

中国电源学会



全国电源技术年会论文集(十届)

1993. 11 天津

(上 册)



朝阳市仪表研究所

资料免费 欢迎垂询 详见内页

地址:辽宁省朝阳市朝阳大街四段 58 号(122000)

电话:(04284)214789

传真:(04284)219938

《全国电源技术年会论文集》编辑委员会

顾 问 孟昭英 何金茂

主 任 委 员 蔡宣三

付主任委员 倪本来

委 员

丁道宏	刁成明	马传添	卞敬明	方贤端	石钟伍	叶治政
冯桂山	李厚福	李朔生	李允武	李道恺	李宗光	李中江
庄蓄田	关力更	刘守智	刘月升	陈翔龙	陈 坚	杨贵生
张广明	张承志	张 立	郑秋白	季幼章	周庭光	胡守约
赵良炳	姚善宝	翁心光	徐泽伟	候振程	黄汉生	程立生
程兆发	董 良	谭 信				

《全国电源技术年会论文集编辑部》

总 编 辑 倪本来

付总编辑 黄汉生

编 辑 张祖刚 张道扬 张志国 张汝海 张志华 李振江
陈伯洲 华 伟

前 言

中国电源学会第十届全国电源技术年会于一九九三年十一月在天津大学隆重举行。理事长,西安交通大学教授何金茂先生主持了开幕式。出席年会的新老专家学者、各省市分会会员代表、团体会员及赞助单位代表共计三百余人,会上发表论文130篇。

会议期间还举办了电源新技术、新成果、新产品展示和信息发布会。

中国电源学会第二次会员代表大会和第二届理事会同期召开。

本届年会论文集经《全国电源技术论文集》编辑委员会和中国电源学会学术委员会审定,全文发表97篇,摘要刊登33篇。论文集中反映了九十年代我国电源技术成就和发展动向,其特点是:第一,以软开关准谐振变换为代表的新理论研究不断深化,且仍处于前沿地位;第二,场控功率半导体器件的使用日趋成熟,由此导致电源变换的进一步高频化和大功率化;第三,微电子和功率电子在工程上的相互渗透,加速了电源变换产品的产业化;第四,占有市场主导地位工业电源借助现代化的电源理论、器件和技术,正全方位展开,显示了当代应用电源技术的主流趋势。

天津隆泰电源电器有限公司为本届年会做了杰出的贡献,本届年会论文集的如期出版,得到了北京通运电子公司、太极计算机公司电源研究室的大力帮助;整个会议的准备和组织得到天津海洋技术研究所的有力支持,谨向上述单位表示衷心感谢。

中国电源学会编辑工作委员会
《全国电源技术年会论文集》编辑委员会

一九九三年十一月

目 录

前言

第十届全国电源年会论文集目录

专 题 论 述

现代电子电源技术的进展	蔡宣三	(1)
UPS交流滤波器设计理论	章进法 林渭勋	(6)
SED-谐振参量控制原理及其应用	林周布	(10)
电力有源滤波器	程肇基等	(15)
离线式半桥ZVS MRC高频开关电源的研究	张晓阳 蔡宣三	(23)
场控功率半导体器件应用技术综述	倪本来	(29)
电力电子技术与近代电源	赵良炳	(57)
开关电源中的功率因数校正器	庄蓄田	(63)

模型、分析和模拟

双环控制PWM反激开关稳压电源动态设计	蔡宣三 王艳丹	(69)
一种对时变系统近似的方法及其应用	张占松 孙海卫	(74)
准谐振变换器的计算机辅助分析	张兴柱	(79)
PWM DC/DC变换器的建模与计算机仿真	毕 强	(90)
半波降压型ZVS多谐振开关谐振变换器的参数最优化	张淑华 蔡宣三	(95)
离线式半桥零电压开关多谐振变换器的参数最优化	张晓阳 蔡宣三	(100)
开关点预置SPWM逆变器的仿真分析与实验研究	谢少年 严仰光	(104)
串联输出DC/DC谐振变换器的稳态分析计算	丁道宏 杨东平	(108)
三相桥式整流电路动态数字仿真计算	蒋忠伟	(114)
飞机电网变压整流器短路及运行计算	蒋忠伟 穆新华	(120)
晶闸管无换向器电机的过流故障分析	杨筱辉	(127)
计算机控制高频数字PWM信号生成分析	许世延	(134)
半桥式逆变电路抗不平衡能力的分析	杜中义 杨启明等	(138)

开关电源和DC/DC变换器

高密度QRC DC/DC开关电源	张淑霞	(143)
高可靠性开关电源安全对策	高万华	(146)
1200W位总线接口程控开关电源	李 严	(150)
高精度高频大功率DC/DC变换器	熊 蕊 陈 坚	(154)
直流稳压电源的并联均流研究	胡世平 刘立荣	(163)
一种适合程控交换机使用的开关电源	丁和生	(170)
准谐振变换器和方波变换器比较	张兴柱	(175)

BSIT 与开关电源	魏满奇 聂荣琪等	(179)
一种采用混合集成电路的电源	韩思成	(183)
通用输入开关电源	黄汉生	(187)
PWM型高压开关稳压电源	张俊生	(191)
KP 0520R双路开关电源技术综述	金 光等	(197)
用功率MOSFET研制的6KW大功率开关电源	郭长林	(204)
无功频变压器开关直流稳压电源的研制	张聂荣	(210)
新颖的集成DC-DC变换器的应用	黄念中	(213)
各阶零电压开关高频准谐振变换器比较	张兴柱 黄是鹏	(216)
单相低谐波DCM方式下BOOST及BUCK-BOOST整流电路的 比较研究	袁晓明 林渭勋	(223)
单片机系统用开关电源	徐宝丰	(230)
机载雷达发射机与开关电源	曹永祺	(232)
全数字化控制的开关电源	陈东涛 张志国	(238)
5V/140A MOSFET高频化单端变换器电源	胡方丽 杨启明	(242)

