, 则:

$$\Delta w_i(k) = -\eta_i \cdot \frac{\partial J}{\partial w_i} = \eta_i \cdot k \cdot [U_{dc}^*(k+1) - U_{dc}(k+1)] \cdot \frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I(k)} \cdot x_i, \quad (i = 1, 2, 3)$$

因为 $\frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I(k)}$ 未知, 取 $\frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I(k)} = \text{sign}\left(\frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I(k)}\right)$,

$$\text{定义: } \text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases}$$

其误差通过学习率来补偿, 为满足鲁棒性, 对算法进行规范化处理如下:

$$I_d(k) = I_d(k-1) + k \cdot \sum_{i=1}^3 \overline{w_i(k)} \cdot x_i(k), \quad (3-49)$$

$$\overline{w_i(k)} = \frac{w_i(k)}{\sum_{i=1}^3 |w_i(k)|}, \quad (3-50)$$

$$w_i(k+1) = w_i(k) + \eta_i \cdot k \cdot [U_{dc}^*(k+1) - U_{dc}(k+1)] \cdot \text{sign}\left(\frac{\partial U_{dc}(k+1)}{\partial I_d(k)}\right) \cdot x_i(k) \quad (3-51)$$

其中:

η_i 为学习率, $[U_{dc}^*(k+1) - U_{dc}(k+1)]$ 用 $e(k)$ 代替,

从而得到完整的基于单神经元自适应 PID 控制的预测电流方案。单神经元结构图如图 3-17。

3.5 仿真实证

采用 Matlab5.3 对上述控制方案进行分析, 并将其与传统的控制方案进行比较。仿真参数如下:

$E_m = 50v, R_s = 0.47\Omega, L_s = 10mH, U_{dc}^* = 335v, I_q^* = 0, \omega = 50 \cdot \pi, C = 2700\mu F,$
 $e_{max} = 1v, T_s = 0.5ms, K_p = 1.28, K_i = 0.0075, K_d = 0.05, k = 2.18, \eta_1 = 8800,$

$$\eta_2 = 10, \eta_3 = 2, R_l = \begin{cases} 100\Omega & t \leq 0.01 \\ 150\Omega & t > 0.01 \end{cases}$$

图 3-18 为采用传统的 PID 控制方案, 由图可见当 t 超过 0.2s 时, 输出直流电压恢复到稳态值, 超调量为 4v 左右。

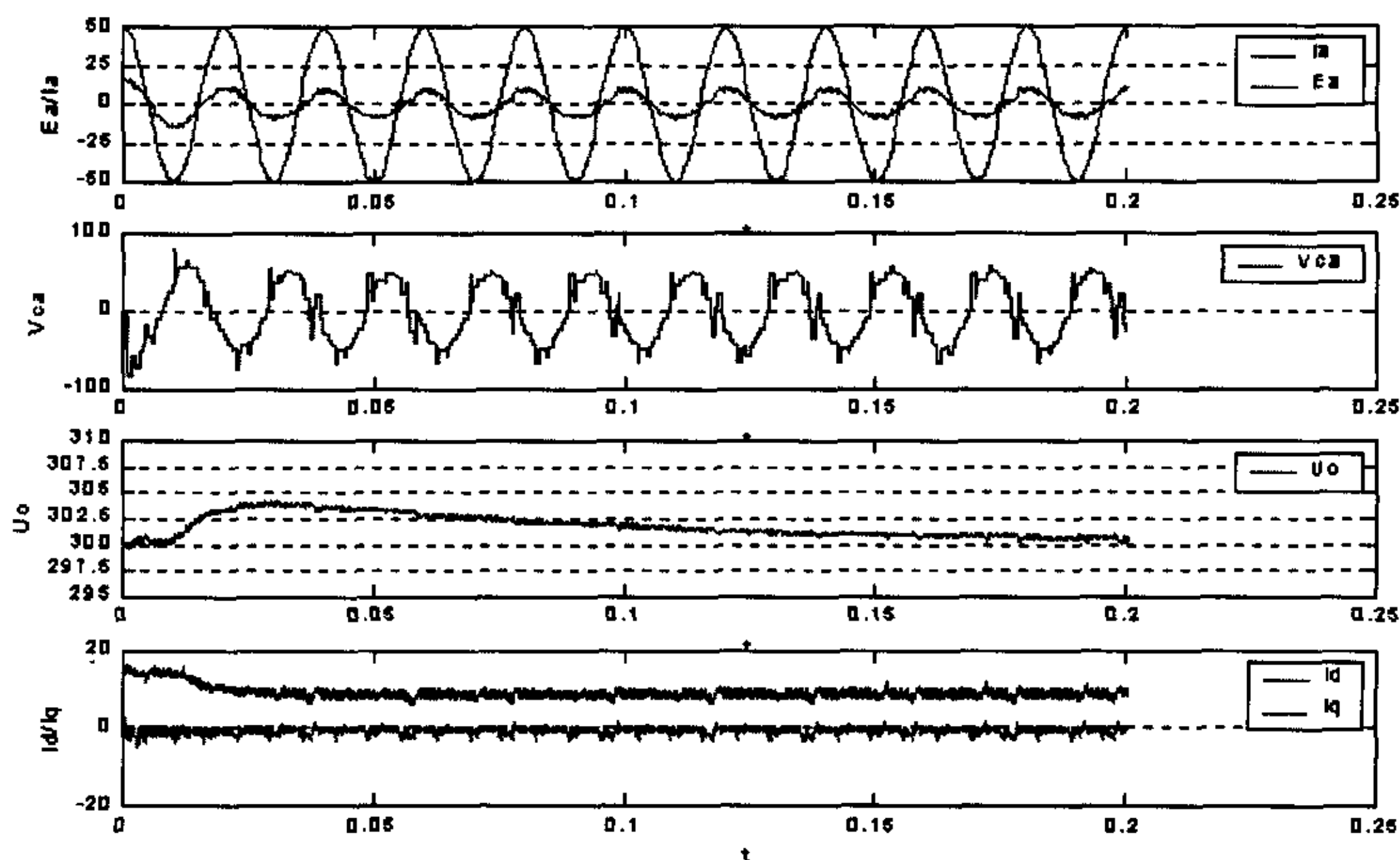


图 3-18 PWM整流PID控制方案

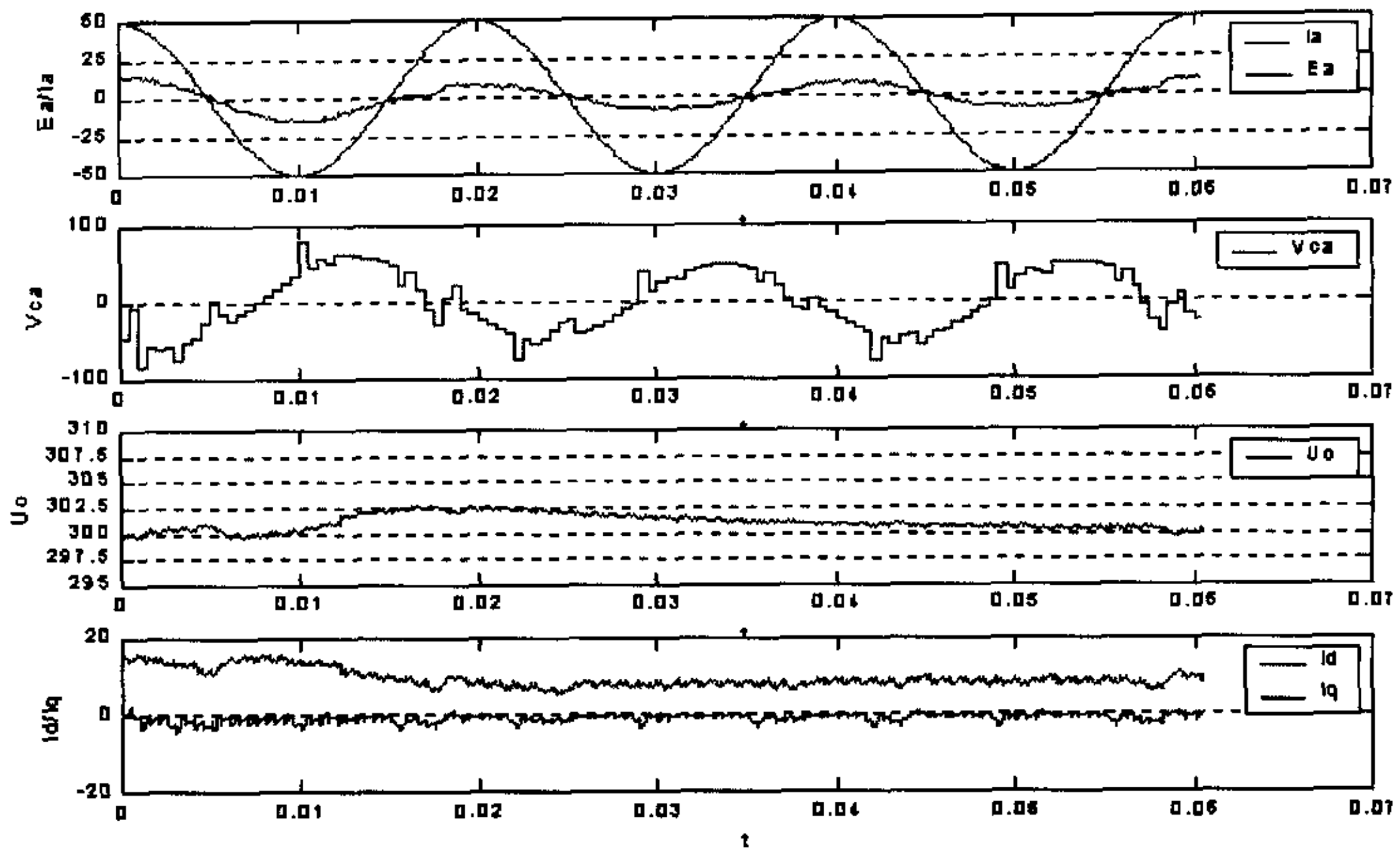


图3-19 PWM整流单神经元PID控制方案

图 3-19 为采用单神经元自适应 PID 控制方案，面对同样的负载变化，在 t 到

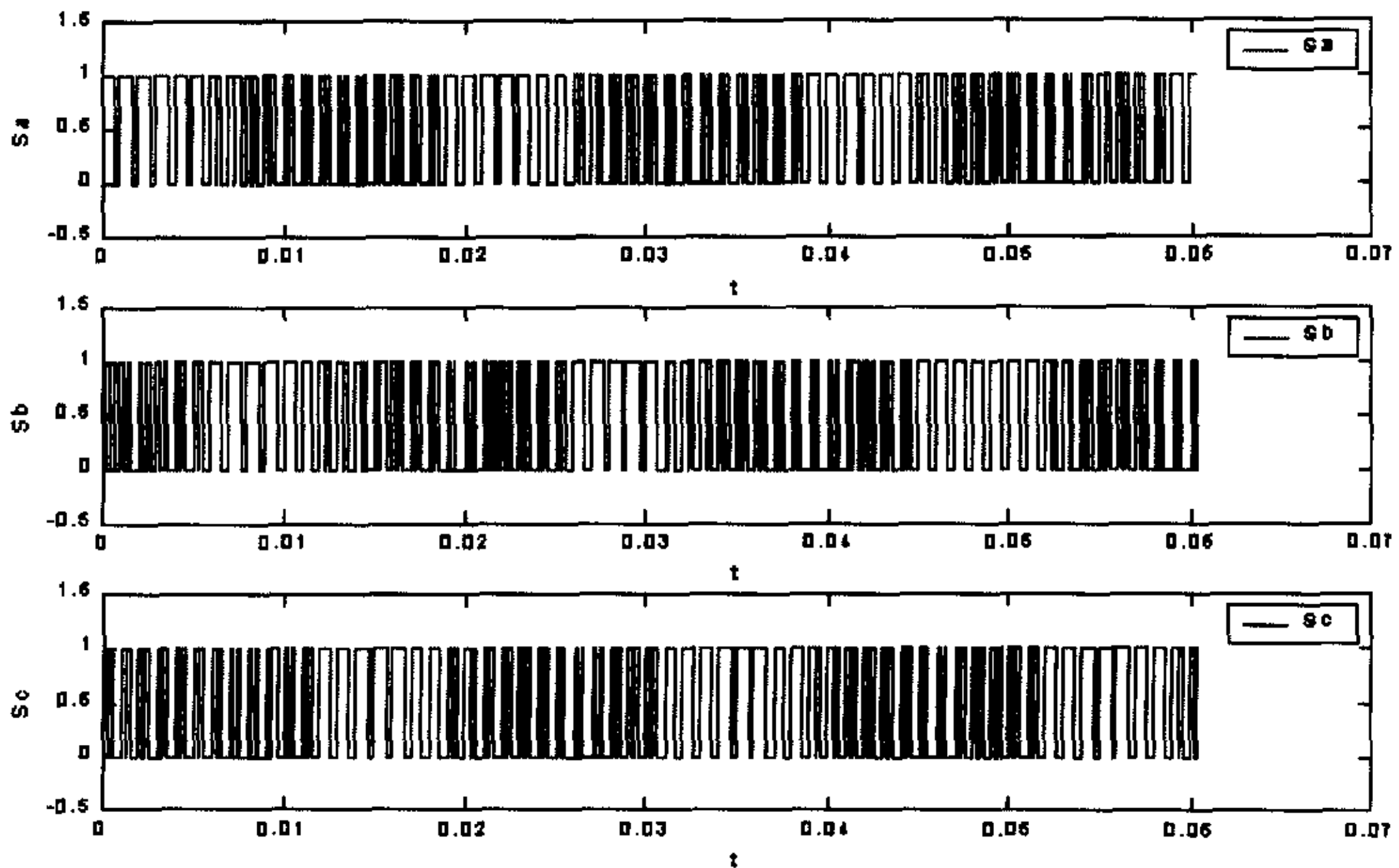


图 3-20 PWM单神经元自适应PID控制方案对应开关波形图

达 0.06s 时，输出直流电压恢复到稳态值，超调量为 2.5v。与传统 PID 控制方案相比，过渡时间降低了 70%，超调量降低了 37.5%。可见，单神经元自适应 PID 控制方案比传统的 PID 控制方案有更大的优越性。采用单神经元自适应 PID 控制方案对应开关波形图如图 3-20。

