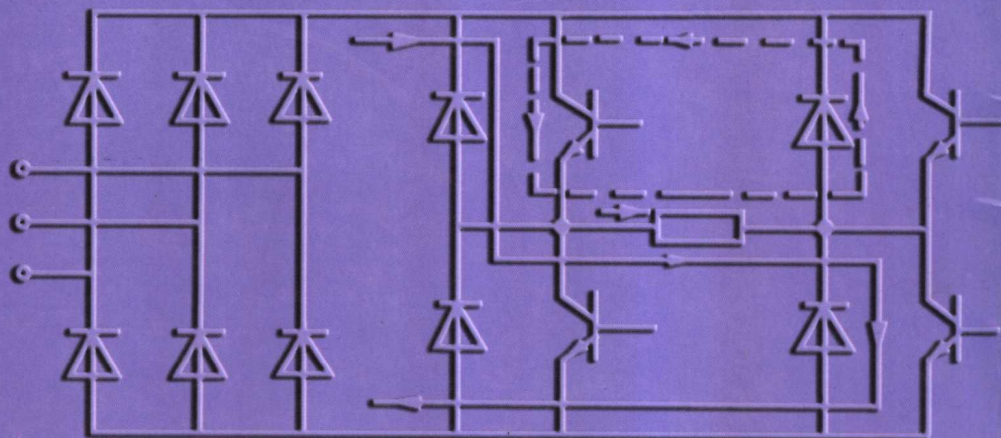


电能变换技术丛书

逆变器用整流电源



刘凤君 编著



 机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



电能变换技术丛书

逆变器用整流电源

刘凤君 编著



机械工业出版社

本书全面详细地介绍了减小逆变器用整流电源输入电流谐波、提高输入功率因数的各种被动和主动方法，主要内容包括：无源功率因数校正、裂相与多重叠加整流器、SPWM 开关整流器、整流器的功率因数校正技术及其软开关电路等。

本书可以作为专业技术人员的设计参考用书，也可以作为高等学校电力电子、工业自动化等专业的本科高年级学生及研究生的教学参考书，也可以供从事电力电子技术研究的广大科技人员阅读。

图书在版编目 (CIP) 数据

逆变器用整流电源/刘凤君编著.

—北京：机械工业出版社，2003.10

(电能变换技术丛书)

ISBN 7-111-12745-5

I. 逆... II. 刘... III. 逆变器—整流电源 IV. TM91

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2003) 第 065293 号

机械工业出版社 (北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037)

责任编辑：牛新国 王 玫

封面设计：陈 沛 责任印制：路 琳

北京蓝海印刷有限公司印刷·新华书店北京发行所发行

2004 年 2 月第 1 版第 1 次印刷

787mm×1092mm 1/16·22 印张·541 字

0001—4000 册

定价：35.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

本社购书热线电话 (010) 68993821、88379646

封面无防伪标均为盗版

电能变换技术丛书

编辑委员会

主任：蔡宣三

副主任：严仰光 牛新国 倪本来

委员：牛新国 王 玫 王 聪 毛三可
艾多文 刘凤君 刘胜利 严仰光
何湘宁 张卫平 张 立 张占松
张志国 李厚福 杨继深 沙 斐
陆 鸣 陈 坚 陈永真 陈建业
陈道炼 区健昌 赵良炳 侯振程
倪本来 倪海东 徐德鸿 崔鼎新
黄济青 龚绍文 路秋生 蔡宣三

执行主编：倪本来

责任编辑：王 玫

序

电能是当今最重要的能源形式。很难想像失去电能支撑的文明世界如何运行。在所有的动力资源中，电能使用最方便，适用范围非常广，并且是清洁的。电能变换则是用电之门，是用好电的必由之路。

供人类使用的电能都是通过一些方法生产或收集得来的。世界上绝大部分的电能来自发电站，例如水电站、火力发电厂和核电站，发电站是交流电网的源头。燃油发电机是防备电网故障或远离电网的应急和补充。风力发电、潮汐发电等是自然能与电能之间的有效转换。太阳电池是太空最理想的发电装置。燃料电池、锂离子电池、镍氢电池、镍镉电池、铅酸蓄电池等是经过电化学反应而产生电能的固定或移动式电能载体。形形色色的干电池是一次性的微小电能载体。所有称得上“电池”的都是直流电的储蓄体。

直接从电网或电池汲取的原生态的电能（姑且称之为原电）在某种意义上都是“粗电”。在大多数情况下，使用这些“粗电”都不能尽如人意，譬如电网上的电就不一定好使。电网是共用的，宏观上有高峰期和低谷期之分，电网在高峰期和低谷期的电压存在差异；由于不同用户从电网支取电能的时机和电量的不确定性和偶然性，特别是大型设备的起动和停止，足以给邻近电网造成随机的瞬时冲击和定式落差；由于雷电、风暴、炎热等自然因素造成电网扰动甚至供电瞬时中断等，都将给敏感用户带来麻烦：设备运转失常、系统效率降低、计算机数据丢失、逻辑功能混乱，严重时还将造成系统硬件损坏，使系统工作陷于瘫痪。为此需要稳压器和 UPS 对电网下载的粗电进行整合和修补。