不间断电源和逆变器

发展中的中小功率UPS技术	马新群 马传添	(247)
谐振DC环节高频逆变器	陆治国 侯振程	(249)
四桥臂三相谐振直流环节逆变器	阮新波 严仰光	(253)
软开关谐波腿在DC/DC、DC/AC变换器中应用研究	童永胜 严仰光	(259)
行波管用高压逆变电源	刘景山 丁庆仁	(264)
使用VMOS管的600VA正弦波UPS	戴振刚	(271)
EM系列UPS动态特性之实验研究	何 晓	(275)
一种新型PWM逆变器	郭长林	(282)
一种新型的个人计算机用不间断电源	曾永煌 林渭勋	(285)
不间断电源切换过程辅助测试器	曾永煌 林渭勋	(288)
小容量简易式UPS的研制	何湘宁	(291)
直流侧关断脉宽调压阶梯波逆变电路	许雪生	(297)
二阶梯逼近 $\alpha=\pi/3$ 梯形波式逆变器	陈本竹	(304)

交流电源

交流稳压技术的新进展	马传添	(310)
交流电源自动测试系统的构成原理	吴新开	(313)
用PWM技术和GTR的低谐波交流稳压技术	张柏立 张达明	(317)
参数稳压器与不间断电源(UPS)的联接	何 晓	(322)
开关电源的EMI滤波器	区健昌	(326)
压控式稳频稳压电源	吴新开	(332)
交流稳压电源(UPS)老化节能装置	薛锦元	(336)

单片微机控制的新型交流稳压电源·····	盖永军	(339)
SPWM波正弦化滤波器工程设计·····	张先红	(345)
一种谐波及无功电流的自适应检测方法·····	罗世国 侯振程	(351)

工业和其它电源

单管高频加热电源的理论分析·····	徐德洪等	(357)
交流变频调速器(VVVF)的使用·····	王念春 傅 忠	(364)
提高功率MOSFET直流桥式逆变弧焊机的可靠性·····	王晓秋	(368)
准正弦波输出的逆变电源·····	祝艳峰	(372)
一种新的变换器电路及其应用·····	张谷勋	(375)
新型高效大功率稳压稳流电源·····	叶治政 李 晋	(380)
线性直流电源技术的发展·····	姚善宝	(388)
使用IGBT开关的电容器充电电源·····	靳 丁	(390)
便携式低压标准电压源·····	黄惠忠 罗汉涛	(390)
一种新型高压电源—压电陶瓷变压器的应用·····	张远骏	(390)
GQS倍流整流电路的研究·····	龚秋生	(399)
SJ2811部标准及执行中存在的问题·····	杨小华	(403)
静电型室内空气清净器PWM控制高压开关电源·····	钟金福	(406)
120KV 120mA高压直流稳压电源·····	罗忠省	(411)
电子镇流器现状与改进意见·····	薛 雷	(413)
R型变压器空载特性分析和研究·····	包满生	(416)
对电源进行尖峰信号试验我之浅见·····	柳光福	(421)
一种简单实用的供电自动切换装置·····	李焕明	(423)
从电子镇流器在日本的发展看在国内的前景·····	徐泽伟	(426)
新型三相低谐波整流装置的研究·····	程肇基 杨子光	(430)
新型节电太阳能路灯·····	金玉子	(435)
高电位多波形直流脉冲高压电源·····	罗忠省	(438)

电 源 元 器 件

现代电力电子器件发展评述·····	张 立	(440)
4DH7型恒流集成电路及其应用·····	竺树生等	(448)
GTO最大可关断能力的识别·····	张 立等	(450)
GTO阻断状态的新型识别法·····	张 立等	(454)
电流型PWM控制器UC3842及其应用·····	马新群	(458)
高能氧化锌线性电阻·····	袁方利 季幼章	(462)
利用V型槽技术制作HV-LFCT·····	郑海东等	(465)
恒流模块性能的分析与测试·····	徐信业等	(468)
开关电源的电流型控制和电流型控制器件·····	陆 鸣	(475)
大功率晶体管模块驱动电路·····	章进法 林渭勋	(480)