图 3-21 采用单神经元自适应 PID 的控制方案，负载变化情况如下：

$$R_l = \begin{cases} 100\Omega & t \leq 0.01 \\ 150\Omega & 0.01 < t \leq 0.04 \\ 100 + 25 \cdot \sin(\omega \cdot t) & t > 0.04 \end{cases}$$

从波形可看出 U_{dc} ， I_d 处于振荡状态，但 I_q 基本维持给定值。电流 I_q 谐波含量高，但与电压 E_q 基本保持同相位，具有较高的单位功率因数。总体来看系统能够适应非线性负载的变化，鲁棒性较强。

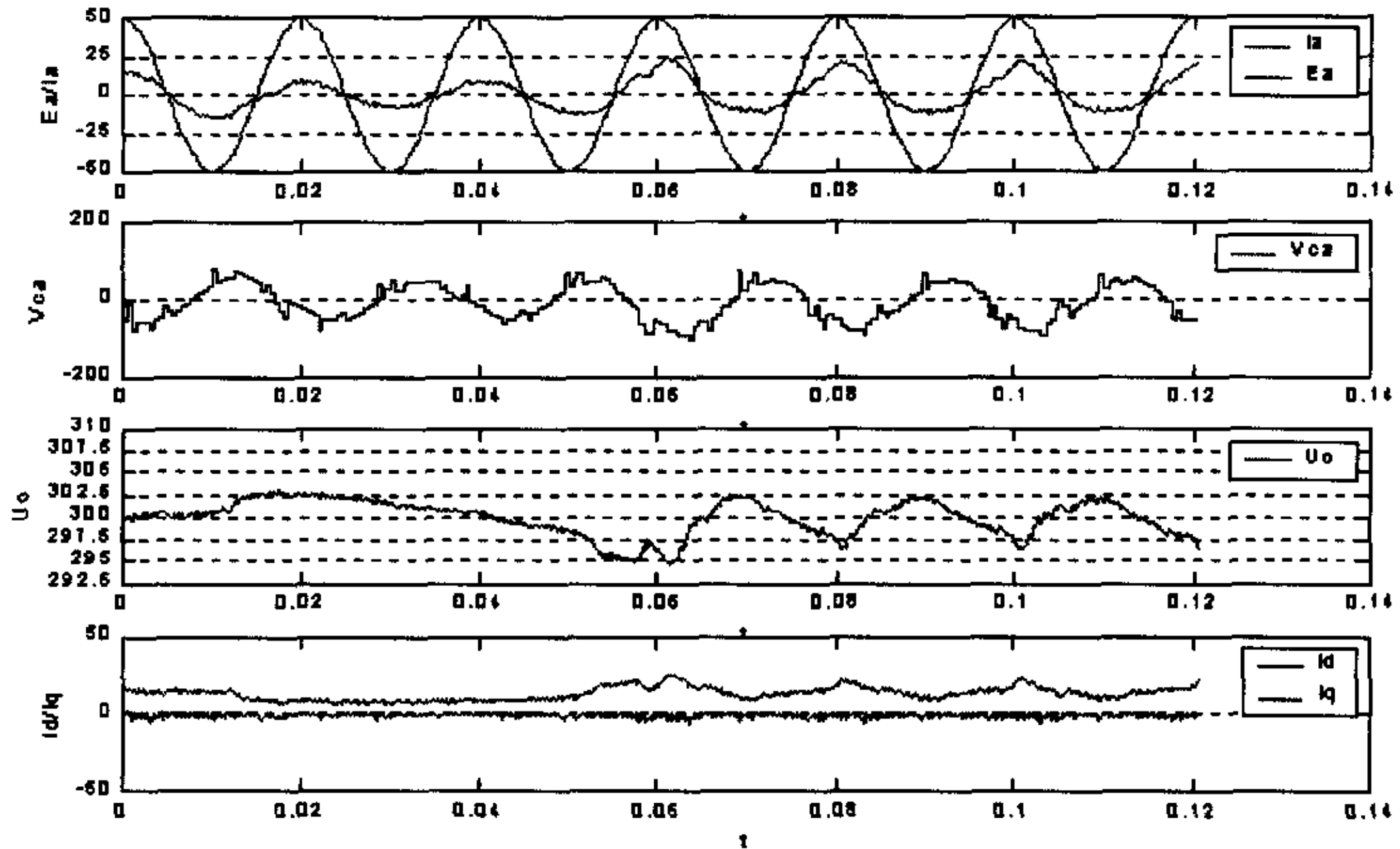


图 3-21 控制方案在负载变化以及非线性负载情况下对应波形图

对应三相开关波形如图 3-22。

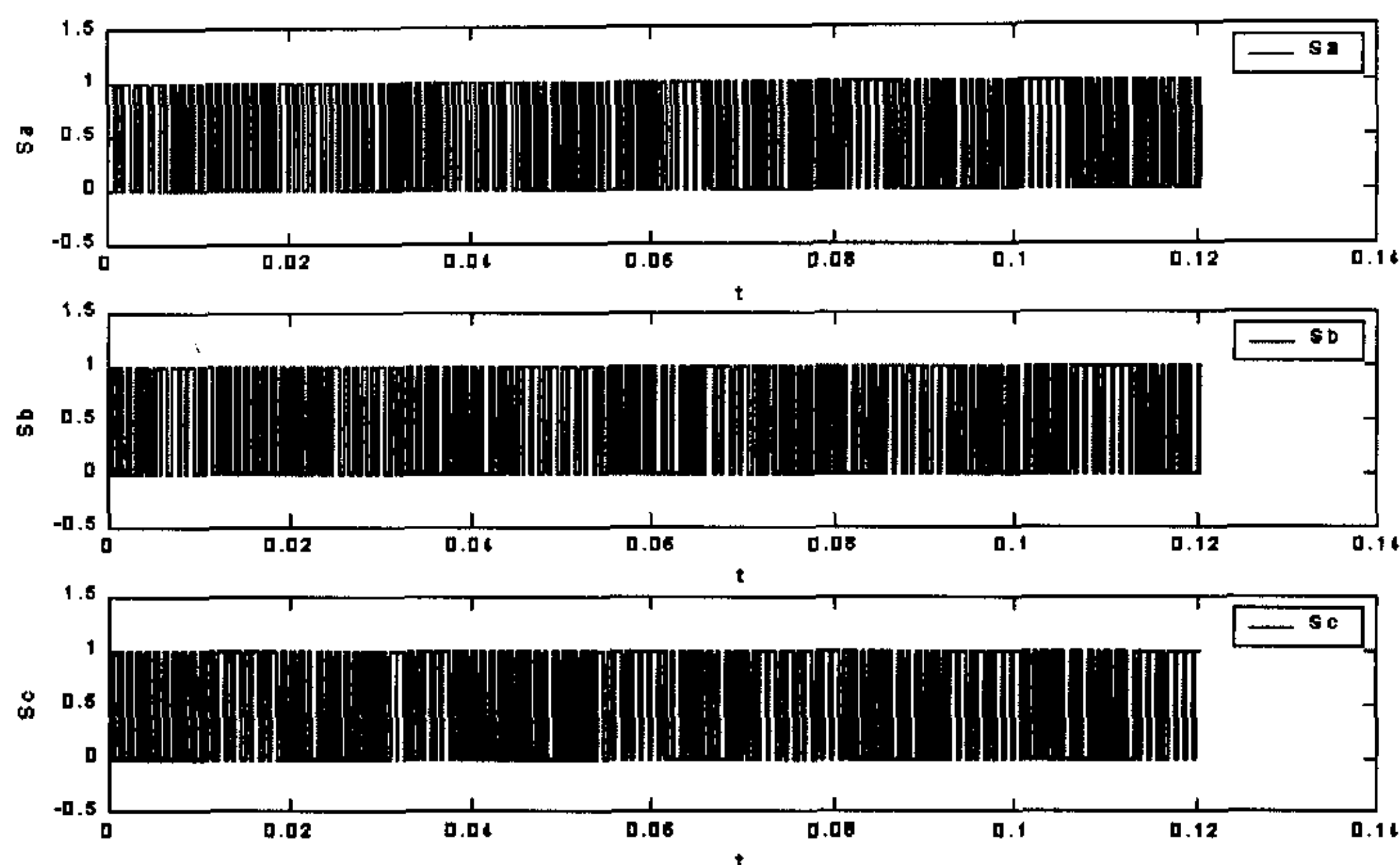


图 3-22 PWM单神经元控制对应开关波形图

从上面的几组仿真结果可以看出, 采用单神经元自适应 PID 控制时, 电路输入电流单位功率因数高, 谐波含量小, 同时能适应负载扰动及非线性变化, 系统有很强的鲁棒性。而且整个控制方案简单, 运算量小, 易于实现数字化, 便于推广运用。

3.6 本章小结

- 论文分析了 CC-PWM 控制器的结构和原理以及它在 UPFC 中的应用。
- 在开关函数建模的基础上, 论文利用电压空间矢量脉宽调制法提出基于预测电流的 PWM 整流控制方案。针对传统 PWM 整流间接电流控制与预测电流控制方案中电路参数未知的情况, 论文提出基于改进型 BP 神经网络的辨识方案。同时针对传统 PID 控制方案的不足, 论文提出基于单神经元自适应 PID 控制的方案。
- 如何在 PWM 整流控制中将参数辨识与智能控制结合起来, 是今后研究的重点。

4 统一潮流控制器(UPFC)智能控制方法研究

4.1 UPFC 的数学模型

考虑图 4-1，利用开关模型建模法，对 UPFC 数学模型进行推导：

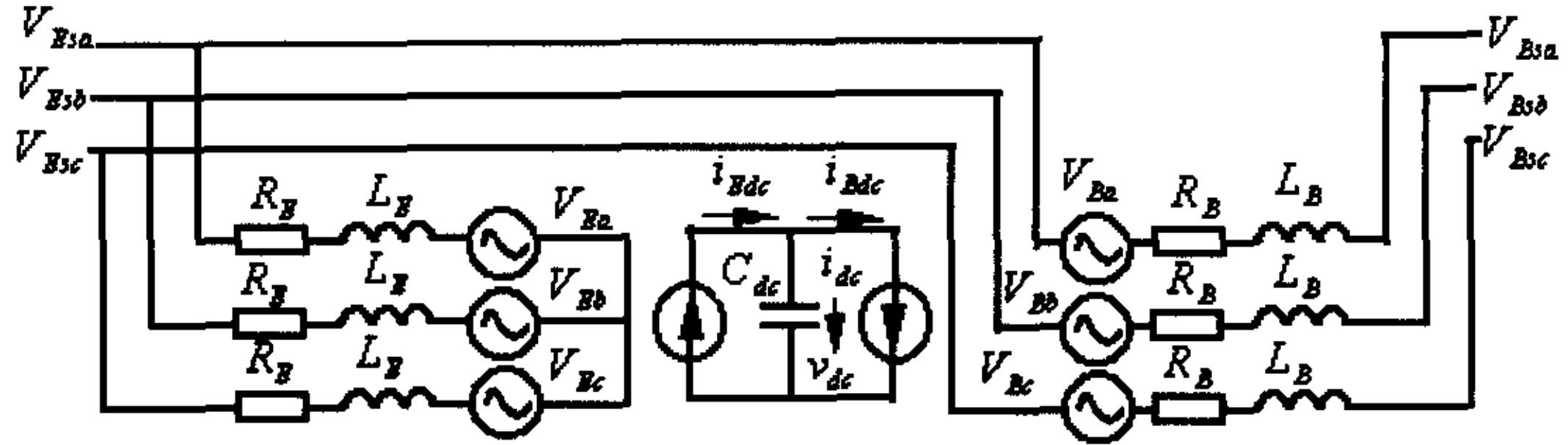


图 4-1 UPFC数学模型推导图

将并联逆变器及串联逆变器分别等效为两个电压源 V_E 、 V_B ，并联变压器和串联变压器漏抗分别为 L_E 、 L_B ，逆变器开关元件损耗分别为 R_E 、 R_B ，设并联侧开关函数和串联侧开关函数分别为：

$$\left\{ \begin{array}{l} S_{Ea} = \begin{cases} 1 & (a\text{相上管导通}) \\ 0 & (a\text{相下管导通}) \end{cases} \\ S_{Eb} = \begin{cases} 1 & (b\text{相上管导通}) \\ 0 & (b\text{相下管导通}) \end{cases} \\ S_{Ec} = \begin{cases} 1 & (c\text{相上管导通}) \\ 0 & (c\text{相下管导通}) \end{cases} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} S_{Ba} = \begin{cases} 1 & (a\text{相上管导通}) \\ 0 & (a\text{相下管导通}) \end{cases} \\ S_{Bb} = \begin{cases} 1 & (b\text{相上管导通}) \\ 0 & (b\text{相下管导通}) \end{cases} \\ S_{Bc} = \begin{cases} 1 & (c\text{相上管导通}) \\ 0 & (c\text{相下管导通}) \end{cases} \end{array} \right.$$

则并联侧方程为：

$$L_E \frac{di_{Ea}}{dt} + R \cdot i_{Ea} = V_{Esa} - \left[S_{Ea} - \frac{1}{3} \cdot (S_{Ea} + S_{Eb} + S_{Ec}) \right] \cdot v_{DC} \quad (4-1)$$

$$L_E \frac{di_{Eb}}{dt} + R \cdot i_{Eb} = V_{Esb} - \left[S_{Eb} - \frac{1}{3} \cdot (S_{Ea} + S_{Eb} + S_{Ec}) \right] \cdot v_{DC} \quad (4-2)$$

$$L_E \frac{di_{Ec}}{dt} + R \cdot i_{Ec} = V_{Esc} - \left[S_{Ec} - \frac{1}{3} \cdot (S_{Ea} + S_{Eb} + S_{Ec}) \right] \cdot v_{DC} \quad (4-3)$$