由于电池自身具有的电容性，电压瞬时波动可能比电网要小。不过电池在工作中也问题不少，最常见的是电池电量随工作时间的延长或用电量的加大会逐渐衰竭；另外，电池单体的电压较低，很少以其自然形态直接拿来使用，多数是串联或串并联组合，但很难保证串联或串并联组合中的每个单体的特性一致。为此，必须实施合理的充电、放电和监控。

太阳电池用来将阳光转换成电能，但阳光的照射会因向背、阴晴、昼夜、四季而不均衡，为此，需要对转换的电能进行收集储存，再经 DC/DC 或 DC/AC 变换，获得稳定的直流电和交流电；风力等自然能发电同样受自然因素牵制，借助风力等自然力传动的发电机输出的电力经常处于不稳定状态，也必须实行调整控制。

不管是电网、电池还是相对独立的供电系统，都存在电磁环境问题。即在运行中因环境电磁干扰（如雷电、汽车点火引发），或共享电源母线的“惹事”负载设备的电磁干扰，或 DC/DC、DC/AC 变换装置自身的电磁干扰，都能搅得“四邻不安”。

今天的电网面临的承载非常严酷。由于功率半导体开关器件的长足进步、控制技术日益先进，变流设备的功率等级提升极快；又由于采用变流举措的负载设备日益增多，其复杂的负载性质带来的负面影响突出。基于这些因素的电网存在功率因数低下、波形畸变、浪涌、相位丢失等不良境况。因此，电能质量控制刻不容缓，电力补偿、有源滤波、柔性输配电等电能变换技术在电网和用户之间能起到较佳的缓冲匹配作用。

能源问题在本世纪仍占据瞩目位置,人们追求在节约电能方面有卓越贡献的高效能供电设备和用电方法。在现实中,相当一部分电能消费是以驱动电动机的形式进行的,如机床、电动工具、电动汽车、城市轻轨、传动系统、机器人、风机、水泵、纺机、空调等等。直接用粗放的原电驱动,免不了要引入串联阻抗或并联阻抗,以控制和调节电动机的运行状态,而这些不得已介入的阻抗会白白消耗电能。为了将这些浪费掉的非常可观的电能拣回来,利用现代电能变换技术对电动机实行变频调速控制,具有很好的节电潜力。

照明用电据称占全球总体用电的20%,节电潜力巨大,起源于欧美的绿色照明浪潮大有席卷全球之势。绿色照明的主题词:最小耗电产生最大流明。除了新型电光源和新型发光介质外,以全新的电能变换技术装备的电子镇流器将是实现绿色照明的主要角色。

生产力越发展,技术越进步,环境问题越加突出。电能的生产、变换、使用在很大程度上影响到环境。电能的生产一般伴随二氧化碳、二氧化硫气体排放,前者是地球温室效应的参与者,后者是酸雨的成因,两者对环境危害都很大。少一点电能生产却能换得环境少一点恶化。生产发展必然要增加电力的需求,关键在于节约电力,减少电力的浪费。这要求我们的电源装置、电能变换系统提高效率。另外,干净的电磁环境也要求电能变换设备在电磁兼容性方面达标。节约电能、电磁兼容、无环境污染的绿色供电势在必行。

21世纪将是科学技术突飞猛进的时代,技术进步定会牵动电能变换技术需求急速膨胀。“电能变换技术丛书”在这一时刻呈献给读者,意在诠释电能变换技术的最新应用。但是电能变换技术是实用性极强的技术,服务于各种领域,内容异常丰富,丛书限于规模实难尽述。不过,我们仍然企望借助几个具有典型意义的层面,如高频功率变换、变频传动、电能质量控制等在学术、产业都呈热点的几个方面展示多彩的电能变换技术应用。丛书主要供中等技术水平的科技人员阅读,在概念和应用实例方面照顾到其他层面的科技人员。丛书的读者定位为电源技术、运动控制、电力电子、电子技术、信息技术、能源转换、过程控制等应用领域的工程技术人员,以及科技爱好者们。读者如能从“电能变换技术丛书”中得到启示,并能在自己的工作实践中获得应用,编者将足以自慰。本丛书从立意到选题到写作内容,定有不足之处,欢迎读者批评斧正。

“电能变换技术丛书”编辑委员会

前 言

今后，随着工业和科学技术的发展，用户对电能质量的要求将越来越高，包括市电电网在内的所有原始电能的质量可能满足不了用户的要求，必须经过加工后才能使用，而逆变技术在这种加工中将起到重要作用。预计在 21 世纪，逆变技术对工业自动化、交通运输、城市供电、节能、治理环境污染等方面的发展，将会产生更大的推动作用。

逆变器是一种应用广泛的电能形式变换器，其作用是把直流电能变换成交流电能，以适应诸多的交流负载用户使用。逆变器的主要应用领域是：控制中心与民航机场应用的由工频变换成中频的静止变频器，提高电能质量的不间断电源（UPS），应用于感应加热的高频电源，应用于交流电动机调速的变频调速器等。