摘 要

一种高效串联开关恒流源.....	刘如义	孟 晨	(486)
开关电源电流型控制.....	诸云龙		(486)
对自激型开关稳压电源的探讨.....	吴均城		(486)
高效阻峰式直流稳压电源.....	樊凤林		(486)
高度表电源国产化设计.....	顾荣海		(487)
一种新颖实用的电源保护电路.....	叶治政	毕 强	(487)
打字机开关电源的研究.....	潘玉良		(487)
非晶态合金在高压脉冲变压器中的应用.....	曹开章		(487)
共用电源的交互干扰浅析.....	吴景华		(488)
一种实用的大功率开关电源控制与驱动器.....	胡森龙		(488)
单片功率开关稳压器.....	鲁 虔	夏庆民等	(488)
一种新型便携式放映氙灯电源.....	李龙顺		(488)
超小型COZ激光器高频开关电源.....	滕学顺		(489)
氧化锌压敏电阻器过电压保护中的应用及其展望.....	龙超蜀		(489)
BUCK/BOOST准谐振变换器的恒频控制.....	郭胜利		(489)
反激式开关电源变压器的设计.....	陈永真		(490)
开关稳压电源输入整流参数的分析与计算.....	刘 云		(490)
一种用功率MOSFET的大功率车载开关电源 (16.3V 120A)	陈立孝		(490)
三端可调稳压器高输出电压保护电路.....	李 斌		(490)
蓄电池快速充电的单片微机控制.....	施文冲	李 平	(491)
小功率变压器一个设计公式系数值的探讨.....	贝冠祺		(491)
充电机的发展与高频快速充电机.....	赵功伟		(491)
PFC-ZC型三相异步电动机起动节能器.....	韩岁良		(491)
电源的机电一体化与柔性设计.....	潘菊保		(491)
一种高品质交流稳压电源—CWY系列参数稳压器	卢增祥		(492)
蓄电池激活的初步研究.....	李妹江		(492)
356雷达可控硅中频交流稳压器	李世英		(492)
光纤温度传感器在电源装置中的应用.....	耿文学		(492)
可控硅故障电流限制器在电力系统中应用的探讨.....	张远骏		(492)
三相电机的保护.....	邓光旭	朱 培	(493)
谈开关式交流稳压电源的可靠性问题.....	张乃国		(493)
新型的SCTA (B) 逆变器	骆雅琴		(493)
可控硅中频装置输出功率及频率的调整.....	朱明德		(493)
科技史话.....			(494)
十座丰碑.....			(495)
大栅栏会议.....			(500)

烟台会议纪要.....	(501)
神州电源竞风流.....	(503)
省市电源科技团体介绍.....	(517)
电源学术专著和丛书内容简介.....	(527)
电源明星企业名录.....	(533)
团体会员名单.....	(536)
1—9届年会论文总目录.....	(537)
《电源技术》杂志1975—1985年总目录.....	(560)

产品介绍

辽宁朝阳市仪表研究所 (上册封一)
 北京电力电子新技术研究开发中心 (上册封四)
 北京电力电子新技术研究开发中心 (下册封一)
 辽宁朝阳市仪表研究所 (下册封四)
 深圳华达电源系统有限公司 (上册封二)
 合肥三字电器技术研究所 (上册封三)
 深圳华达电脑软件公司 (下册封二)
 冶金部钢铁研究总院精研部 (下册封三)
 北京中石公司
 上海福音电子模块厂
 佳灵电气公司
 中外合资广州中明电力电子实业有限公司
 中外合资广州中明电力电子实业有限公司
 北京中石公司
 邮电部武汉通信仪表厂
 上海沪光仪器厂
 重庆东普电讯发展公司
 天津隆泰电源电器有限公司
 深圳丰业电子有限公司
 辽宁朝阳市仪表研究所
 华南理工大学科技开发公司
 中外合资西安科谊电子有限公司
 上海保安中小型变压器研究所
 山西国营金阳器材厂《国营第4393厂》
 北京电力电子新技术研究开发中心
 上海华东电脑总公司电源部

现代电子电源技术的进展

清华大学

蔡宣三

现代电子电源是应用功率半导体器件、综合现代电子技术、自动控制、计算机(微处理器)技术和电磁技术的多学科边缘交叉技术。为现代通讯、电子仪器、计算机、工业自动化、电力工程、国防和某些高新技术提供高质量、高效、高可靠的电源起关键作用。是电力电子学的具体应用。

本文扼要介绍进入90年代以来,现代电源技术发展的某些最新动态。

一、电力电子器件

现代新型开关器件指快速动作、能自关断的电力电子器件,包括IGBT, SIT, SITH和MCT。

IEEE Spectrum杂志1993 No.1 在工业电子年度专家评论栏中指出,随着成本下降和性能的逐步上升,电力电子器件和系统将引起人们更大的兴趣,主要有两方面:

1. 新型开关器件的通态压降更低。2. 电力电子设备在交流电网上的功率因数可达到1。

美国田纳西大学B. K. Bose教授认为“未来将是IGBT和MCT之间的竞争”。MCT(一种MOS控制的晶闸管)正向压降的典型值为1.2V。美国Harris半导体公司生产了MCT V75 P60 E1的器件,并将推出1200V/60A的商品(IEEE电力电子季刊, 1993, No1), 目前尚未完全商品化。GE公司报导(FCIM, 1990), 在85马力, 3000rpm永磁同步电机调速系统实验中, 用300A,

500~600V的MCT和IGBT做成PWM电流控制的逆变器(输入电压270V DC, 输出电流200A有效值), 结果表明当载波频率为3~5 kHz时, MCT的总功耗(包括通态功耗及开关功耗)为276W, IGBT为475W, 前者为后者的58%。

IGBT(绝缘门双极晶体管)是MOS与双极晶体管混合的快速开关器件(参见电工技术杂志1992 No.1, 32—35), 正向压降的典型值约3.2V。但日本东芝公司宣布, 已做出压降更小的IGBT。1992年Virginia电力电子中心(VPEC)研究开发在IGBT上并联快速MOSFET的软开关技术, 不但提高了效率, 并可提高开关频率, 用IGBT进一步实现Buck全桥、Boost全桥和半桥软开关DC/DC变换器。现在IGBT的额定参数已达1200V/400A, 广泛应用于逆变器, AC/DC开关稳压电源及功率集成电路中。