同理可得串联侧方程:

$$L_B \frac{di_{Ba}}{dt} + R \cdot i_{Ba} = V_{Bsa} - \left[S_{Ba} - \frac{1}{3} \cdot (S_{Ba} + S_{Bb} + S_{Bc}) \right] \cdot v_{DC} \quad (4-4)$$

$$L_B \frac{di_{Bb}}{dt} + R \cdot i_{Bb} = V_{Bsb} - \left[S_{Bb} - \frac{1}{3} \cdot (S_{Ba} + S_{Bb} + S_{Bc}) \right] \cdot v_{DC} \quad (4-5)$$

$$L_B \frac{di_{Bc}}{dt} + R \cdot i_{Bc} = V_{Bsc} - \left[S_{Bc} - \frac{1}{3} \cdot (S_{Ba} + S_{Bb} + S_{Bc}) \right] \cdot v_{DC} \quad (4-6)$$

对电容上电流进行分析:

$$i_{dc} = i_{Edc} - i_{Bdc}, \quad (4-7)$$

即:

$$C \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} = S_{Ea} \cdot i_{Ea} + S_{Eb} \cdot i_{Eb} + S_{Ec} \cdot i_{Ec} - S_{Ba} \cdot i_{Ba} - S_{Bb} \cdot i_{Bb} - S_{Bc} \cdot i_{Bc} \quad (4-8)$$

将上述方程写为状态方程的形式:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (4-9)$$

式中:

$$X = [i_{Ea} \quad i_{Eb} \quad i_{Ec} \quad v_{DC} \quad i_{Ba} \quad i_{Bb} \quad i_{Bc}]^T$$

$$U = [v_{Esa} \quad v_{Esb} \quad v_{Esc} \quad 0 \quad v_{Bsa} \quad v_{Bsb} \quad v_{Bsc}]^T$$

$$B = \text{diag}[1/L_E \quad 1/L_E \quad 1/L_E \quad 0 \quad 1/L_B \quad 1/L_B \quad 1/L_B]$$

定义:

$$S_E^* = 1/3 \cdot (S_{Ea} + S_{Eb} + S_{Ec})$$

$$S_B^* = 1/3 \cdot (S_{Ba} + S_{Bb} + S_{Bc}),$$

则:

$$A = \begin{bmatrix} -R_E/L_E & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & (S_E^* - S_{Ea}) \\ 0 & -R_E/L_E & 0 & 0 & 0 & 0 & (S_E^* - S_{Eb}) \\ 0 & 0 & -R_E/L_E & 0 & 0 & 0 & (S_E^* - S_{Ec}) \\ S_{Ea}/C & S_{Eb}/C & S_{Ec}/C & 0 & -S_{Ba}/C & -S_{Bb}/C & -S_{Bc}/C \\ 0 & 0 & 0 & -R_B/L_B & 0 & 0 & (S_B^* - S_{Ba}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_B/L_B & 0 & (S_B^* - S_{Bb}) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_B/L_B & (S_B^* - S_{Bc}) \end{bmatrix}$$

4.2 UPFC 控制方案

UPFC 并联与串联侧结构可用两个三相电压源逆变器来表示，如图 4-2 所示：

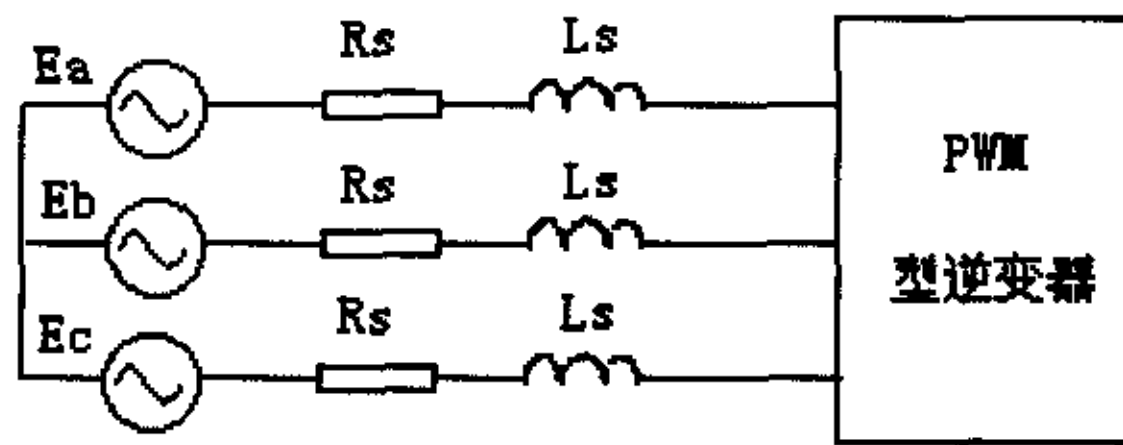


图 4-2 三相电压源逆变器 a-b-c 轴拓扑图

通过 park 变换，在 d-q 轴表示为图 4-3：

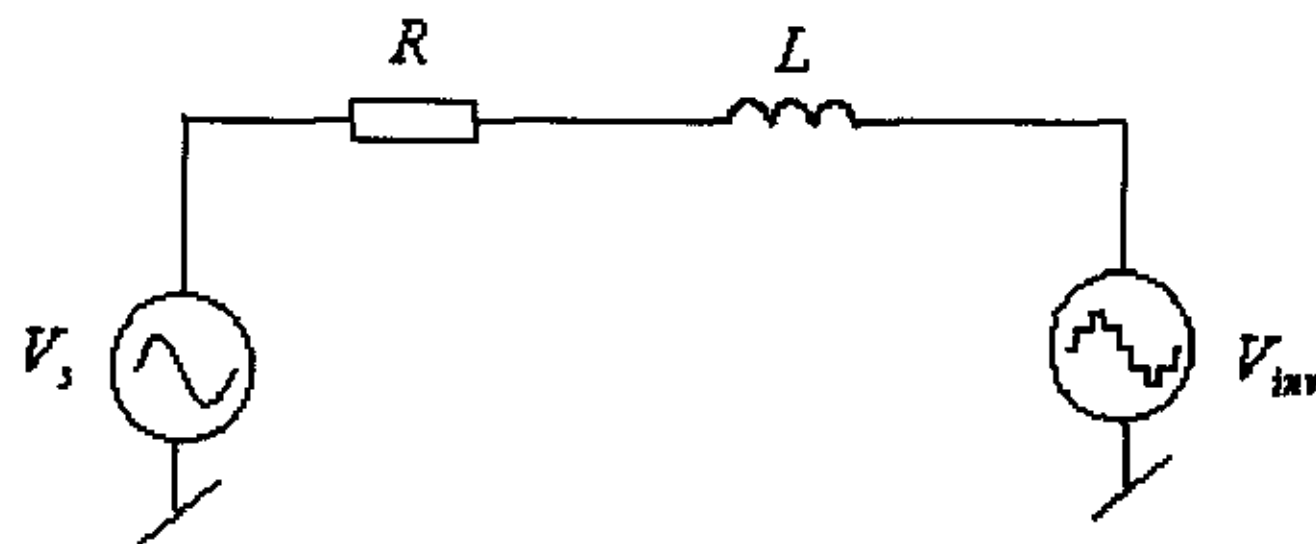


图 4-3 三相电压源逆变器 d-q 轴拓扑图

则 UPFC 在 d-q 轴拓扑图如图 4-4 所示。

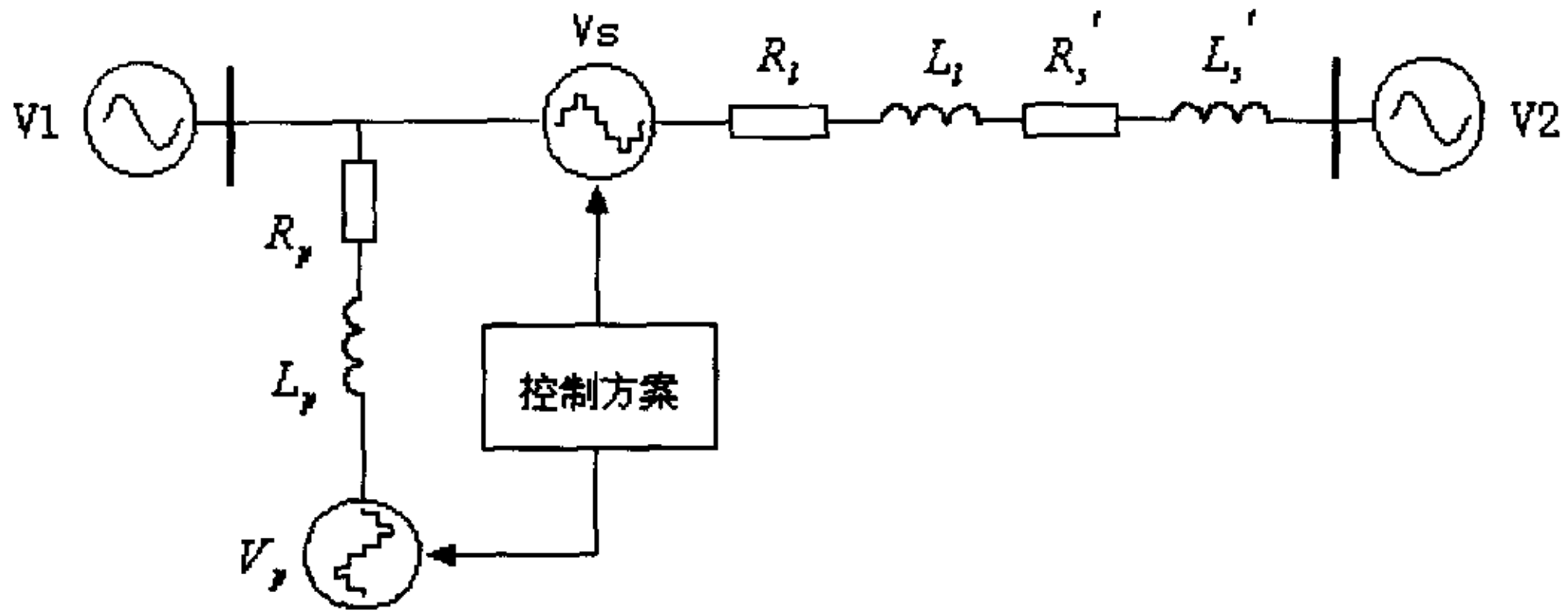


图 4-4 UPFC d-q轴拓扑图

图中将并联侧变压器与 GTO 开关的阻抗等效为 R_p, L_p , 串联侧等效为 R_s', L_s' , 线路阻抗 R_l, L_l , 令 $L_s' + L_l = L_s, R_s' + R_l = R_s$, 可得 d-q 轴的并联端和串联端控制方程如下:

$$\text{并联端: } \begin{cases} L_p \cdot \frac{di_{pd}}{dt} = V_{1d} - V_{pd} - R_p \cdot i_{pd} + \omega \cdot L_p \cdot i_{pq} \\ L_p \cdot \frac{di_{pq}}{dt} = V_{1q} - V_{pq} - R_p \cdot i_{pq} - \omega \cdot L_p \cdot i_{pd} \end{cases} \quad (4-10)$$

$$\text{串联端: } \begin{cases} L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} = V_{1d} + V_{sd} - V_{2d} - R_s \cdot I_{sd} + \omega \cdot L_s \cdot I_{sq} \\ L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} = V_{1q} + V_{sq} - V_{2q} - R_s \cdot I_{sq} - \omega \cdot L_s \cdot I_{sd} \end{cases} \quad (4-11)$$

离散化上述方程, 经整理可得控制方程如下:

串联端离散方程为:

$$\begin{cases} V_{sd}(k) = V_{2d}(k) - V_{1d}(k) + R_s \cdot I_{sd}(k) - \omega \cdot L_s \cdot I_{sq}(k) + L_s \cdot \frac{I_{sd}^*(k+1) - I_{sd}(k)}{T_s} \\ V_{sq}(k) = V_{2q}(k) - V_{1q}(k) + R_s \cdot I_{sq}(k) + \omega \cdot L_s \cdot I_{sd}(k) + L_s \cdot \frac{I_{sq}^*(k+1) - I_{sq}(k)}{T_s} \end{cases} \quad (4-12)$$

并联端离散方程为:

$$\begin{cases} V_{pd}(k) = V_{1d}(k) - R_p \cdot I_{pd}(k) + \omega \cdot L_p \cdot I_{pq}(k) - L_p \cdot \frac{I_{pd}^*(k+1) - I_{pd}(k)}{T_s} \\ V_{pq}(k) = V_{1q}(k) - R_p \cdot I_{pq}(k) - \omega \cdot L_p \cdot I_{dq}(k) - L_p \cdot \frac{I_{pq}^*(k+1) - I_{pq}(k)}{T_s} \end{cases} \quad (4-13)$$

定义瞬时复功率^[8]:

$$S = \frac{3}{2} \cdot V \cdot \bar{I}, (\bar{I} \text{ 为 } I \text{ 的共轭复数}) \quad (4-14)$$

则:

$$P + j \cdot Q = \frac{3}{2} \cdot (V_d + j \cdot V_q) \cdot (I_d - j \cdot I_q),$$

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) \\ Q = \frac{3}{2} (V_q \cdot I_d - V_d \cdot I_q) \end{cases},$$

推导出 d-q 轴电流给定值为:

$$\begin{cases} I_d^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_d \cdot P^* + V_q \cdot Q^*}{V_d^2 + V_q^2} \\ I_q^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_q \cdot P^* - V_d \cdot Q^*}{V_d^2 + V_q^2} \end{cases} \quad (4-15)$$

上述控制方程中 $I_{pd}^*(k+1), I_{pq}^*(k+1), I_{sd}^*(k+1), I_{sq}^*(k+1)$ 分别指 k+1 时刻电流的参考值, 这里论文又一次采用了预测电流控制的方案。基于上述考虑并结合并联侧与串联侧离散控制方程 (4-12)、(4-13), 设计对应的控制方案。