逆变器一般都采用由二极管或晶闸管组成的整流器作为直流电源。这种整流器直流电源，是市电电网的一种非线性负载，也是市电电网的一种谐波源，它对市电电网有较强的污染。由于整流器的大量应用，已经成为市电电网的公害。

传统整流器的缺点是：

- 市电输入电流的谐波含量高；
- 市电输入功率因数低，一般约为 0.6~0.8；
- 对市电电网有较强的污染，使市电电网电压发生畸变；
- 使市电输入电流额定值增大，使整流效率降低。

我国国家技术监督局已颁布了 GB/T14549-1993《电能质量 公用电网谐波》标准，国际电工委员会也于 1988 年对谐波标准 IEC555-2 进行了修正，制定了 IEC1000-3-2 标准，使传统的整流器已不再符合新的规定，面临不能再继续使用的危险。

抑制整流器谐波、提高市电电网的输入功率因数的办法有两种：一是被动法，即采用无源或有源滤波器来旁路或抑制谐波；二是主动法，即设计出输入电流为正弦、谐波含量低、输入功率因数高的整流器作为逆变器的直流电源。本书将介绍一些应用较多、电路比较简单的一些方法。

逆变器对整流电源的要求与单独使用的整流电源的要求有相同点，也有不同点：相同点是市电输入电流的谐波含量要小、市电输入功率因数要高，整流效率要高；不同点是逆变器对整流器的电能质量要求比单独使用的整流器要低些，但要求整流器必须满足逆变器的工作特点：例如输出保持能力和启动浪涌电流的抑制等。此外还要求整流器的电路要简单可靠。

本书将要介绍以下几个方面的内容：无源功率因数校正；裂相与多重叠加整流器；单相 SPWM 开关整流器；三相 SPWM 开关整流器；其他型式开关整流器；整流器的功率因数校正技术；采用乘法器的单相 PWM PFC 电路；三相 PWM PFC 整流器；高功率因数整流器的软开关电路。

作者想通过本书各章节的论述，对逆变器用整流电源进行全面深入的介绍。但这项技术所涉及的是一个发展很快的技术领域，它所包含的内容比较广、比较深，作者虽竭尽全力，

但由于水平有限，书中内容难免有不足煌错漏之处，敬请广大读者批评指正，在此表示衷心的感谢！

编著者

(北京 142 信箱 208 分箱, 100854)

2003 年 2 月

目 录

序

前言

第 1 章 绪论	1	3.1.1 裂相整流器	52
1.1 逆变器用整流器供电时的特点	1	3.1.2 用附加开关改善功率因数	55
1.1.1 对单相桥式逆变器供电	1	3.2 电感滤波整流电路的多相等幅多重	
1.1.2 对三相桥式逆变器供电	4	叠加	56
1.2 二极管桥式整流器的基本电量关系	9	3.2.1 移相变压器	56
1.2.1 桥式整流器的基本电量关系	10	3.2.2 12 相整流的二重叠加	59
1.2.2 整流器的滤波参数	14	3.2.3 18 相整流的三重叠加	62
1.3 逆变器用整流器的性能指标	17	3.2.4 6 <i>N</i> 相整流、变压器一、二次侧连接相	
1.3.1 通用功能指标	17	同的 <i>N</i> 重叠加	64
1.3.2 满足逆变器要求的专用性能指标	19	3.2.5 24 相整流、变压器一、二次侧连接相	
1.4 整流器输入电流的谐波与输入功率		同的四重叠加 (<i>N</i> =4)	66
因数	21	3.2.6 30 相整流、变压器一、二次侧连接不同	
1.4.1 整流器采用电感滤波时输入电流谐		的五重叠加	66
波与功率因数	22	3.3 电感滤波多相变幅值多重叠加	70
1.4.2 整流采用电容滤波时输入电流谐波		3.3.1 变幅值 12 相二重叠加	70
与功率因数	23	3.3.2 变幅 18 相三重叠加	71
1.5 对传统整流器的评述	29	3.3.3 变幅 24 相四重叠加	73
第 2 章 无源功率因数校正	31	3.4 用电容滤波整流器多相等幅值多重	
2.1 在整流器与直流滤波电容之间串入		叠加	74
无源电感	31	3.4.1 12 相整流的二重叠加	74
2.1.1 单相桥式整流器	32	3.4.2 18 相整流的三重叠加	77
2.1.2 三相桥式整流器	36	3.4.3 30 相整流的五重叠加	78
2.1.3 变形电路	39	3.4.4 三相整流器的串并联工作方式	81
2.2 在整流器输入端串入无源 LC 串并		3.5 晶闸管三相桥式全控整流器电路的	
联槽路	40	多重叠加	83
2.2.1 单相桥式整流电路	40	3.5.1 12 相整流的二重叠加	83
2.2.2 三相桥式整流电路	42	3.5.2 18 相整流的三重叠加	84
2.2.3 用直流电感校正与用 LC 槽路校正		3.5.3 24 相整流的四重叠加	86
的对比	45	3.5.4 用平衡电感的二次绕组降低谐波	86
2.2.4 无源功率因数补偿电感的最小体积		3.5.5 顺序控制多重叠加	88
设计法	46	3.5.6 非对称控制多重叠加	90
2.3 用电容和二极管网络构成填谷式无		3.6 应用实例:IGBT 完美无谐波高压	
源校正	49	变频器	91
第 3 章 裂相与多重叠加整流器	52	3.6.1 2 个功率单元串联叠加的变频器	92
3.1 裂相与附加开关改善功率因数	52	3.6.2 5 个功率单元串联叠加的变频器	95