英国Emerson公司92年推出7.5, 10, 15, 20kVA在线式UPS, 应用IGBT为逆变器开关管, 整机效率为87%, 1m处可闻噪声为50dB。

日本富士公司UPS 600系列AC/DC和DC/AC变换器均应用IGBT, 输出功率75~1000kVA, 三相。

台湾普传(Powtran)公司1993年开发出0.75~55kW中频电动机(变频器输出频率20~2000Hz)及0.75~110kW通用电动机的变频器, 用IGBT器件(Electro'93北京国际电工展览会), 使功耗大为减小。

台湾工业技术研究院能量资源研究所91~92年开发了IGBT高频逆变电焊机电源,输出5kW,150A,开关频率20kHz。采用ZVS—PWM全桥逆变器,效率高90%。据说,在此之前台湾每年从日本进口的高频逆变电焊机电源达10亿元台币。

应用快速恢复的GaAs肖特基二极管(SBD)

80年代末,电子电源中所用整流二极管向高速恢复方向发展。常用的是硅肖特基势垒二极管(SBD)。90年秋笔者在日本九州大学讲学时,看到日本同行正在实验室内研究将砷化镓(GaAs)SBD应用于电源。日本Sanken公司已推出耐压350V的GaAs SBD(GSC系列),平均电流为2A,5A,14A。它具有理想的肖特基势垒特性,特点反向恢复时间极短,仅几个ns,因而可用在MHz级高频开关电源中,例如开关电源输出电压为12~24V整流,原边吸收器(Snubber)及电动机驱动电路的吸收量等。(电工技术杂志92, No.2)。

二、新技术在电子电源中的应用

Kalman滤波器、模糊逻辑控制、人工神经网络等已逐步引入到电子电源的研究中。例如巴西有人研究永磁同步机模糊逻辑控制器,美国在APEC'93(应用电力电子国际会议,IEEE)发表用模糊逻辑改进UPS的性能。加拿大1993发表用Kalman滤波器高速测量和控制UPS的输出电压。工业电子学专家评论认为:“模糊逻辑和神经网络在电力电子中应用正处于萌芽状态,人工神经网络的研究在学习非线性映象和故障检测方面已有满意的结果。但BOSE认为还难于深入到功率领域中,日本已在89年提出应用神经网络电流控制在PWM逆变器中取代滞环带的电流控制。1993美国密苏里大学提出用神经网络控制逆变器,并对模糊控制法应

用于DC/DC变换器进行分析研究。PESC'93(IEEE国际电力电子专家会议)香港工学院提出开关变换器的神经网络控制。美国则用神经网络控制斩波器供电的直流电动机。

专家评论认为,未来1~2年内,神经网络系统将应用于旋转电机的故障诊断、日本和韩国都在开展研究。人们认为,神经网络将应用于人机中间接口,做成单片(Chip)引入到工业产品中,而不是实现严格的过程控制。一个神经网络单片可用于控制或反馈信号处理,控制问题可看作是一个模式识别问题。

三、有源功率因数校正

电子技术中大量应用整流—电容滤波电路作为AC/DC变换,由于二极管的非线性特性,与电容组合后,即使输入电压为正弦,电容电流波形却是窄脉冲,由于输入电流波形严重畸变,因此AC/DC变换器的功率因数下降例如达0.65。而且电流中高次谐波分量产生传导、辐射EMI。国际电工标准委员会IEC制定了工频单相220V(或三相380V)的电工、电子产品的允许谐波电流标准IEC 555-2,共分A、B、C、D四类产品。含上述AC/DC(整流—电容)变换的电子产品属于D类。该标准于92年已在欧洲生效。因此美、日、欧洲各国均十分重视AC/DC变换的功率因数校正问题。传统的方法是用无源校正(如LC谐振滤波器等),可将功率因数提高到0.9。有源功率因数校正(APFC)是应用开关变换器拓扑,加功率因数控制器,近几年引起国际学术界密切关注,因为APFC有可能将上述AC/DC变换电路的功率因数提高到1。

IEEE APEC'92及93两次年会均安排了有关APFC的(高级科普)专题讲演。有近20篇论文发表。IEEE PESC'93(西雅图)也有10篇APFC的论文。发表论文的

作者来自美、日、韩、印度、澳大利亚、英、德、意、西班牙、波兰、瑞士等。中日电力电子会议CJPEC'92(北京)日本学者校送的30多篇论文就有5篇与APFC技术有关。国际学术界的活跃反映了国际产业界的新产品开发潮流。例如所采用的PF控制器是一种新型集成电路,现在国外已有UC3854, MC34262及ML4813, ML4819等型号。1988年日本富士公司就报导了用APFC技术提高10kVA的UPS功率因数(PF)。意大利1992年报导研制了PF近于1的电子镇流器,美国Wisconsin大学91年研制PF为0.995的正激开关变换器。PESC'93报导了三相大功率整流电路 $PF=1$ (波兰),用ZVS-PWM方案并带功率因数校正的输出48V离线式开关电源(韩国),谐振型APFC(美国)等。日本已做出1kW的APFC产品。IEEE Spectrum 93, No.1报导,日立和西门子合作开发了传动用几MW GTO双PWM变流器,其功率因数为1。一些新的控制技术如滑模控制、电荷控制等也引入到APFC技术中。