并联侧控制框图如图 4-5。

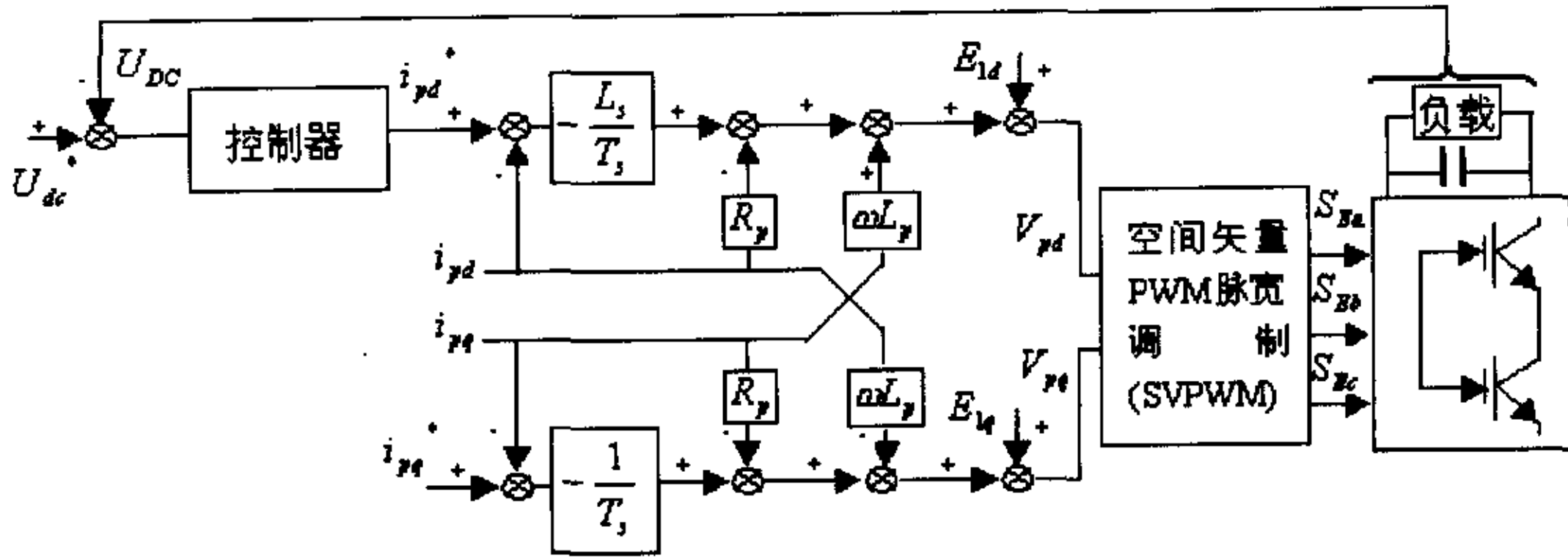


图 4-5 UPFC 并联侧控制方案

串联侧控制方案如图 4-6。

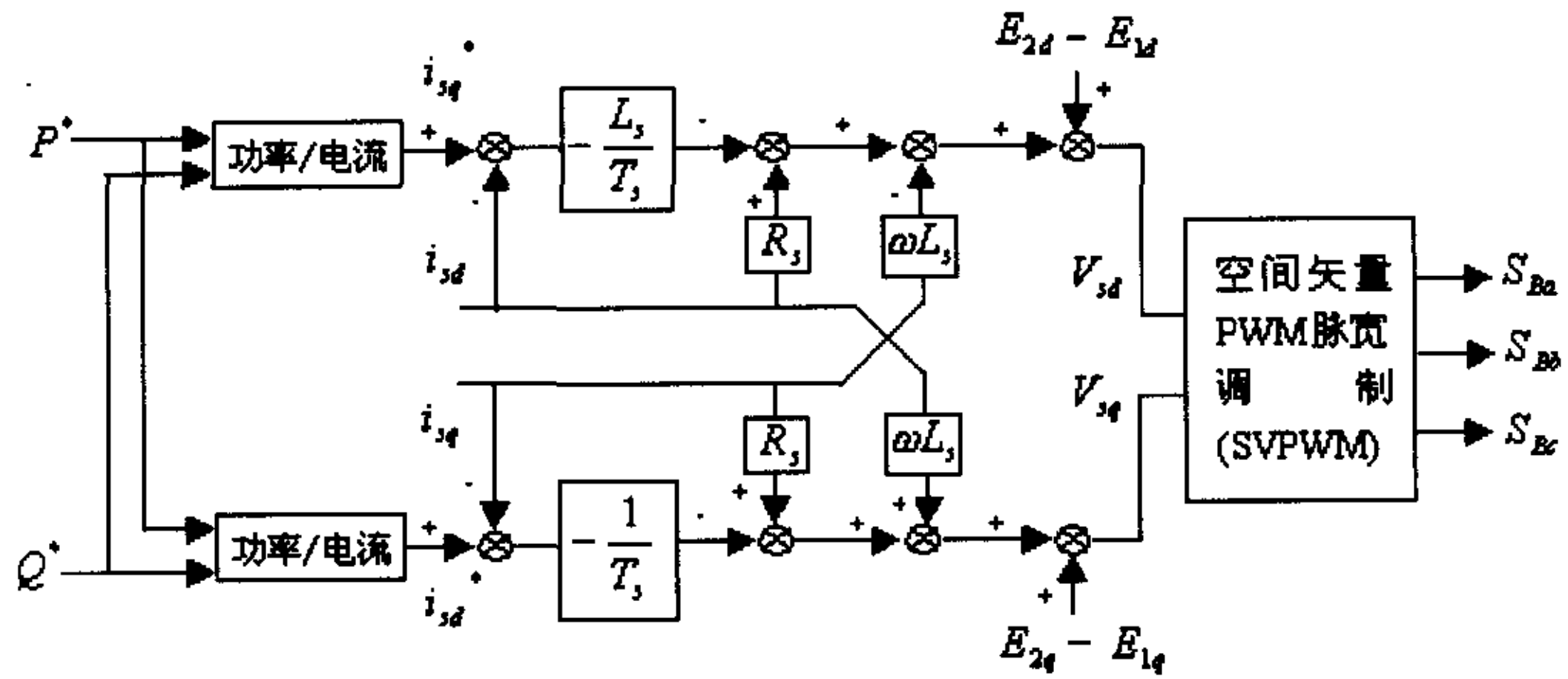


图 4-6 UPFC 串联侧控制方案

4.3 模糊自适应 PID 控制器

考虑到 UPFC 的主要功能为调节线路的有功 P^* 和无功 Q^* ，其实现通过串联侧逆变器来完成，而串联侧的有功功率全部由中间的直流电容提供或吸收。同时并联侧逆变器又为直流电容提供或吸收有功功率。总之，两个逆变器都与中间的

直流环节发生关联。因此，要调节线路的潮流分布，直流电容上电压的稳定是很重要的一个环节。因此，在传统 PID 控制器的基础上，论文通过比较，选择了模糊自适应 PID 控制器。模糊自适应 PID 控制器是一种在常规 PID 调节器 $u = K_p \cdot E + K_i \cdot \sum E + K_d \cdot EC$ 的基础上，应用模糊集合理论建立参数 K_p, K_i 和 K_d 同偏差以及偏差变化间的二元连续函数关系 $K_p = f_1(E, EC), K_i = f_2(E, EC)$ ，与 $K_d = f_3(E, EC)$ ，并根据不同的 E, EC 在线自整定参数 K_p, K_i 与 K_d 的模糊控制器。论文采用模糊自适应 PID 控制主要对参数 K_p, K_i 进行调整。其对应的结构框图如图 4-7。

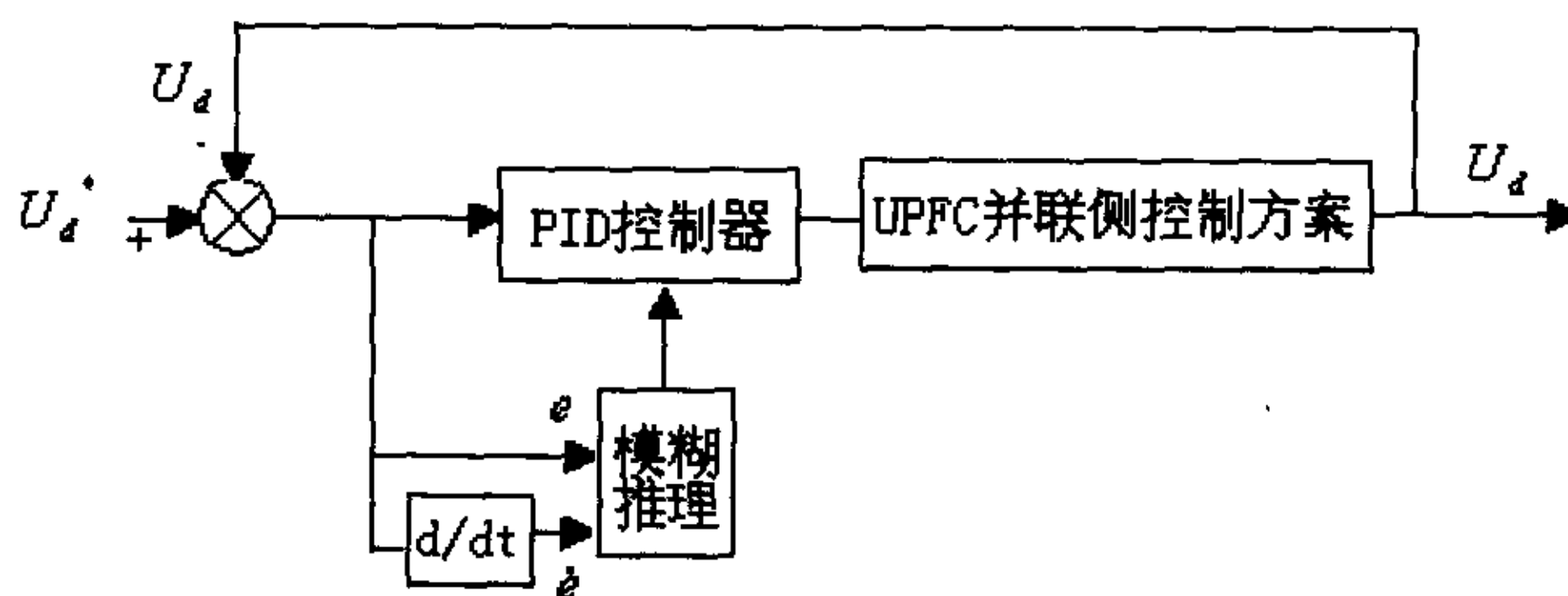


图4-7 模糊自适应PID控制框图

4.3.1 确定输入和输出的模糊子集及其论域

论文采用双输入双输出模糊控制器。考虑到控制的精度，将输入量偏差 E 、偏差的变化量 EC 以及输出量比例积分系数的调整值 $\Delta K_p, \Delta K_i$ 均分为 11 个等级。以 E 为例表示为：

$$\tilde{E} = \{e\} = \{-5, -4, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, 4, 5\}$$

$EC, \Delta K_p, \Delta K_i$ 的论域与 E 一致。

4.3.2 隶属度函数的选择

如图 4-8, 论文在模糊隶属度函数的选择上选用三角形函数, 在边缘处分别选用 S 形曲线和 Z 形曲线隶属函数。

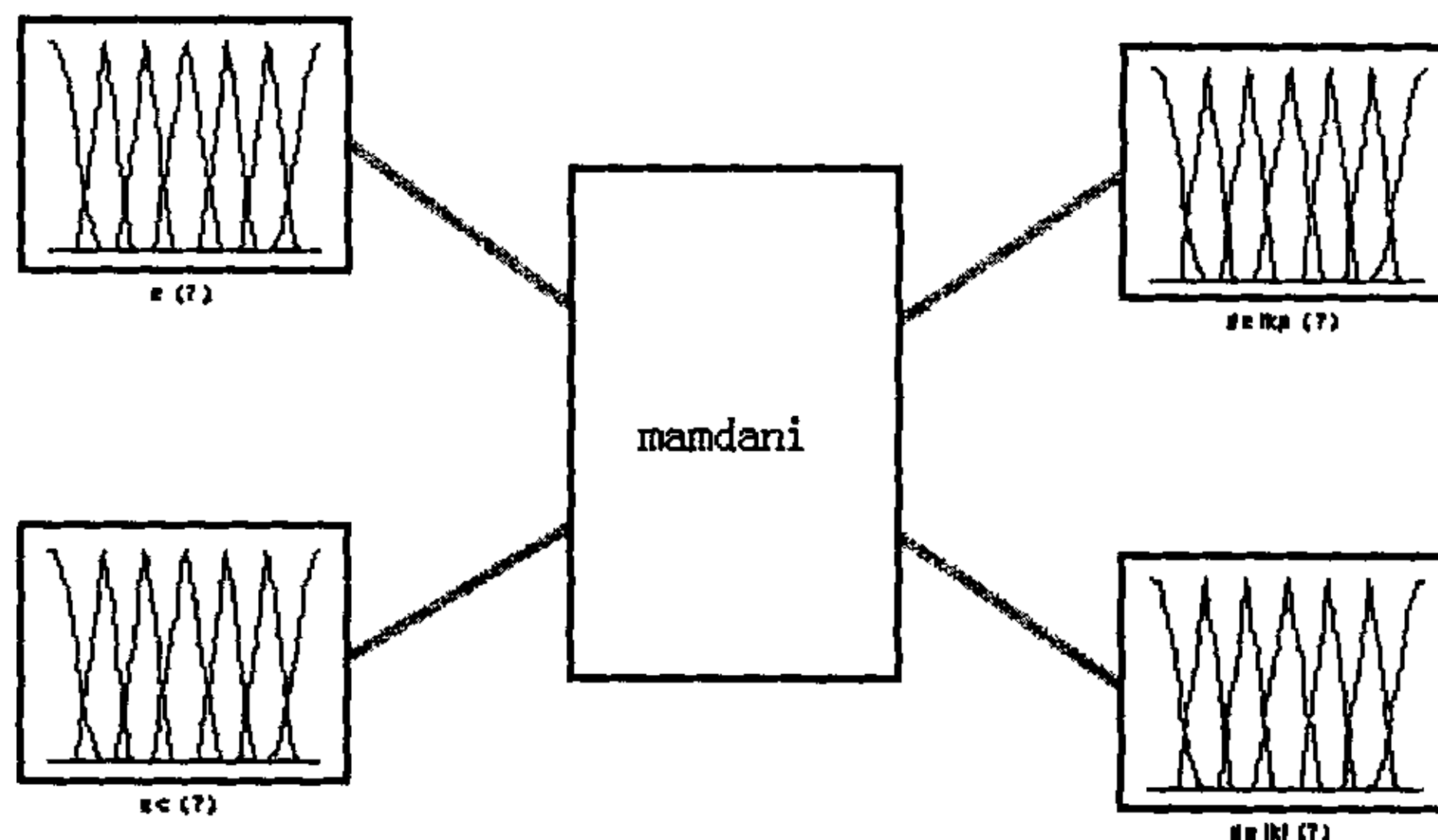


图 4-8 误差 e , 误差变化 ec 及 pi 参数增量 $\Delta K_p, \Delta K_i$ 隶属图

4.3.3 模糊规则的选择

一般情况下, 在不同的 E, EC 下被控过程对参数 K_p, K_i 与 K_d 的自整定要求可归纳为^[53]:

- 1) 当 $|E|$ 较大时, 为使系统具有较好的快速跟踪性能, 应取较大的 K_p 与较小的 K_d , 同时为避免系统响应出现较大的超调, 应对积分作用加以限制, 通常取 $K_i = 0$ 。
- 2) 当 $|E|$ 处于中等大小时, 为使系统具有较小的超调, K_p 应取得小些; 在这种情况下, K_d 的取值对系统响应的影响较大, K_i 的取值要适当。
- 3) 当 $|E|$ 较小时, 为使系统具有较好的稳态性能, K_p 与 K_i 均应取得大些, 同时为避免系统在设定值附近出现振荡, K_d 的取值是相当重要的。

由上述调整原则，分别确定模糊自适应PID的调整规则表。

K_p 调整规则表如表4-1:

(表4-1: K_p 调整规则表)

ΔK_p \ ec	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e							
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

K_i 调整规则表如表4-2:

(表4-2: K_i 调整规则表)

ΔK_i \ ec	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
e							
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PM
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

4.3.4 偏差和偏差变化的模糊化

设偏差的基本论域写成 $[-e_m, e_m]$,偏差变化的基本论域写成 $[-e_{cm}, e_{cm}]$ 。由于对应模糊状态的论域为 $[-5, 5]$,则偏差比例因子 G_e 和偏差变化比例因子确定为:

$$G_e = \frac{e_p}{5} \quad 5 \leq e_p \leq e_m \quad (4-16)$$

$$G_c = \frac{e_{cp}}{5} \quad 5 \leq e_{cp} \leq e_{cm} \quad (4-17)$$

e_p, e_{cp} 根据实际情况选定。确定上述比例因子后, 某一采样时刻所得偏差 $e(k)$ 以及偏差变化 $e_c(k)$ 的精确量可以根据下式模糊化为模糊量:

$$\tilde{E}(k) = \frac{e(k)}{G_e} \quad (4-18)$$

$$\tilde{E}_c(k) = \frac{e_c(k)}{G_c} \quad (4-19)$$

4.3.5 输出量去模糊化

同样, 实际输出需进行去模糊化处理。设 $\Delta K_p(i), \Delta K_i(i)$ 为 i 时刻查询模糊矩阵表所取得的调整值, K_p', K_i' 为常规 PID 参数整定法所取得的整定值。则通过将 $\Delta K_p(i), \Delta K_i(i)$ 乘以一定的比例系数 G_p, G_i , G_p, G_i 根据实际情况选定。这样可得到 PID 参数实际的调整值。则模糊控制器最终的输出为:

$$K_p(k) = K_p' + \sum_{i=1}^k \Delta K_p(i) \cdot G_p, \quad (4-20)$$

$$K_i(k) = K_i' + \sum_{i=1}^k \Delta K_i(i) \cdot G_i \quad (4-21)$$

4.4 仿真测试

采用 Matlab5.3 对 UPFC 数学模型和上述模糊自适应 PID 控制方案进行仿真与分析, 并将其与传统的控制方案进行比较。

4.4.1 常规 PID 控制与模糊自适应 PID 控制效果比较

对应的仿真参数如表 4-3 所示。采用标么值, 设基准值 $S_B = 4.5kVA, U_B = 110V$, 初始有功给定为 $0.6667p.u.$, 无功为 0 。0.02 秒时, 有功给定变为 $-0.3333p.u.$, 无功保持不变。

(表 4-3: UPFC 仿真参数)

V1	V2	C	Rp	Lp	Rs	Ls	δ
110V	110V	640 μF	0.4 Ω	10mH	0.8 Ω	20mH	$\frac{\pi}{9}$

则采用传统的 PID 控制方案仿真图如图 4-9。

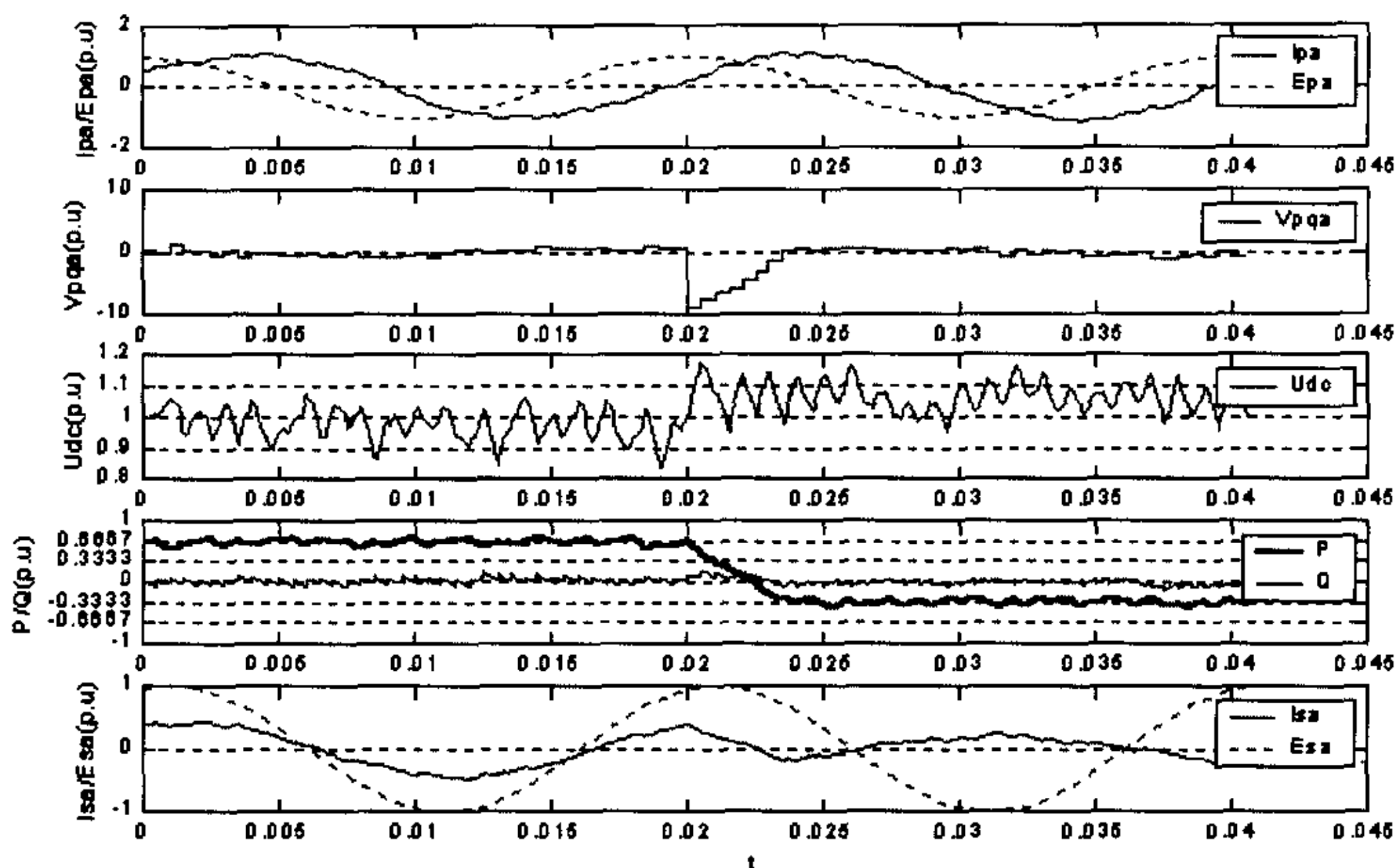


图4-9 UPFC传统PID控制方案波形图

从图中可以看出，当有功发生变化时，无功有微量的超调，但很快趋于稳定。其中 Epa, Ipa 分别指并联侧 a 相电压与电流，Vpqa 为 a 相补偿电压，Udc 为直流电容上的电压，P, Q 为线路有功和无功，Esa 和 Isa 为串联侧 a 相电压与电流。可以看出有功发生变化时，无功保持不变，很好的实现了解耦控制的要求，同时直流电容上的电压基本保持稳定。采用模糊自适应 PID 控制，面对同样的参数变化，对应的仿真图如图 4-10，可见无论是电压还是功率曲线都得到了改善。