第4章 单相 SPWM 开关整流器	99	5.2.5 消除低次谐波的 PWM 开关整流器	162
4.1 单相电压型 Boost SPWM 开关整流器	99	5.2.6 电流型 SPWM 开关整流器的多重叠加	165
4.1.1 提高输入功率因数的原理	99	5.2.7 对电流型 Buck 开关整流器的评述	170
4.1.2 输出电压的调节及电压波动	107	5.3 三相 SPWM 开关整流器的应用实例	171
4.1.3 交流输入电流 i 的谐波分量	108	5.3.1 GTO 三相电压型 SPWM 开关整流器	
4.1.4 直流滤波电容 C_d 的计算	110	在高性能调速系统中的应用	171
4.1.5 单相 SPWM 型半桥式开关整流器	111	5.3.2 三相电流型 SPWM 开关整流器在电	
4.2 单相半控 SPWM 开关整流器	112	梯控制上的应用	172
4.2.1 提高输入功率因数的原理	113	第6章 其他型式的开关整流器	176
4.2.2 直流输出电压的调节及电压波动	117	6.1 采用转输电感的反转极性式 Boost	
4.2.3 输入电流 i 的谐波与电感 L 的计算	117	开关整流器	176
4.2.4 直流滤波电容 C_d 的计算	119	6.1.1 控制方式	178
4.2.5 设计实例	119	6.1.2 开关模式	179
4.2.6 单相半控 SPWM 桥式开关整流器的		6.1.3 试验与仿真结果	182
另外两种主电路	120	6.2 采用三个双向开关的两电平 Boost	
4.3 单相全控 SPWM 开关整流器	120	整流器	185
4.3.1 全控 SPWM 开关整流器的双向工作	120	6.2.1 工作模式	185
4.3.2 单相 SPWM 开关整流器的性能比较	124	6.2.2 控制方式与仿真和试验	188
4.4 单相电流型 SPWM 开关整流器及其		6.3 采用三个开关的三电平 Boost 整流	
多重叠加	125	器	190
4.4.1 单相电流型 SPWM 开关整流器及其		6.3.1 工作状态	190
多重叠加	125	6.3.2 仿真结果	191
4.4.2 两个具有独立交流电源单相电流型		6.4 其他几种新开关整流器	193
SPWM 开关整流器的二重叠加	127	6.4.1 四双向开关整流器	193
4.4.3 N 个具有独立交流电源单相电流型		6.4.2 串联双 Boost 解码式三相开关整流	
SPWM 开关整流器的并联叠加	131	器	194
第5章 三相 SPWM 全桥开关整流器	135	6.4.3 采用 IFT 的解码式开关整流器	194
5.1 三相 SPWM 全桥式开关整流器	135	6.4.4 三相单管 Buck-Boost 开关整流器	194
5.1.1 三相 SPWM 全桥开关整流器提高输		第7章 整流器的功率因数校正技术	196
入功率因数的原理	135	7.1 概论	196
5.1.2 直流输出电压的调节与 C_d 值计算	141	7.1.1 PFC 技术分类及研究方向	196
5.1.3 其他型式的三相 PWM 高频开关整流		7.1.2 基本功率因数校正技术	198
器	145	7.2 电压跟随器 PFC 电路的基本工作	
5.1.4 三相 SPWM 开关整流器的多重叠加	146	原理	200
5.2 三相电流型 Buck SPWM 开关整流器	151	7.3 电压跟随器 Boost-Buck PFC 电路	202
5.2.1 电流型 Buck 开关整流器与电压型		7.3.1 Boost-Buck 级联 DC/DC 变换器的临	
Boost 开关整流器的对偶性	151	界条件	204
5.2.2 三相电流型 Buck SPWM 开关整流器	152	7.3.2 Boost-Buck 级联 DC/DC 变换器的电	
5.2.3 提高开关次数的三相电流型 Buck		压比	205
SPWM 开关整流器	157	7.3.3 Boost-Buck 级联变换器在电压跟随	
5.2.4 梯形波调制 PWM 开关整流器	161	器 PFC 电路中的应用	206
		7.3.4 电压跟随器型 Boost-Buck 级联 PFC	