原则上,任何一种开关变换器,如降压类、升压类(包括Cuk, Sepic等)或反激类均可作为APFC主电路拓扑,只要使输入电流波形跟踪输入电压波形,逼近正弦,就可提高PF。在整流器后面加一级开关变换器,如果其输入阻抗为纯电阻,PF就为1。Boost变换器是在APFC中应用较多的一种拓扑,因为其输入端有大电感,电感的另一端在零电压和电容电压值间切换。当开关频率高于电网频率时,输入电流峰值正比于输入正弦电压(有某些高频纹波),人们称这一电路为resistor emulator。

90年以色列特拉维夫大学有人与美国Colorado的Erickson博士合作,设计用反激变换器做成简易高功率因数整流器。理论和实验证明,当电流不连续时,反激变换器在开环情况下是一个无损耗电阻。

四、开关型整流器SMR

通信用(如程控电话交换机)一次电源将交流220V(或380V)降压、整流得48V(标称值),与蓄电池并联供电,形成不间断直流电源,是通讯中的基础电源。60年代以前国际上均采用变压器—整流器方案,用铁磁稳压稳压器稳压。以后晶闸管移相控制实现自动稳压,取代了硅整流器方案。80年代国外普遍改用离线式开关稳压电源称为开关型整流器SMR。日本Yuasa电池公司82、83年连续开发10A、20A/48V SMR,随着控制用混合集成电路、功率MOSFET及其驱动电路的发展、改进,使SMR元件数量减少,提高了可靠性,又由于应用了Varistor(碳化硅非线性电阻),即使在10kV($1.2 \times 50\mu s$)下也能承受雷电波。因此日本迅速开发大功率SMR。Yuasa公司85、86年先后开发30、50A/48V产品,87年研制成100A/48V SMR,多台并联以后得到1000A直流电源。Yuasa和瑞典爱立信公司的100A/48V SMR均采用双管正激变换器作为主电路,其特点是虽然变压器磁心利用不充分,但避免了全桥拓扑大电流变压器付边中点抽头的困难。采用两组双管正激电路,付边并联,只需500V/50A的MOSFET(三个并联),输入端可以串联(接380V三相整流),也可并联(接220V三相整流),因此灵活方便。Yuasa公司的100A/48V SMR,其开关频率为70kHz,效率90.3%。

全桥拓扑也有其优点,即变压器利用充分。加拿大北方通讯公司88年推出48V/100A电流型控制全桥SMR。变压器采用双U形磁心,原付边绕组各一半分别紧密耦合在一个磁心柱上,原边串联,付边并联。输出电感也分成两个。这样,不但制造容易,而且变压器漏感小。RC吸收器损耗小(仅100W),整机满载效率90%。

近年来SMR的进展有:德国阿亨大学90年提出Boost PFC与全桥变换器合成一体,做成Boost全桥拓扑,节省了开关器件,试验在20A/48V电源上进行,设计功率因数达0.9983。(Yusasa和北方通讯公司均采用无源PFC,PF分别为0.93和0.985)。

台湾台达电子公司93年推出ZVS-PWM全桥48V/100A SMR开关频率50kHz,效率90%,功率因数 >0.9 ,MTBF 10万小时,尺寸为584×177×500(Electro'93北京国际电工展)。韩国也有类似的报导。

五、开关变换器的电流型控制(CMC)

为改善开关稳压电源的动态特性,尤其是改进源电压波动响应(Line regulation),70年代国外推荐采用双环反馈控制技术,在开关电源内部电流取样,以电压误差信号为电流基准,形成电流负反馈,称为电流型控制。电流环在内,电压环在外,故又称双环控制。早期的电流控制采用峰值控制原理,当检测的电感(或开关管)电流达到峰值时,开关器件动作。但电流峰值不能代表电流连续或断续,也不能反映一周电流平均值。经验证明,这种控制方案存在高频次谐波振荡。(见《高频功率电子学》科学出版社,1993)。

90年Unitrode公司Dixon开发了平均值电流控制的双环开关稳压电源。以电感电流平均值(误差)作为PWM的参考信号,避免了次谐波振荡,改进了噪音问题。这一控制方案更适用于Boost功率因数校正及电池充电等需要恒流的场合。所以一出现就受到人们关注。

90年Lambda电子公司的Cohen又提出了一种新的电流型控制方法,取得了专利,称为电荷控制(Charge control),其特点

是在开关管导通期间,将检测的电流对电容充电,电容电压与电荷成正比。利用这一电压(即电荷)作为PWM信号,与电压误差信号比较,产生占空比脉冲。一周期内电差与开关电流平均值成正比,这种控制方案动态性能好,改善了噪音,并可用于多谐振变换器控制,例如VPFC将电荷控制用于ZVS-MRC(PESC'93)和反激APFC(APEC'93)。

六、软开关技术的进展

DC/DC或DC/AC PWM开关变换器中半导体器件被强迫关断(电流不为0)或强迫导通(电压不为0),称为硬开关(Hard Switching),显然硬开关的开关损耗大,因此开关频率无法提高。

87年Wisconsin大学首先引入谐振极(LC支路)用于全桥DC/DC变换器,利用PWM移相原理,使各开关实现零电压导通,从而将开关频率提高到MHz级,当大这种电路称为伪谐振变换器。88年Fisher等利用变压器漏感和MOS管输出电容作为谐振元件,在全桥拓扑上满足零电压导通条件,形成ZVS-PWM,并正式称为软开关技术。实际上谐振、准谐振(多谐振)可实现ZCS或ZVS,也是软开关技术的另一形式。但全桥ZVS-PWM可用在低压(3~5V)时功率输出例如几kW。并保持开关频率不变情况下实现稳压,因此引起人们的重视。