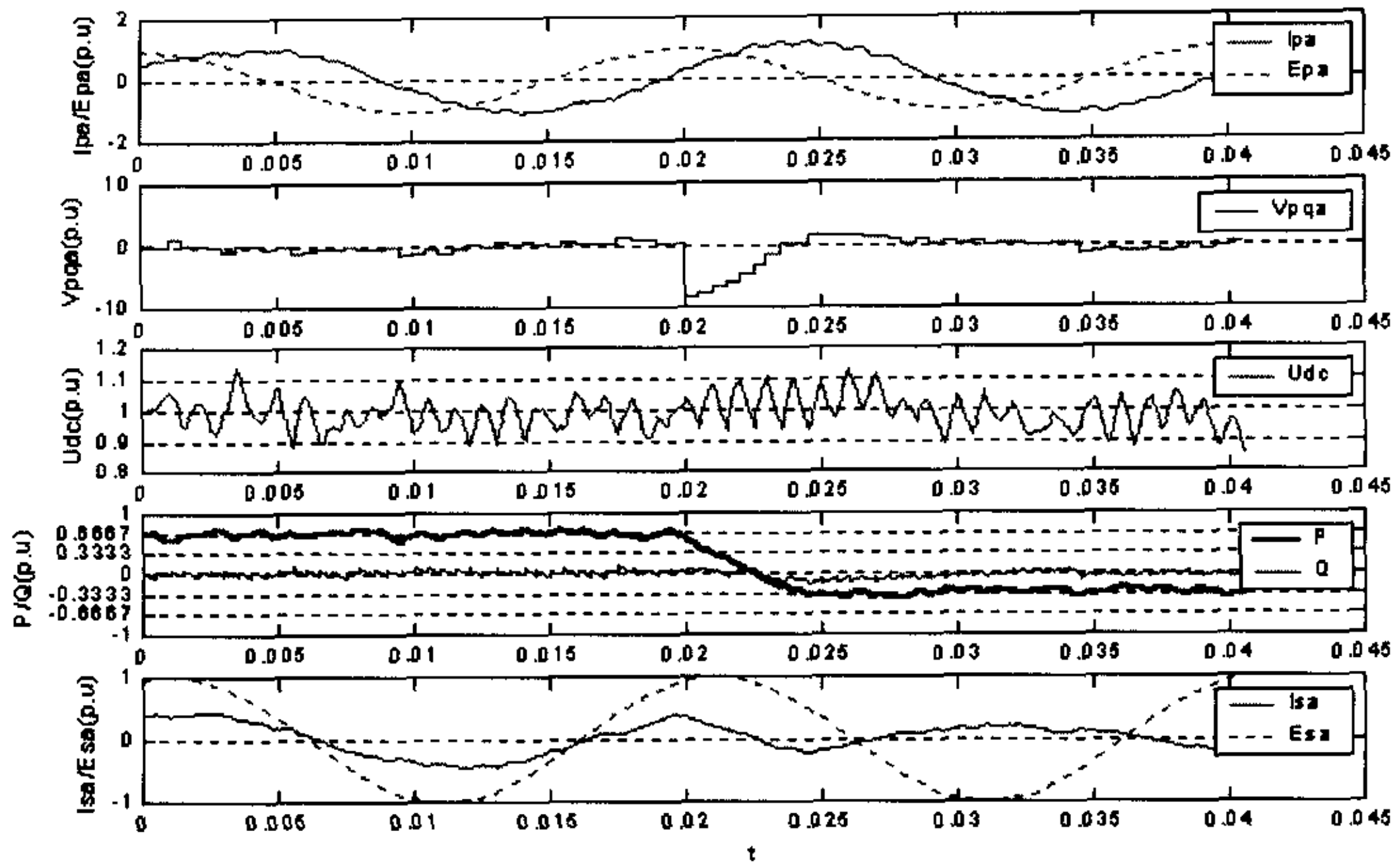


图4-10 UPFC模糊自适应PID控制方案波形图

图 4-11 为对应模糊自适应 PID 控制方案时比例(Kpp)、积分(Kpi)、误差(ii)、误差变化率(pp)参数的变化曲线。

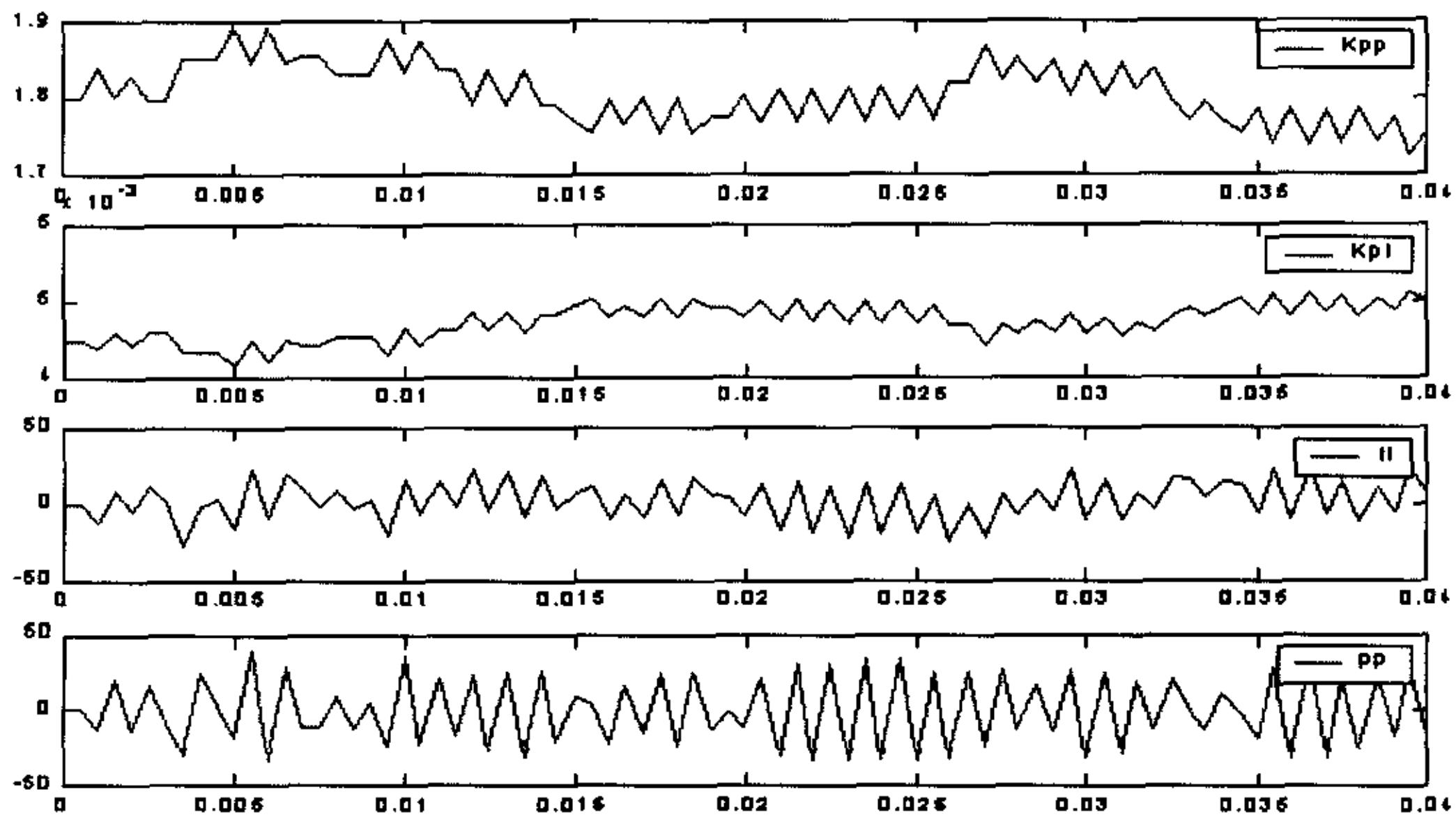


图4-11 UPFC模糊自适应PID控制参数变化图

从图中比例、积分参数的变化来看，模糊自适应 PID 控制方法是通过参数的变化来抑制电容上电压的振荡，从而取得了比常规 PID 控制更好的效果。

4.4.2 UPFC 参数变化仿真分析

A) 电容参数变化对 UPFC 控制效果的影响：

(表 4-4: UPFC 仿真变电容参数表)

V1	V2	C	Rp	Lp	Rs	Ls	δ
110V	110V	1000 μF	0.4 Ω	10mH	0.8 Ω	20mH	$\frac{\pi}{9}$

仿真时电容参数扩大到 1000 μF ，其余参数保持不变，如表 4-4。采用模糊自适应 PID 控制方案，对应仿真图如图 4-12。

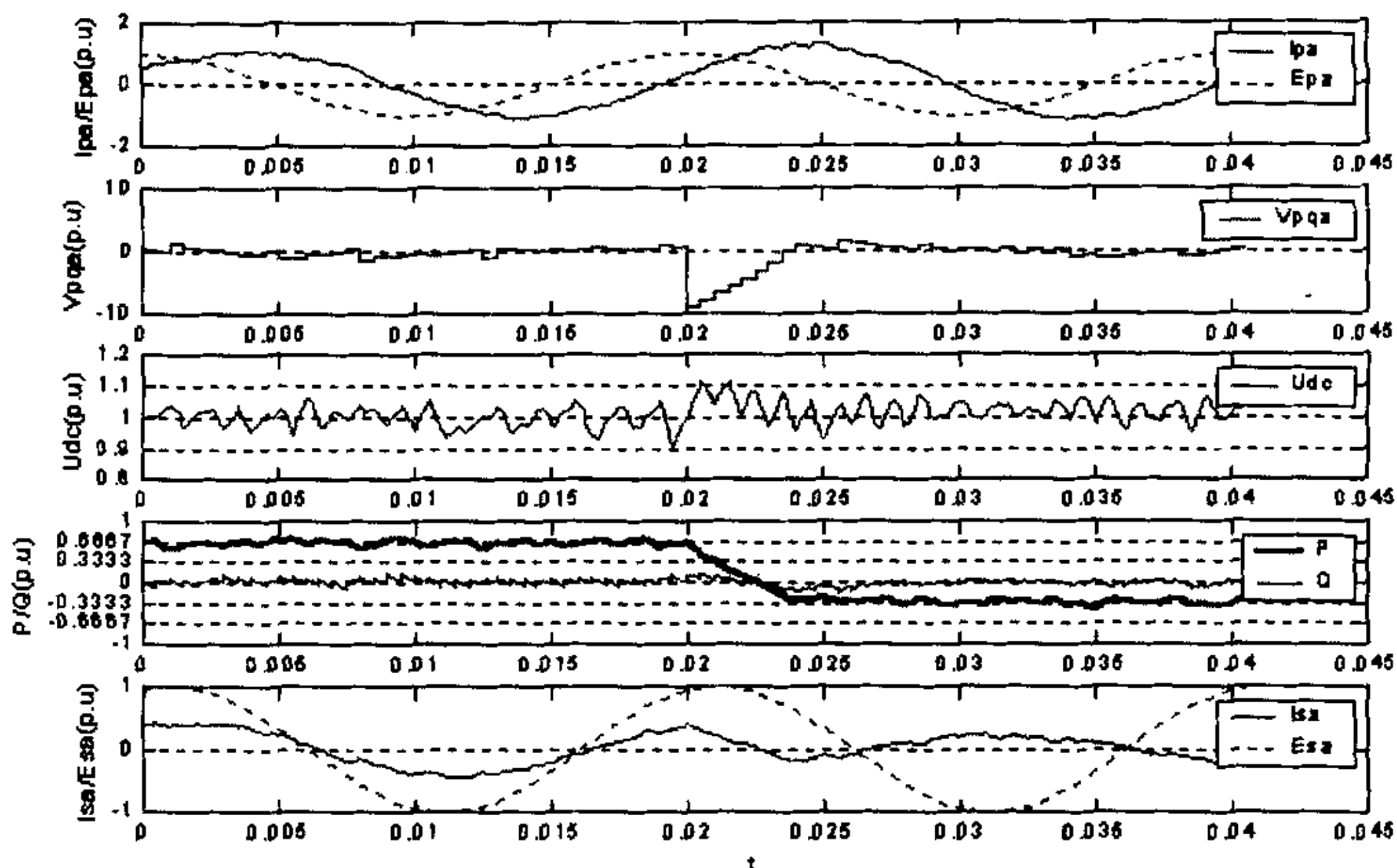


图4-12 UPFC变电容参数仿真图

从图中波形图可以看出，与图 4-9 相比，直流电容上电压的波动明显降低，功率波形也有一定的改善，获得了较好的控制效果。同时通过与图 4-10 进行比较

可以看出,采用模糊自适应PID控制在一定程度上等同于扩大了电容的容量,在UPFC的工程实现上,这具有很高的利用价值。

B) 电感参数变化对UPFC控制效果的影响:

(表 4-5: UPFC 仿真变电感参数表)

V1	V2	C	Rp	Lp	Rs	Ls	δ
110V	110V	640 μF	0.4 Ω	15mH	0.8 Ω	25mH	$\frac{\pi}{9}$

仿真时并联与串联侧电感参数各扩大 5 mH,其余参数保持不变,如表 4-5。采用模糊自适应PID控制方案,对应仿真图如图 4-13。

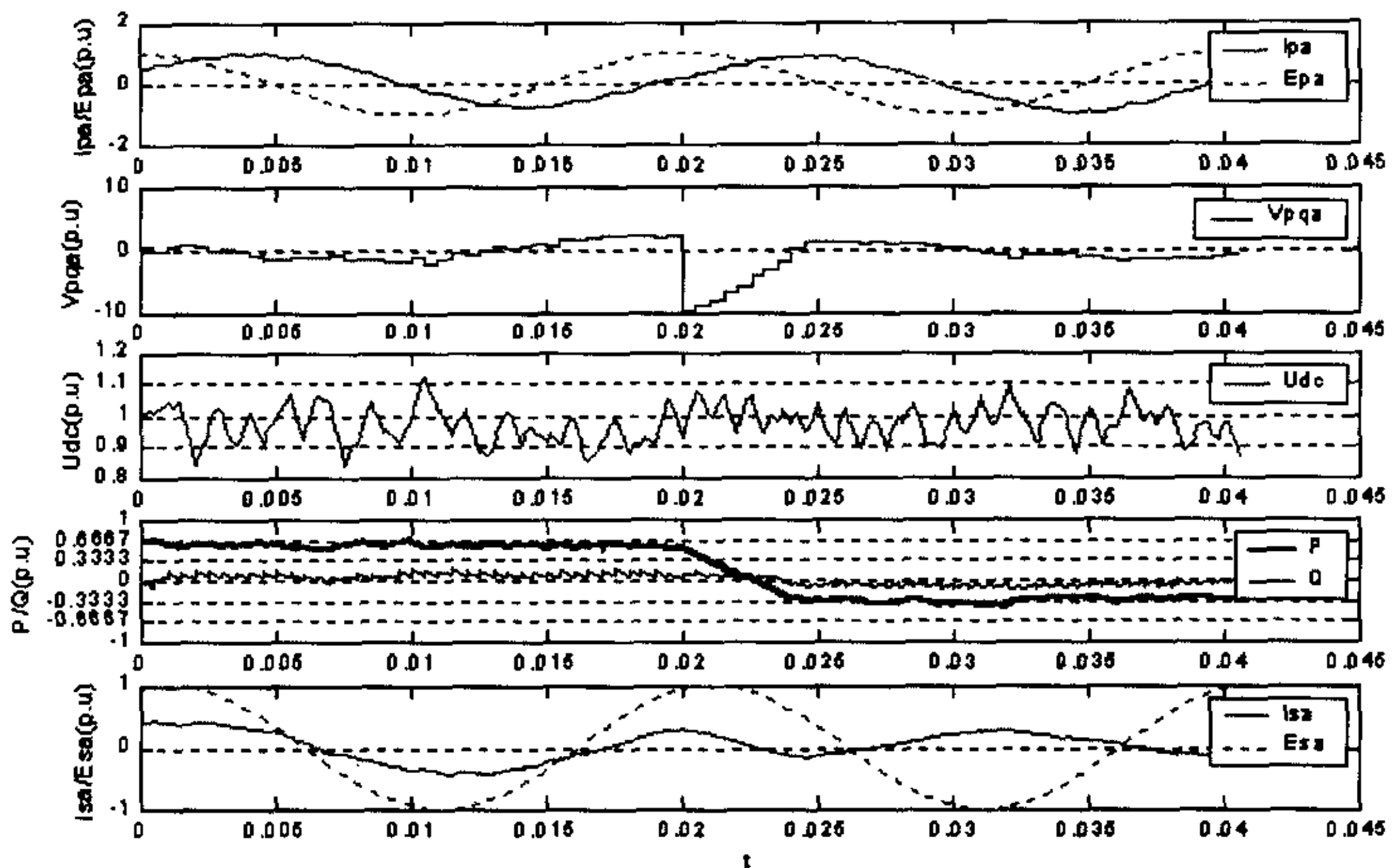


图4-13 UPFC变电感参数仿真图

与图 4-9 相比,无论是并联侧还是串联侧,其电流波形波动减少,基本接近完美的正弦波。结果使功率曲线也相应减少了波动,获得了较好的控制效果。

C) 参数 δ 变化对UPFC控制效果的影响:

(表 4-6: UPFC 仿真变 δ 参数表)