电路的电压比	207	9.3 采用变频 PWM 控制的三相 Boost PFC	
7.3.5 电压跟随器 Boost-Buck 级联 PFC 电		整流器	270
路的临界条件	208	9.3.1 设计举例	272
7.4 开关电容 PFC 电路	210	9.3.2 仿真结果	272
7.4.1 典型开关电容网络	210	9.4 谐波注入式 PWM 三相 Boost PFC	
7.4.2 开关电容 DC/DC 变换器	212	整流器	273
7.4.3 开关电容 Boost-Buck DC/DC 变换器	214	9.5 固定开关频率与可变开关频率 PFC	
7.4.4 开关电容 Boost-Buck PFC 电路	219	整流器电路的比较	278
7.5 零电压开关电压跟随器功率因数校正		第 10 章 高功率因数整流器的软开	
正电路	221	关电路	282
7.5.1 ZVS DC/DC 变换器	221	10.1 零转换 PWM DC/DC 变换器	282
7.5.2 ZVS PFC 电路	224	10.1.1 ZCT PWM DC/DC 变换器	282
第 8 章 采用乘法器的单相 PWM PFC		10.1.2 ZVT PWM DC/DC 变换器	286
电路	228	10.2 缓冲式软开关 PWM DC/DC 变换器	291
8.1 概论	228	10.2.1 无源缓冲软开关 PWM DC/DC 变	
8.1.1 Boost PFC 电路与 Buck PFC 电路的对		器	292
偶性	228	10.2.2 有源缓冲软开关 PWM DC/DC 变	
8.1.2 高频 PWM PFC 电路的电量关系	230	器	293
8.2 Boost SPWM PFC 电路	232	10.2.3 不用互感的无源软开关 PWM DC/DC	
8.2.1 工作原理与工作过程	232	变换器	295
8.2.2 直流输出电压的调节及电压波动	235	10.3 软开关 PWM PFC 整流器	298
8.2.3 输入电流 i 的谐波与电感 L 的计算	237	10.3.1 ZCT DCM 单相 PFC 整流电路	298
8.2.4 控制电路	238	10.3.2 ZCT DCM 三相 PFC 整流电路	302
8.3 Buck SPWM PFC 电路	238	10.4 ZCT/ZVT PWM Boost/Buck 双向开关	
8.3.1 工作过程	240	整流器	306
8.3.2 直流输出电流 i_d 的调节与 L_d 计算	241	10.4.1 ZCT/ZVT PWM Boost/Buck 双向 DC/DC	
8.3.3 输入电压 u 的谐波与电容 C 的计算	242	变换器	306
8.4 单端反激式 PWM PFC 电路	243	10.4.2 ZCT/ZVT PWM Boost/Buck 双向开关	
8.4.1 工作原理	243	整流器	306
8.4.2 输入电流谐波和输入功率因数	246	10.4.3 其他形式的 ZVT PWM Boost 整流	
8.4.3 电路参数的计算	247	器	314
8.5 采用两个斩波器的 PFC 电路	248	10.5 输入输出可以隔离的 ZVS PWM 三	
8.5.1 工作原理	248	相开关整流器	315
8.5.2 输入电流分析	250	10.5.1 输出可以隔离的三相 ZVS 开关整	
第 9 章 三相 PWM PFC 整流器	252	流器	316
9.1 三相 PWM DCM PFC 整流器电路	252	10.5.2 输出可以隔离的三相单级 ZVS 开	
9.1.1 三相 PWM DCM Boost PFC 整流器电		关整流器	320
路	252	10.6 利用软开关全桥 PWM 变换器的	
9.1.2 三相 PWM DCM Buck PFC 整流电路	259	三相软开关隔离型整流器	322
9.2 采用恒频 PWM 控制的三相 Boost PFC		10.6.1 移相控制软开关 DC/DC SPWM	
整流器	263	全桥变换器	322
9.2.1 设计参数计算	267	10.6.2 利用软开关全桥 SPWM 变换器的	
9.2.2 设计举例	268	三相软开关隔离型整流器	331
		参考文献	337

第 1 章 绪 论

工业用的逆变器,一般都采用由二极管或晶闸管组成的整流器作为直流电源,特别是采用二极管组成的整流器作为逆变器直流电源的情况最多。

采用二极管整流器作为直流电源供电的逆变器会出现哪些问题,二极管整流器的基本电量关系是怎么样的,逆变器对二极管整流器性能指标的要求又是什么,采用电容滤波的二极管整流器的输入电流谐波和市电输入功率因数又如何,这一些都是设计者非常关心的问题,本章将分成 5 节来介绍这些内容。

1.1 逆变器用整流器供电时的特点

在说明逆变器的工作原理时,常常是以蓄电池作为逆变器的直流电源来进行介绍。蓄电池是一种内阻为零,既可以向它输入电能(充电),又可以使它输出电能(放电),具有双向输送电能的理想直流电源。但在实际应用时,逆变器的直流电源常常采用的不是蓄电池,而是由市电交流电网供电的桥式整流器,桥式整流器的特点是只能单向导电、不能反向导电。这个特点给逆变器的高效可靠运行带来了很大的影响。

由市电交流电网和桥式整流器供电的逆变器,分为单相和三相两种,对于三相逆变器又分为负载接成三角形和星形两种情况。

1.1.1 对单相桥式逆变器供电

用桥式整流器作为直流电源的单相桥式逆变器如图 1-1 所示。在 $\varphi' \leq \omega t \leq \pi$ 区间,电压和电流的波形如图 1-1b 所示。负载电流与直流电源电压按如下的方程式变化:

$$i_L = \frac{U_{do}}{R_L} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_L}}) \quad (1-1)$$