进入90年代以来,国际学术界对软开关技术的应用与发展仍十分关注。日本东洋电机工厂为地铁空调设计了100kW DC/DC ZCS准谐振变换器,主电路拓扑为双管反激式(付边并联,原边串联),应用2500V/300A SITH(静电感应晶闸管),这一方案尚未用于实际(CJPEC'92论文集)。PESC'93及APEC'93均有软开关技术的分

组交流和讨论。文章有ZCS-ZVS-PWM Buck变换器(巴西), 箝位式ZVS-PWM变换器(美), 高频软过渡(Soft switching)变换器(罗马尼亚), 输出整流加有源吸收装置的1.5kW ZVS-PWM变换器(美), 零开关损耗矩阵变换器(中国台湾)等。

台湾已将ZVS-PWM全桥拓扑用于100A/48V SMR(Electro'93国际电工展)及5kW 150A高频逆变焊机逆变器中。

软开关PWM变换器的开关电压/电流应力(Stress)有所增加。81年美国VPEC提出了一种新型软开关PWM变换器, 称为零电压过渡(ZVT), 其特点是在主开关上并联谐振网络, 并增加一个辅助开关管和一个二极管, 辅助开关只处理小量的谐振过渡能量。使晶体开关管 and 二极管均可实现软开关, 而不增加其电压/电流应力, 允许电源和负载变化范围宽, 保持开关频率恒定。在全桥拓扑中加2个辅助开关和二极管可实现ZVT-PWM。VPEC将ZVT-PWM方案应用于100kHz、600W Boost APFC, 输出380V DC, 输入90~260V AC, 应用IGBT, 效率达97~98%。提高了可靠性, 降低了噪音。

93年VPEC又提出零电流过渡(ZCT) PWM变换器(PESC'93)。

在逆变器方面, 也引入了软开关技术。86年Wisconsin大学先后提出谐振直流、谐振交流环(Link)逆变器(分别简称为RDCLI和RACLI)。90年加拿大有人提出交流传动用软换流逆变器(RSCI), 91年Cho等提出新的并联RDCLI, 使其功率范围更宽, 达20~200kW。现在软开关逆变器已应用于UPS交流传动、加热电源中。据报道国外已做出100kW实验装置。

七、未来开关变换器的开关频率问题

AC/DC, DC/DC变换器和电子镇流器中开关频率的高低影响到电路性能、功率密度, 特别是变压器、电感的磁心材料和规格、尺寸。

IEEE电力电子学会电子变压器委员会下属开关电源磁性材料分委员会正在组织调查, 研究未来5年开关变换器的功率等级和开关频率的工业发展趋势, (IEEE电力电子学会通讯1993 No.2)。研究这种趋势对未来磁心材料及几何尺寸的影响, 从而使磁心厂家能满足未来电子电源发展的需要, 而不是对工业发展拖后腿(belatedly reacting)。调查报告将在APEC'94年会上发表。

UPS交流滤波器设计理论

浙江大学电机系 章进法 林渭勋

摘要 交流滤波器设计是UPS系统工作的重要组成部分,它直接影响到UPS输出电压的波形质量、动态响应性能及负载适应能力等关键性指标。本文对UPS交流滤波器在线性、非线性及不平衡三种负载条件下的设计问题进行了详细的理论分析,为UPS系统工作提供理论依据。

一、前言

众所周知,逆变器输出电压中含有一定的谐波成份,如方波、正弦脉冲宽度调制(SPWM)波或阶梯波等。UPS的正弦波输出电压是经交流滤波器对前述波形滤波得到。通常情况下,UPS交流滤波器应具备以下性能:

①使输出电压中单次谐波含量和总谐波含量均降低到指标允许的范围内。

②使负载变化引起的输出电压波动小,满足动态指标要求。

③三相条件下,使输出电压不平衡度在规定的范围内。

④体积小、重量轻、成本低。

因此,交流滤波器的合理设计至关重要,它将直接影响到UPS电性能及整机指标。

交流滤波器一般结构如图(1)所示,由L、C构成低通特性,抑制入端的谐波电压。由于该滤波器具有结构简单和成本低的优点,在UPS中得到普遍采用,尤其在逆变器采用SPWM控制方式或在较大容量UPS应用场合。本文仅讨论该结构情况。

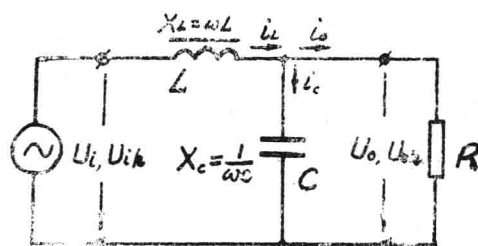


图1 交流滤波器一般结构

二、线性负载条件的设计分析

线性负载条件下,可以以纯阻性负载为例进行分析,如图(1)中所示,设负载为R,交流滤波器输入(逆变器输出)电压为 U_i ,输出为 U_o ,并记K次($K=1$ 时,表示基波),谐波电压分别为 U_{ik} 、 U_{ok} 。若定义交流滤波器的k次谐波衰减系数 μ_k 为

$$\mu_k = \frac{U_{ok}}{U_{ik}} \quad (k=1, 2, 3, \dots) \quad (1)$$

由电路原理,不难得到:

$$\mu_k = \frac{1}{\sqrt{(1 - k^2 \omega^2 LC)^2 + (k \omega \frac{L}{R})^2}} \quad (2)$$