V1	V2	C	Rp	Lp	Rs	Ls	δ
110V	110V	640 μF	0.4 Ω	10mH	0.8 Ω	20mH	0

仿真时发送端电压与接收端电压的相位差 δ 减少至 0，其余参数保持不变，如表 4-6。采用模糊自适应 PID 控制方案，对应仿真图如图 4-14。

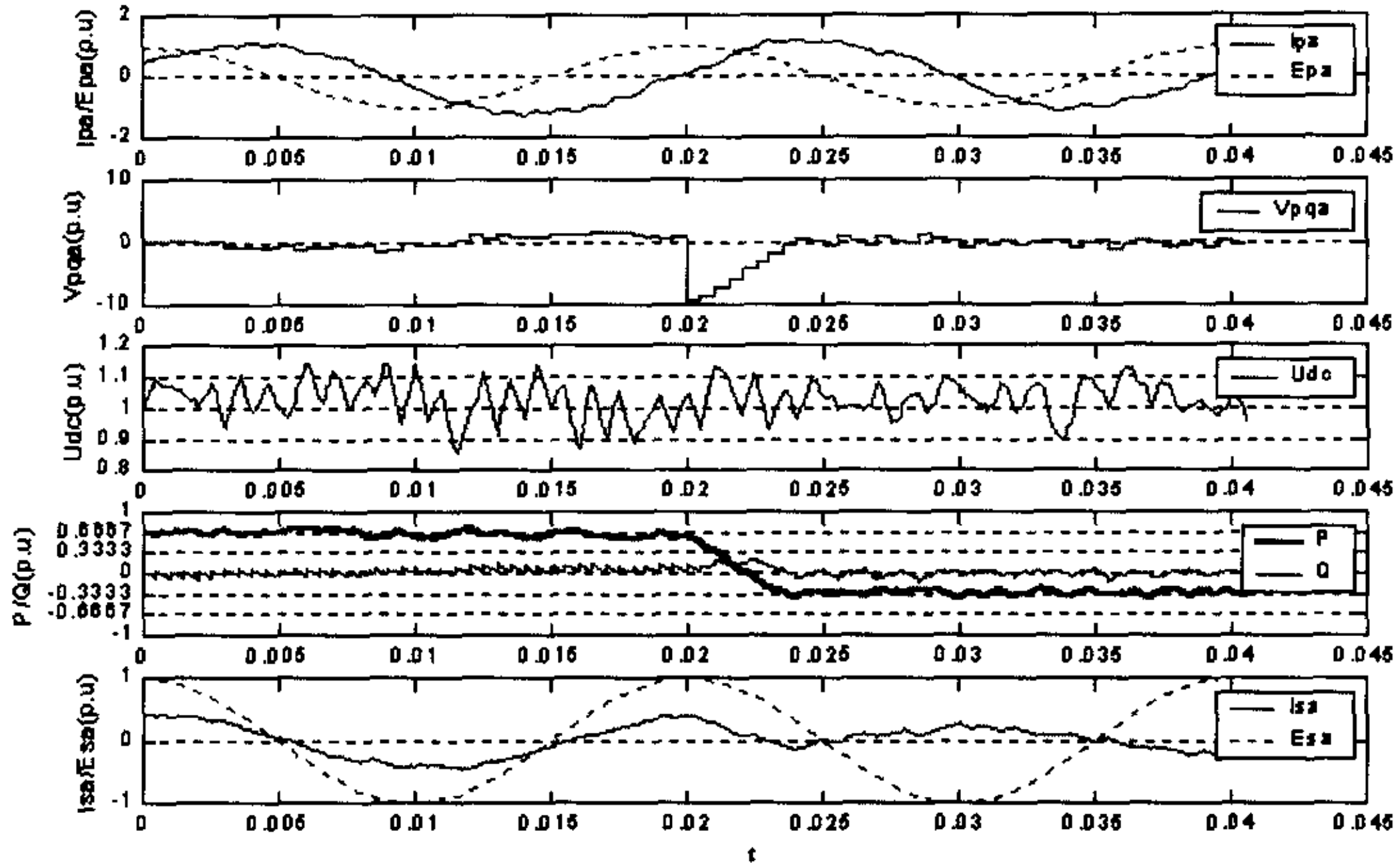


图4-14 UPFC变角度参数仿真图

从仿真图可以看出，此时，发送端与接收端电压的相位差为零，如图中虚线所示。但整个波形与图 4-9 差别不大。可见，UPFC 通过补偿电压 V_{pq} 的作用，可以补偿发送端以及接收端电压的角度差，同时使发送的功率保持不变。

4.5 本章小结

- 在分析了 UPFC 一般规律的基础上, 论文利用开关函数建立 UPFC 的数学模型, 设计其 d-q 轴对应的控制方案, 同时利用电压空间矢量法推导出每个可关断器件的状态。
- 在控制策略的应用方面, 论文将传统的 PID 控制与模糊自适应 PID 控制应用到 UPFC 控制系统中。通过将两种控制方案进行比较, 得出模糊自适应 PID 控制比传统的 PID 控制有更大的优势, 从而确立了 UPFC 的智能控制方案。
- 论文最后通过仿真进一步分析了参数变化对 UPFC 控制的影响。
- 论文对 UPFC 的分析集中在 UPFC 对电力系统稳态方面的应用研究, 对 UPFC 改善电力系统暂态, 如阻尼系统振荡等是今后研究的重点。

5 结束语

统一潮流控制器是电力电子学在电力系统中应用的典型器件。从最初提出其概念到现在发展了十年不到的时间。其中，美国在 1997 年安装了世界上第一台 UPFC 装置，取得了显著的效果。随后，世界各国都加强了对其发展应用的研究。

论文首先分析了 UPFC 的三个研究方面，介绍了其原理与功能特性。

通过将 UPFC 进行分解，论文对 UPFC 构成器件 CC-PWM 变换器进行了研究，讨论了 CC-PWM 整流器的控制策略。在传统的 PWM 整流控制的基础上，论文利用开关函数建模法，提出了基于电压空间矢量法的预测电流控制方法。考虑到电路参数的不确定性，论文通过改进型 BP 神经网络对电路感抗参数进行辨识，获得了很好的控制效果。针对负载的变化，论文确定了单神经元自适应 PID 控制方案，与传统 PID 控制方案相比，能更好的适应负载的突变及非线性变化。

最后论文再次利用开关函数建模法确立了 UPFC 的数学模型，然后在 d-q 轴设计了 UPFC 并联与串联侧的控制策略。同时在传统 PID 控制方案的基础上，提出基于模糊自适应 PID 控制的 UPFC 智能控制方案，取得了很好的效果。通过仿真分析，论文比较了参数变化对 UPFC 控制效果的影响。

论文需进一步改进与提高的地方：

- I. 在 PWM 整流研究方面，论文提出了单神经元自适应 PID 控制与传统 PID 控制相结合的方案，同时提出了利用改进型 BP 神经网络辨识线路的感抗参数，如何将两者结合起来，即辨识系统参数与智能控制方案结合，从而取得最佳的效果需要进一步研究。
- II. 在 UPFC 的研究方面，论文分析了其在电力系统稳态过程中应用，即调节输电系统的有功和无功。对其在电力系统暂态过程中的应用，即阻尼系统次同步谐振等是今后需研究的一个重要方面。
- III. 论文所有的分析研究结论均建立在 MATLAB 仿真的基础上，如何通过实验装置来验证乃至变成成熟的产品，即理论向实践的转化，是一个切实的课题。

6 参考文献:

- [1] A.Nabavi-Niaki and M.R.Iravani, "Steady-state and dynamic models of unified power flow controller(UPFC) for power system studies." IEEE Trans. Power System, Vol.11 No.4 Nov.1996, pp.1937~1943
- [2] 李岩松, 郭家骥, 刘君, "UPFC 暂态数学模型及其应用" 电力系统自动化, Vol.24 No.21 Nov.10, 2000, pp.31~39
- [3] 谭伟璞, 柳焯, 王鹏, "UPFC 基于变量瞬时值的功率控制算法" 中国电力, Vol.33, No.2, Feb.2000, pp.25~28
- [4] K.S.Smith, L.Ran and J.Penman, "Dynamic modeling of a unified power flow controller" IEE Proc-Gener. Transm. Distrib, Vol.144, No.1, Jan 1997, pp.1~12
- [5] Jianhua Bian, Donald G.Ramey, Robert J.Nelson and Abdel-Aty Edris, "A study of equipment sizes and constraints for a unified power flow controller" IEEE Trans. Power Delivery, Vol.12, No.3, July 1997, pp.1385~1391
- [6] C. Schauder E.Stacey M. Lund A. Keri A. Mehraban A.Edris : "AEP UPFC project: installation, commissioning and operation of the ± 160 MVA statcom (phase I)" IEEE Trans. on Power Delivery Vol 13 No. 4 1998 pp1530 - 1535.
- [7] L.Gyugyi, "Unified power-flow control concept for flexible AC transmission systems" IEE Proceedings-c, Vol.139, No.4, July 1992, pp.323~331
- [8] C.D.Schaudwe, L.Gyufyi, M.R.Lund, D.M.Hamai, T.R.Rietman, D.R.Torgerson and A.Edris, "Operation of the unified power flow controller(UPFC) under practical constraints" IEEE Trans. Power Delivery, Vol.13, No.2, Apr 1998, pp.630~636
- [9] L.Gyufyi, C.D.Schauder, S.L.Williams, T.R.Rietman, D.R.Torgerson and A.Edris, "The unified power flow controller a new approach to power transmission control" IEEE Trans. Power Delivery, Vol.10, No.2, Apr 1995, pp.1085~1092
- [10] 葛敏辉, 石松奇, 周贵兴, "UPFC 控制器设计原理及方案" 电网技术, Vol.24, No.6, Jun 2000, pp.31~33
- [11] 章良栋, 岑文辉, 刘为, "UPFC 的模型及控制器研究" 电力系统自动化, Vol.22, No.1, Jan 1998, pp.36~39

- [12] Manzar Rahman, Mohammed, Richard Gutman, Robert J.O'Keefe, Robert J.Nelson and Jianhua Bian,"UPFC application on the aep system:planning cinsiderations" IEEE Trans. Power Delivery, Vol.12, No.4, Nov 1997,pp.1695~1701
- [13] C.R.Fuerte-Esquivel and E.Acha," Unified power flow controller: a critical comparison of Newton-raphson UPFC algorithms in power flow" IEE Proceedings-c, Vol.144, No.5, Sep 1997, pp.437~444
- [14] HaiFeng Wang, "A unified model for the analysis of facts device in damping power system oscillations—part 3: unified power flow controller" IEEE Trans. Power Delivery, Vol.15, No.3, July 2000,pp.978~983
- [15] Zhenyu Huang, Yixin Ni,C.M.Shen,Felix F.Wu,Shousun Chen,and Baolin Zhang "Application of unified power flow controller in interconnected power systems—modeling,interface control strategy, and case study" IEEE Trans. Power Delivery, Vol.15, No.2, May 2000,pp.817~824
- [16] Yasuo Morioka, Yasuhiro Mishima, Yoshiki Nakachi, Minoru Asada and Katsuhisa Tokuhara "Implementation of unified power flow controller and verification for transmission capability improvement" IEEE Trans. Power System, Vol.14, No.2, May 1999,pp.575~581
- [17] 李兰英, 李霄燕, 董怀国, 赵龄强, "基于能量缓冲的优化消谐 UPFC 物理模型控制技术的研究" 电机与控制学报, Vol.5, No.1, Mar 2001,pp.59~63
- [18] 郑三保, 程时杰, "UPFC 动态特性仿真研究" 电力系统自动化, Vol.24, No.7, Apr 2000,pp.26~29
- [19] 黄振宇, 倪以信, 陈寿孙, 张宝霖, "UPFC 动态模型在电力系统动态分析中的实现" 电力系统自动化, Vol.23, No.6, Mar 1999,pp.26~30
- [20] 颜伟, 朱继忠, 孙洪波, 徐国禹, "UPFC 的模型与控制器研究" 电力系统自动化, Vol.23, No.6, Mar 1999,pp.36~41
- [21] 黄振宇, 刁勤华, 倪以信, 陈寿孙, "统一潮流控制器的控制系统分析及控制策略设计" 电网技术, Vol.23, No.7, Jul 1999,pp.3~8
- [22] 颜伟, 朱继忠, 孙洪波, 徐国禹, "统一潮流控制器的控制器设计与暂态仿真研究" 电网技术, Vol.23, No.7,Jul 1999,pp.15~23
- [23] 罗春雷, 孙洪波, 徐国禹, "UPFC 动态建模与最优控制研究" 电力系统自动化, Vol.21, No.11, Nov 1997,pp.4~6
- [24] 颜伟, 朱继忠, 徐国禹, "UPFC 线性最优控制方式的研究及其对暂态稳定性的改善" 中国电机工程学报, Vol.20, No.1,Jan 2000,pp.45~49

- [25] 王海风, 李敏, 陈珩, “统一潮流控制器的多变量控制设计” 中国电机工程学报, Vol.20, No.8, Aug 2000, pp.51~55
- [26] 李岩松, 郭家骥, 刘君, “应用 UPFC 控制电力网络潮流的研究” 电力系统及自动化学报, Vol.12, No.4, Aug 2000, pp.4~8
- [27] T.Makombe, and N.Jenkins, "Investigation of unified power flow controller" IEE Proceedings-c, Vol.146, No.4, July 1998, pp.400~408
- [28] Q.Yu, S.D.Round, L.E.Norum and T.M.Undeland, "Dynamic control of a unified power flow controller", 27th annual IEEE Power electronics specialists conference(PESC), June 23-27, 1996, Italy, pp.508~514
- [29] I.Papic, P.Zunko, D.Povh and M.Weinhold, "Basic control of a unified power flow controller", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.12, No.4, Nov 1997, pp.1734~1739
- [30] P.K.Dash, S.Mishra, and G.Panda, "A radial basis function neural network controller for UPFC", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.15, No.4, Nov 2000, pp.1293~1299
- [31] A.J.F.Keri, A.S.Mehraban, X.Lombard, A.Elriachy, and A.A.Edris, "Unified power flow controller: modeling and analysis", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.14, No.2, Apr 1998, pp.648~654
- [32] A.Sonnenmoser, and P.W.Lehn, "Line current balancing with a unified power flow controller", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.14, No.3, July 1999, pp.1151~1157
- [33] Laszlo Gyugyi, "Dynamic compensation of ac transmission lines by solid-state synchronous voltage sources", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.9, No.2, Apr 1994, pp.904~911
- [34] 孙元章, 刘建政, 杨志平, 赵志勇, 卢强, 纪勇, "ASVG 动态建模与暂态仿真研究", 电力系统自动化, Vol.20, No.1, Jan 1996, pp.5~10
- [35] Saeed Arabi, Prabhaskar Kundur, and Rambabu Adapa, "Innovative techniques in modeling UPFC for power system analysis", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.15, No.1, Feb 2000, pp.336~341
- [36] R.Mihalic, P.Zunko, and D.Povh, "Improvement of transient stability using unified power flow controller", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.11, No.1, Jan 1996, pp.485~491
- [37] H.F.Wang, "Applications of modeling UPFC into multi-machine power systems", IEE Proceedings-c, Vol.146, No.3, May 1999, pp.306~312
- [38] S.Limyingcharoen, U.D.Annakkage, N.C.Pahalawaththa, "Effects of unified power flow controllers on transient stability", IEE Proceedings-c, Transm. Distrib. Vol.145, No.2, Mar 1998, pp.182~188