在 $\omega t = \pi$ 瞬间,逆变器开关管开始转换。其负载电感 L_L (与负载并联的电感)将由于转换时的电流变化而产生自感电动势 $U_L = L_L di_L/dt$,其方向与直流电源电压相反,其值大于直流电源电压 U_{do} ,使桥式整流器中的整流二极管受反偏置而关断。存储在负载电感中的能量虽然可以通过反馈二极管向直流侧反馈,但直流侧没有接受这部分能量的存储器件。由于桥式整流器的单向导电性又不能向市电交流电网反馈, U_L 又比较高,故逆变开关管 V_1 在将要关断时就可能被 U_L 击穿而重新导通,这时,负载电流将通过 V_1 和反馈二极管 VD_3 流通,如图 1-1a 中的虚线所示。在 $U_L > U_{do}$ 的 $\pi \leq \omega t \leq \pi + \varphi'$ 区间,负载电流的方程式为

$$i_{pu} = \left[\frac{U_{do}}{R_L} (1 - a) + \frac{U_L}{R_L} \right] e^{-\frac{t}{\tau_L}} - \frac{U_L}{R_L} \quad (1-2)$$

式中 i_{pu} 的注脚 pu 是 Puncture(击穿)的缩写;

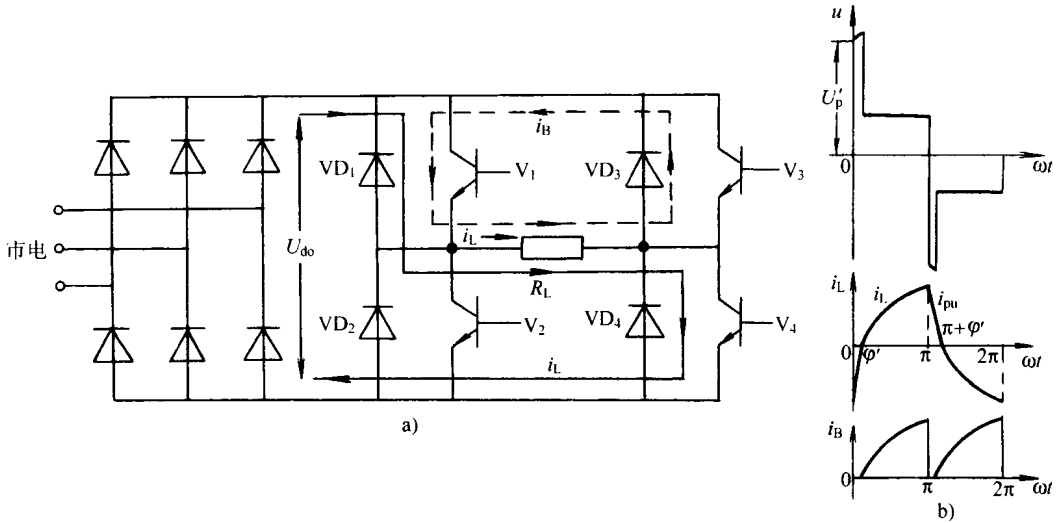


图 1-1 用桥式整流器作电源的单相桥式逆变器

a) 电路 b) 波形

a ——幅角指数, $a = -1/(6fT_L)$;

T_L ——负载时间常数。

此电流被迫流通使集电极回路的损耗猛增,从而引起开关管的损坏。

这就是说,用桥式整流器作为逆变器的直流电源时,存储在负载电感中的能量既不能向电源反馈,又有可能烧坏逆变开关管。为了提高逆变器效率,防止逆变开关管的击穿损坏,最简单有效的办法是在桥式整流器的输出端并接一个吸收反馈能量的电解电容,如图 1-2a 所示。此时,逆变器的工作电流和电压的波形如图 1-2b 所示。在开关管转换后的 $\pi \leq \omega t \leq \pi + \varphi$ 区间,负载电感中存储的能量将通过反馈二极管 VD_2 和 VD_3 向电解电容 C_d 放电,桥式整流器关断, C_d 充电,其充电电流如图 1-2a 中虚线所示。电解电容 C_d 上的电压将因此而逐渐升高,到 $\omega t = \pi + \varphi$ 时,电解电容 C_d 开始向负载放电, C_d 上电压逐渐降低。当降低到直流电源电压 U_{do} 时,反馈二极管 VD_2 、 VD_3 关断,负载电流又由桥式整流器供电。

电解电容 C_d 往往只被人们误解成是滤波电容。实际上,电解电容 C_d 除了滤波之外,更重要的作用是吸收负载电感的反馈能量,起无功功率存储交换的作用。电容 C_d 不仅增加了逆变器的效率,而且还保证了逆变器的可靠运行。

下面介绍电解电容 C_d 的计算:

C_d 的值与负载参数、逆变器工作频率及电解电容 C_d 上允许升高的电压 ΔU_c 有关。求 ΔU_c 又需要知道电容电流的一般表示式。准确计算是比较复杂的,它涉及到超越函数方程式。对于工程计算是没有必要那么准确的,可以进行简化,在满足精度要求的条件下,由于 ΔU_c 的值也不太大,所以可以忽略掉由于电解电容上电压的升高而引起的负载电流变化。电解电容上电流的瞬时值认为就是负载电流的瞬时值,对于感性负载,当 V_1 和 V_4 导通(或 V_2 和 V_3 导通)时,下列方程式成立

$$\pm U_{do} = R_L i_c + L_L \frac{di_c}{dt}, i_c = i_L$$

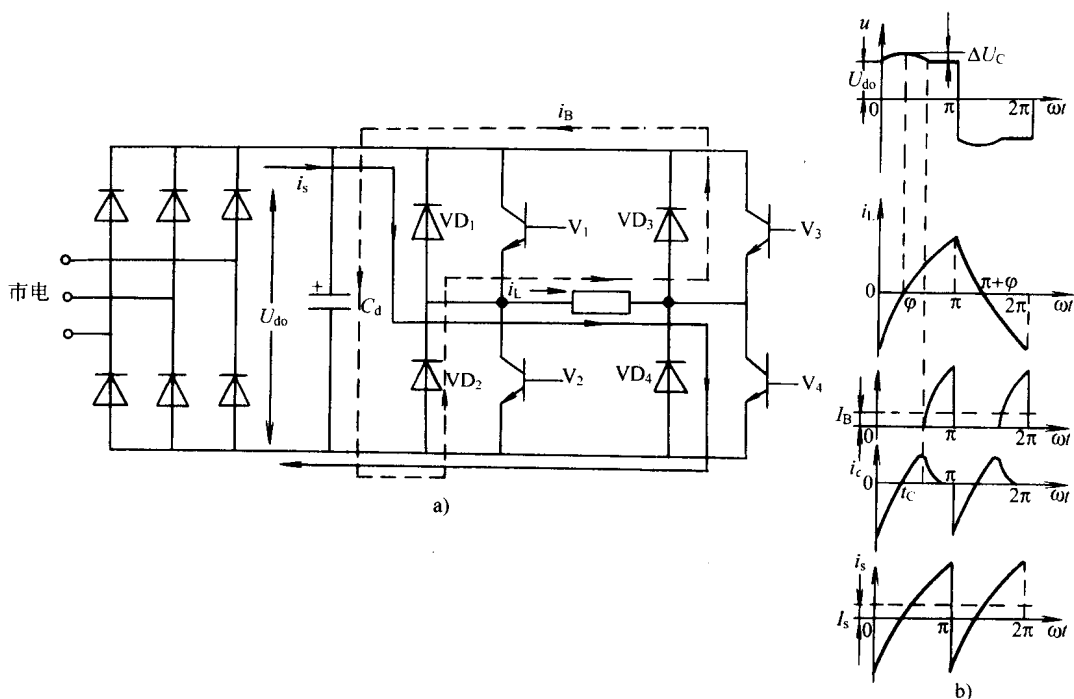


图 1-2 在桥式整流输出端并接电解电容的电路
a) 电路 b) 波形

解之得

$$i_c = \pm \frac{U_{d0}}{R_L} \left(1 - \frac{2}{1+a^3} e^{-\frac{t}{T_L}} \right) \quad (1-3)$$

式中 a ——幅角指数, $a = -1/(6fT_L)$ 。

电流的幅值可以由上式当 $\omega t = T_L/2$ 时求得

$$I_m = \frac{U_{d0}}{R_L} \cdot \frac{1-a^3}{1+a^3} \quad \text{或} \quad \frac{U_{d0}}{R_L} = I_m \frac{1+a^3}{1-a^3} \quad (1-4)$$

将式(1-4)代入式(1-3)中得

$$i_c = I_m \left(\frac{1+a^3}{1-a^3} - \frac{2}{1-a^3} e^{-\frac{t}{T_L}} \right) \quad (1-5)$$

电解电容上的电压脉动变化等于

$$\Delta U_c = \frac{10^6}{C_d} \int_0^{t_c} I_m \left(\frac{1+a^3}{1-a^3} - \frac{2}{1-a^3} e^{-\frac{t}{T_L}} \right) dt \quad (1-6)$$

此式中积分上限 t_c 的值由方程式(1-5)决定, 可以认为 $i_c = 0$ 时, $t = t_c$, 得

$$t_c = T_L \ln \frac{2}{1+a^3} \quad (1-7)$$

为了计算电解电容 C_d 的值, 利用方程式(1-6)积分即可得到计算电解电容 C_d 的方程式为

$$C_d = \frac{I_m \times 10^6}{K_u U_{d0}} T_L \left(\frac{1+a^3}{1-a^3} \ln \frac{2}{1+a^3} - 1 \right) (\mu F) \quad (1-8)$$

式中 K_u ——电容上电压允许升高的特征系数, $K_u = \frac{\Delta U_c}{U_{d0}}$;