式(2)中,若令 $k=1$,则得基波衰减系数 μ_1 为:

$$\mu_1 = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega \frac{L}{R})^2}} \quad (3)$$

式(3)中, 当 $R \rightarrow \infty$, 则得空载时基波衰减系数 μ_{10} 为:

$$\mu_{10} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \quad (4)$$

若定义负载突变时, 输出电压变化率 δ 为:

$$\delta = \frac{U_{10} - U_1}{U_{10}} \quad (5)$$

式中:

U_{10} ——空载时输出基波电压。

U_1 —— R 负载下输出基波电压。代入式(1), 可以得到:

$$\delta = 1 - \frac{\mu_1}{\mu_{10}} \quad (6)$$

由式(3)~(6), 可以推出:

$$L = \frac{R}{\omega \mu_{10}} \cdot \frac{\sqrt{\delta(2-\delta)}}{1-\delta} \quad (7)$$

$$C = \frac{\mu_{10} - 1}{\omega R} \cdot \frac{1-\delta}{\delta(2-\delta)} \quad (8)$$

可见, 若知 δ 、 μ_{10} 及 R 变化范围, 由式(7), (8) 即可分别计算 L 、 C 值。

显然, R 可根据 UPS 容量要求确定, 而 δ 由 UPS 输出电压的动态超调量要求确定。

式(7), (8)所示的 L 、 C 表达式是考虑负载突变时输出电压波动情况下得到的, 其中 μ_{10} 不能由式(4)确定。

众所周知, 交流滤波器的主要作用是抑制逆变器输出电压中的高次谐波, 使输出电压中各次谐波和总谐波含量降低到允许值以下, 通常要求单次谐波含量小于 3%, 总谐波含量小于 5%。

根据通常定义, k 次谐波失真系数为:

$$r_k = \sqrt{\frac{k \text{ 次谐波功率}}{\text{基波功率}}} = \sqrt{\frac{P_k}{P_1}} = \frac{U_k}{U_1} \quad (k=3, \dots) \quad (9)$$

式中:

P_k —— k 次谐波功率

P_1 ——基波功率

U_k —— k 次谐波电压

U_1 ——基波电压

则总的谐波失真系数 r 为

$$r = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} r_k^2} \quad (10)$$

若记交流滤波器输入端和输出端的 k 次谐波失真系数分别为 r_{ik} 和 r_{ok} , 则可推出:

$$r_{ok} = \frac{\mu_k}{\mu_1} \cdot r_{ik} \quad (11)$$

由式(2)可知, 当 $R \rightarrow \infty$ 时, μ_k 最大, 故应按空载时考虑, 由此不难得到:

$$r_{ok} = \frac{r_{ik}}{(\mu_{10} - 1)k^2 - \mu_{10}} \quad (12)$$

故有:

$$\mu_{10} = \frac{k^2 + \frac{r_{ik}}{r_{ok}}}{k^2 - 1} \quad (13)$$

根据交流滤波器的谐波抑制要求, 将 $r_{ok} \leq 3\%$ 代入式(13), 即得:

$$\mu_{10} = \frac{k^2 + 34r_{ik}}{k^2 - 1} \quad (k=2, 3, \dots) \quad (14)$$

由式(14)可知, 若知道交流滤波器输入端谐波失真系数 r_{ik} , 则可计算不同 k 值下式(14)的左边项, 取其最大值作为 μ_{10} 。代入式(7), (8)即可计算 L 、 C 值。

r_{ik} 值可根据逆变器控制方式及其工作范围进行预计算, 并由实际工作中逆变器开关功率元件延时影响修正得到。

三、非线性负载条件的设计分析

UPS 经常要碰到象整流器之类非线性负载, 由于负载电流中 3, 5, 7 次等谐波的影

响,使输出电压失真度增大,因此,对交流滤波器的设计要求更加严格。

对于非线性负载,很难找到一个统一的数学模型,因此,我们利用其电流中存在谐波成份的特征来进行分析,可以设定负载电流中 k 次谐波为:

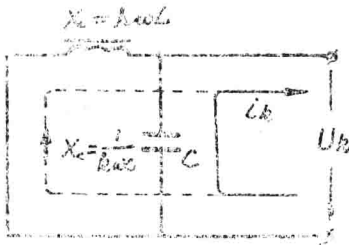


图2 非线性负载条件等效电路

$$i_k = K_k I_1 \sin(k\omega t + \theta_k) \quad (k' = 3, 5, 7 \dots) \quad (15)$$

式中:

I_1 ——负载基波电流

K_k ——负载中 k 次谐波电流系数,即 k 次谐波电流与基波电流的比值。

ω ——基波角频率

θ_k —— k 次谐波电流相位角

若认为逆变器具有较高开关工作频率,其输出电压中不存在低次谐波,则对于 $k=3, 5, 7$ 等负载中主要谐波电流,可以得到图(2)所示交流滤波器等效电路图,不难得到,输出电压中 k 次谐波 U_k 为:

$$U_k = \frac{k\omega L}{|1 - k^2\omega^2 LC|} K_k I_1 \quad (16)$$

由式(9)定义,有谐波失真系数

$$r_k = \frac{k\omega L}{|1 - k^2\omega^2 LC|} \cdot \frac{K_k I_1}{U_1} \quad (17)$$