- [39] Chun T.Rim, Nam S .Choi, Guk C.Cho, and Gyu H.Cho, "A complete DC and AC analysis of three-phase controlled-current PWM rectifier using circuit D-q transformation", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.9, No.4, July 1994,pp.390~396
- [40] S.Limyingcharoen, U.D.Annakkage, N.C.Pahalawaththa, "Fuzzy logic based unified power flow controllers for transient stability improvement", IEE Proceedings-c, Transm. Distrib.Vol.145.No3.May 1998
- [41] 孙元章, 刘前进, "FACTS 控制技术综述", 电力系统自动化, Vol.23, No.6, Mar 1999, pp.1~5
- [42] Heinz Willivan Der Broeck, Hans-christoph Skudelny, and Georg Viktor Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.24, No.1, Jan 1988,pp.142~150
- [43] Jong-Woo Choi, and Seung-Ki Sul, "Fast current controller in three-phase AC/DC boost converter using d-q axis crosscoupling", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.13, No.1, Jan 1998,pp.179~185
- [44] Bong-Hwan Kwon, Jang-Hyoun Youm, and Jee-Woo Lim, "A line-voltage-sensorless synchronous rectifier", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.14, No.5, Sep 1999,pp.966~972
- [45] Suttichai Sactico, and David A.Torrey, "Fuzzy logic control of a space-vector PWM current regulator for three-phase power converters", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.13, No.3, May 1998,pp.419~426
- [46] B-D.Min, J.H.Youm, B.H.Kwon, "Svm-based hysteresis current controller for three phase PWM rectifier", IEE Proceedings-c, Vol.146, No.2, Mar 1999, pp.225~230
- [47] 毛鸿, 吴兆麟, 王毅, 刘树林, "三相电压型 PWM 整流器无电流传感器控制策略研究", 电工技术学报, Vol.16, No.2, Apr 2001, pp.56~60
- [48] Moon. Predictive current control of distribution static compensator for reactive power compensation . IEE proc. Gener. Transm. Distrib. Vol 146,No.5 Sep 1999,pp.515~520
- [49] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 陆永平,"空间矢量脉宽调制方法的研究", 中国电机工程学报, Vol.21, No.5, May 2001, pp.79~83
- [50] 潘永湘, 董娟, 李守智, 张大卫, "三相电压型 PWM 高频整流器新型控制算法", Vol.6, Dec 2002, pp.43~48.
- [51] 于泳, 宋海龙, 张东来, 徐殿国, "用 FUJITSU 单片机实现的变频空调全数字空间矢量 PWM 逆变器", 电气自动化, No.1, 2001,pp.23~26
- [52] A-A.Edris, "Proposed terms and definitions for flexible ac transmission system(FACTS)", IEEE Trans. Power Delivery, Vol.12, No.4, Oct 1997,pp.1848~1853
- [53] 王耀南, 《智能控制系统》, 长沙: 湖南大学出版社, 1996

- [54] 李士勇, 《模糊控制、神经控制和智能控制论》, 哈尔滨工业大学出版社, 1996
- [55] 王顺晃, 舒迪前, 《智能控制系统及其应用》, 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [56] 王兆安, 杨君, 刘进军, 《谐波抑制和无功功率补偿》, 北京: 机械工业出版社, 1998.9
- [57] 陶永华, 尹怡欣、葛芦生, 《新型 PID 控制及其应用》, 北京: 机械工业出版社, 1998.9
- [58] 陈伯时, 陈敏逊, 《交流调速系统》, 北京: 机械工业出版社, 1998.4
- [59] 黄俊,王兆安, 《电力电子变流技术》, 第3版,北京: 机械工业出版社, 1998.9
- [60] 李士勇, 《模糊控制·神经控制和智能控制论》, 哈尔滨工业大学出版社, 1996.10
- [61] 王耀南, 《计算智能信息处理技术及其应用》, 湖南大学出版社, 1999.7
- [62] 赵贺, 《电力电子学在电力系统中的应用—灵活交流输电系统》, 中国电力出版社, 2001.1
- [63] S. Limyingcharoen U. D. Annakkage N. C. Pahalawaththa: "Fuzzy logic based unified power flow controllers for transient stability improvement" IEE Gener. Distrib. Vol.145 No.3 1998 pp225-232.
- [64] Y. Y. Hsu T. S. Luor: "Damping of power system oscillations using adaptive thyristor controlled series compensator tuned by artificial neural networks" IEE Proc. Gener. Distrib. Vol.146 No.2 1999 pp137-142.
- [65] S. Mishra P. K. Dash G. Panda: "TS-fuzzy controller for UPFC in a ultimachine power system" IEE Proc. Gener. Transm. Distrib. Vol.147 No.1 2000 pp15-22.
- [66] 卢强 孙元章 沈沉 梅生伟: "面向目标的 FACTS 设备智能预估控制方法(一)" 电网技术 Vol.22 No.4 1998 pp6-12.
- [67] 卢强 孙元章 沈沉 梅生伟: "面向目标的 FACTS 设备智能预估控制方法(二)" 电网技术 Vol.22 No.5 1998 pp5-9.
- [68] 卢强 孙元章 沈沉 梅生伟: "面向目标的 FACTS 设备智能预估控制方法(三)" 电网技术 Vol.22 No.6 1998 pp26-28.
- [69] 何丹 戴先中 等: "神经网络 α 阶逆系统 TCSC 非线性控制器" 电力系统自动化 Vol.23 No.5 1999 pp8-13.
- [70] Kalyan K. Sen Eric J. Stacey: "UPFC - Unified Power Flow Contoller: Theory, Modeling and Applications". IEEE Trans. on Power Delivery Vol 13 No.4 1998 pp 1453-1460.
- [71] Kalyan K. Sen: "SSSC - Static Synchronous Series Compensator: Theory, Modeling and Applications" IEEE Trans. on Power Delivery Vol 13 No.4 1998 pp 241-246.
- [72] C. J. Hatziadoniu F. E. Chalkiadakis: "A transmsfomerless high-pulse static synchronous compensator based the 3-level GTO-inverter" IEEE Trans. on Power Delivery Vol 13 No.3 1998 pp883-888.

- [73] L. Sunil Arindam Ghosh: "Modeling and control design of a static synchronous series compensator" IEEE Trans. on Power Delivery Vol 14 No.4 1999 pp1448 - 1453.
- [74] Yiqiang Chen Bakari Mwinywiwa Zbigniew Wolanski: "Unified power flow controller (UPFC) based on chopper stability diode-clamped multilevel converter" IEEE Trans. on Power Electronics Vol 15 No.2 2000 pp257 - 267.
- [75] Bakari Mwinywiwa Zbigniew Wolanski Boon-Teck Ooi: "Microprocessor implemented SPWM for multiconverters with phase-shifted triangle carriers" IEEE Trans. on Industry Applications Vol 34 No. 3 1998 pp487 - 494.
- [76] Yiqiang Chen Boon-Teck Ooi: "STATCOM based on multimodules of multilevel converters under multiple regulation feedback control" IEEE Trans. Power Electronics Vol 14 No.5 1999 pp959 - 965.
- [77] Bakari Mwinywiwa Zbigniew Wolanski Boon-Teck Ooi: "Microprocessor implemented SPWM for multiconverters with phase-shifted triangle carriers" IEEE Trans. on Industry Applications Vol 34 No. 3 1998 pp487 - 494.
- [78] M. Mohaddes A. M. Gole P. G. McLaren: "A neural network controlled optimal pulse-width modulated STATCOM" IEEE Trans. on Power Delivery Vol 14 No.2 1999 pp481 - 488.
- [79] C.-T. Pan T.-C. Chen: "Modelling and analysis of a three phase PWM AC-DC converter without current sensor" IEE Proceedings-B Vol. 140 No. 3 1993 pp201-208.
- [80] J.-J. Shieh C.-T. Pan: "ROM-Based current controller for three-phase boost-type AC/DC Converter" IEE Proc. Power Applications Vol.145 No. 6 1998 pp544 - 551.
- [81] Yukihiro Sato et al: "A new control strategy for voltage-type PWM rectifiers to realize zero steady-state control error in input current" IEEE Trans. on Industry Applications Vol 34 No.3 1998 pp480 - 486.
- [82] J.-J. Shieh C.-T. Pan J. Cuy: "Modelling and design of a reversible three-phase switching mode rectifier" IEE Proc. Power Applications Vol.144 No. 6 1997 pp389 - 396.
- [83] S. Fukuda: "LQ control of sinusoidal current PWM rectifiers" IEE Proc. Power Applications Vol.144 No.2 1997 pp95 - 99.
- [84] Karel Jezernik: "VSS Control of Unity Power Factor" IEEE Trans. On Industrial Electronics Vol. 46 No.2 1999 pp325 - 332.
- [85] Farrukh Kamran Ronald G. Harley et al: "A fast on-line neural network training algorithm for a rectifier regulator" IEEE Trans. on Power Electronics Vol 13 No.2 1998 pp366 - 371.

- [86] 何大愚, 柔性交流输电控制器及对我国开发应用的建议, 电网技术, 1996, Vol 20 No 7 pp 1~8
- [87] <http://www.chinatis.com/meeting>
- [88] <http://www.east88.com.cn/dlqy/r.htm>
- [89] <http://www.hypowertec.com/>
- [90] <http://www.powerfield.net/zszt/>

致 谢

本文从选题到定稿，自始至终得到了导师王辉老师的细致耐心的指导和热情的鼓励。王老师勤勉严谨的治学态度，精深渊博的学识，平易近人的性格，无不给我留下了深刻的印象，也将成为我今后学习的楷模。两年多来，王老师和师母谭老师在学习上和生活给予了我无微不至的关怀和照顾，在完成论文之际，向我的导师和师母表达我最诚挚的谢意。

感谢自动化教研室的各位老师、教学办的周老师和资料室的陈老师等两年来给予我的教育、帮助和指导。感谢张志学、刘金华、于小亿等同学在学习和生活上对我的关心、鼓励和帮助。

同时，能够顺利完成研究生阶段的学业，离不开家人和朋友的关爱与鼓励。在此，也向他们表达我深深的感谢和遥远的祝福。

统一潮流控制器智能控制方法研究

(摘要)

研究生：鞠儒生

指导老师：王辉 副教授

论文详细分析了统一潮流控制器(UPFC)的原理、特性及其研究进展, 并对 UPFC 以及电力电子变换器的控制策略进行了研究。论文采用开关函数法建立了电流控制电压型变换器的数学模型, 采用单神经元自适应 PID 控制算法, 运用电压空间矢量脉宽调制的原理, 设计一种新型的 PWM 预测电流控制方案。仿真结果表明方案具有较强的鲁棒性。同时针对电流预测控制对电路参数敏感, 但电路参数不易精确获得, 导致控制效果不佳的问题, 论文采用改进型 BP 神经网络对 PWM 电路参数进行辨识。仿真结果验证了方法的有效性。论文利用开关函数建模法建立了统一潮流控制器的数学模型, 推导了统一潮流控制器在 $d-q$ 轴的控制方案, 并采用模糊自适应 PID 控制方案实现对 UPFC 的控制。仿真结果证实了采用模糊自适应 PID 控制比常规的 PID 控制具有更好的控制性能。

第1章 绪论 (略)

第2章 UPFC 结构与特性研究

论文在 UPFC 拓扑图的基础上, 分析 UPFC 两部分逆变器的结构组成。论文介绍了 UPFC 功能特性, 其中并联逆变器的功能主要是为串联逆变器提供有功支持以及维持节点电压稳定, 而串联逆变器则可分为电压调节模式和功率调节模式两大功能。论文分析了 UPFC 的一般控制策略: 包括并联侧控制方案, 串联侧控制方案, 以及两部分关联运行时对应的控制要求。

第 3 章 电流控制电压型变换器 PWM 的智能控制策略研究

论文分析了 CC-PWM 控制器的结构和原理以及它在 UPFC 中的应用。在开关函数法建模的基础上, 论文提出一种新型的基于预测电流的 PWM 整流控制方案。同时论文利用电压空间矢量脉宽调制法推导出逆变器中可关断器件对应的开关状态。针对预测电流控制方案中对电路参数敏感, 而电路参数获得, 导致控制效果不佳的问题, 论文基于改进型 BP 神经网络的辨识方案。仿真结果验证了方案的有效性。论文提出基于单神经元自适应 PID 控制的算法, 仿真结果表明, 与常规 PID 控制算法相比, 单神经元自适应 PID 控制算法能更好的适应负载的突变以及非线性变化, 具有较强的鲁棒性。

第 4 章 统一潮流控制器 (UPFC) 智能控制方法研究

在分析 UPFC 一般规律的基础上, 论文利用开关函数建立了 UPFC 的数学模型。论文在 d-q 轴设计了 UPFC 并联侧与串联侧预测电流控制方案。考虑到直流电容上电压的稳定是 UPFC 控制中很重要的环节, 论文采用模糊自适应 PID 控制算法对其进行控制。仿真结果表明, 采用模糊自适应 PID 控制算法比常规 PID 能更好的维持中间直流电容上电压的稳定, 从而有效的改善功率曲线以及降低中间直流电容的容量。最后论文通过仿真比较了电容、电感以及相角参数变化对 UPFC 控制效果的影响。

结束语 (略)

参考文献 (略)

致谢词 (略)

答辩时间: 二零零二年三月