设非线性负载等效基波负载为 R ,并将式(4)代入(17),整理可得:

$$r_k = \frac{k\omega L}{|1 + k^2(\frac{1}{\mu_{10}} - 1)|} \cdot \frac{K_k}{R} \quad (18)$$

$$L = \frac{R r_k}{k\omega K_k} \left| 1 + k^2 \left(\frac{1}{\mu_{10}} - 1 \right) \right| \quad (k=3, 5, 7) \quad (19)$$

由式(16)可以看出,若 $|1 - k^2\omega^2 LC| \rightarrow 0$,则交流滤波器选值对 k 次谐波成份产生谐振,则 U_k 及 r_k 显著增大,因此,实用中应首先予以防止。

由式(18)(19)可以看到, r_k 通常随 k 增大而减小(包含 K_k 呈现减小趋势的影响),因此,对于非线性负载时的情况,式(18)(19)中可仅考虑 $k=3, 5, 7$ 等低次谐波。

对三相UPS情况,若具有三相平衡的非线性负载,则不存在3次及其倍数的谐波影响。

式(18), (19)中可知, r_k 及 L 的取值直接取决于 K_k 值。由于国家标准尚未涉及非线性负载条件。根据整流器负载的谐波电流分布情况,当式中 R 按额定功率换算时, K_k 通常可参考下式取值:

$$K_k = \begin{cases} 0.25 & k=3 \\ 0.2 & k=5 \\ 0.13 & k=7 \end{cases} \quad (20)$$

在按式(19)计算 L 值时,应根据逆变器实际开关工作频率合理确定 r_k 值,对 r_k 的过高要求,将使 L 取值偏低,导致逆变器工作电流的高频脉动增大,功耗增加,效率下降,一般,可根据实际情况,取 $r_k = \pm 8\% - \pm 10\%$ 。

对于单相情况,应必须考虑 $k=3$ 的情况, L 值选择要求较高,在逆变器开关工作频率较低时,为了保证UPS整机性能,有时可以采用在交流滤波器输出端并接谐波电流凹陷器来改善非线性负载条件下的输出电压失真问题。

四、三相不平衡负载条件下 的设计分析

对于三相UPS逆变器不平衡负载情况经常存在。交流滤波器的设计应保证上述条件下,输出电压不平衡度和三相相位差在允许范围内,通常要求输出电压不平衡度小于5%,相位差小于3°。

当考虑阻性负载时,不难知道,当其中一相施加规定不平衡负载,而另外各相处空载时,输出电压具有最大的不平衡度和相位差,交流滤波器设计可以该状况为依据。

设额定不平衡负载 R_{Δ} 为

$$R_{\Delta} = \frac{1}{K_{\Delta}} \cdot R \quad (21)$$

式中:

K_{Δ} ——负载不平衡系数

R ——额定相负载

若认为三相逆变输出电压采用集中控制调节, A相因施加 R_{Δ} 负载而输出电压 U_A 下跌,其它二相输出保持额定值,则由式(1), (6)可得输出电压不平衡度 δ_{Δ} :

$$\delta_{\Delta} = \frac{U_1 - U_A}{U_1} = 1 - \frac{\mu_A}{\mu_{10}} \quad (22)$$

将式(21), (4)代入(3)可得 μ_A 并代入(22)式即得:

$$\delta_{\Delta} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{K_{\Delta} \mu_{10} \omega L} \right)^2}} \quad (23)$$

利用同样方法由图(1)不难得到相位差 ψ 为:

$$\psi = \arctg \left(\frac{K_{\Delta} \mu_{10} \omega L}{R} \right) \quad (24)$$

由式(23), (24)可以推出根据电压不平衡度和相位差要求所确定的 L 取值关系分别为:

$$L = \frac{R}{K_{\Delta} \mu_{10} \omega} \cdot \frac{\sqrt{\delta_{\Delta}(2 - \delta_{\Delta})}}{1 - \delta_{\Delta}} \quad (25)$$

$$L = \frac{R}{K_{\Delta} \mu_{10} \omega} \cdot \operatorname{tg} \psi \quad (26)$$

若令 $K_{\Delta} = 25\%$, $\delta_{\Delta} = 5\%$, $\psi = 3^\circ$, 并事先根据输入功率计算 R , 代入(25), (26)式, 即可计算满足三相不平衡负载条件的 L 取值。

五、结束语

针对UPS工况, 本文分析了交流滤波器在线性负载、非线性负载和三相不平衡负载条件下的设计要求。由于这三种负载工况均存在于UPS实际运行过程中, 因此, 系统设计时必须同时加以考虑, 滤波器参数的合理选值应根据前述三种负载条件下的设计要求并在其中取得良好的折衷, 由于本文有关结论均在图(1)所示的一般结构条件下得到, 而UPS中通常设置输出变压器实现电平的匹配, 因此, 滤波器参数的实际取值应在前述要求计算的基础上, 再根据交流滤波器的具体结构和输出变压器的变化关系进行换算。

参 考 文 献

- [1] 章进法, 《晶体管大容量不间断电源系统研究》, 浙江大学博士学位论文, 1991.7
- [2] 巫长年著, 《不停电供电技术—UPS》, 机械工业出版社, 1986.2
- [3] 张承志等著, 《不间断供电系统》, 机械工业出版社, 1987.11
- [4] GB7280—87, 不间断电源设备, 国家标准局, 1987.2
- [5] A. Skjellnes, A UPS with Inverter Specially Designed for Non-Linear Load, INTELEC'87, p507—508.
- [6] M. Boost & P.D. Ziogas, Towards a Zero Output Impedance UPS System, PESC'87 p487—507.