T_L ——负载时间常数;

a ——幅角指数, $a = -1/(6fT_L)$ 。

$I_m/(K_u U_{db})$ 的值在式(1-8)中是一个与频率和负载功率因数 $\cos\varphi$ 无关的参数。

$$\text{令 } C_o = T_L \left(\frac{1+a^3}{1-a^3} \ln \frac{2}{1+a^3} - 1 \right) \times 10^6 \quad (1-9)$$

可以利用式(1-9)画出 $f = \text{常数}$ 时 $C_o = f(\cos\varphi_L)$ 曲线, 如图 1-3 所示。

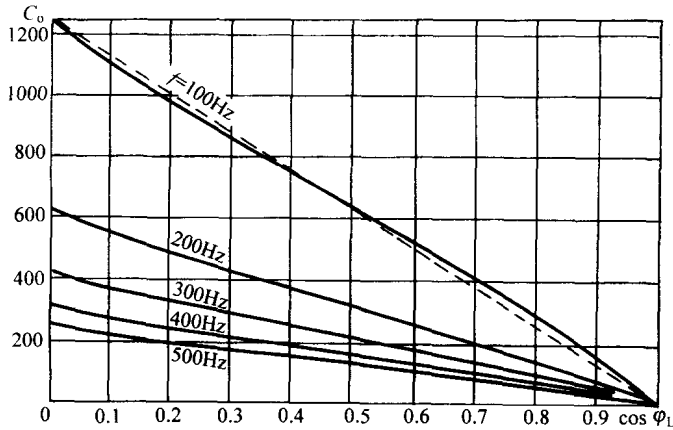


图 1-3 $f = \text{常数}$ 时 $C_o = f(\cos\varphi_L)$ 曲线

$$\cos\varphi_L = \frac{P}{S} = \sqrt{1 - 4fT_L \frac{1-a^3}{1+a^3}}$$

在纯电感负载 ($T_L = \infty, \cos\varphi_L = 0$) 时, C_o 值由方程式(1-9)确定

$$\lim C_o = \frac{10^6}{8f} \quad (1-10)$$

图 1-3 所示的曲线表明, 可以不用复杂的计算来确定电解电容 C_d 的值, 即可以简化成

$$C_d = C_o \frac{I_m}{K_u U_{db}} \quad (1-11)$$

图 1-3 所示的曲线非常接近于直线(如图中虚线所示)。因此, 为了计算电解电容 C_d 的值 (μF) 可以利用如下方程式:

$$C_d = \frac{I_m}{K_u U_{db}} \cdot \frac{10^6}{8f} (1 - \cos\varphi_L) \quad (1-12)$$

图 1-4 给出了单相桥式逆变器电压和电流的波形, 图 a 是整流器输出端不并接电解电容时的波形, 图 b 是接电解电容时的波形。

在用整流器作逆变器直流电源时, 在其输出端并接电解电容可以保证逆变器开关管可靠的工作, 可以使逆变效率得到相应提高。在单相逆变器中, 电解电容的容量取决于负载的全部无功电流。

1.1.2 对三相桥式逆变器供电

1. 负载接成三角形时 用整流桥向三相桥式逆变器供电, 当负载接成三角形时, 电路如图 1-5 所示, 其中 C_d 为吸收逆变器反馈能量的电解电容, 起无功能量交换和存储作用, 也起滤

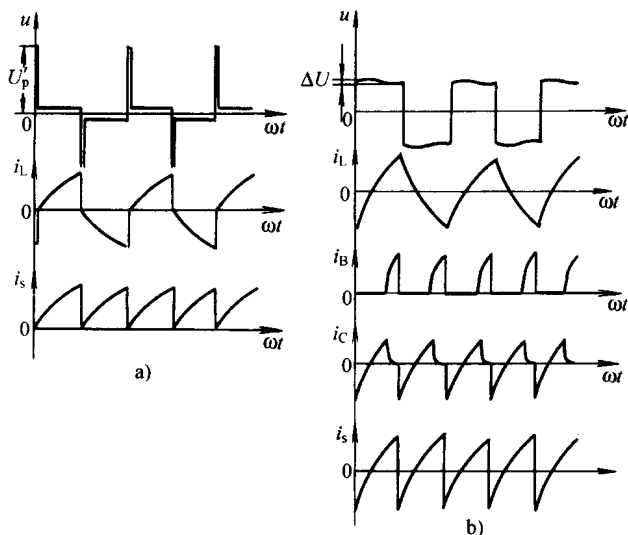


图 1-4 单相逆变器的波形

a) 不接电解电容时的波形 b) 接电解电容时的波形

波作用。

在 $\omega t = 0$ 瞬间, 开关管 V_4 、 V_5 处于饱和导通状态, V_3 、 V_6 处于截止状态, 而 V_1 、 V_2 刚刚要转换到相应的饱和导通状态和截止状态, 当 C 相换接时, 其电流按下式变化:

$$i_{\text{ph2}} = \frac{U_{\text{do}}}{R_L} \frac{1 - a^2}{1 + a^3} e^{-\frac{t}{T_L}} \quad (1-13)$$

不影响其他支路的电流。到开关管 V_1 、 V_2 转换时, 在 A 相中的电流具有的方向表示在图 1-5 上, 转换后 A 相电流的方向在自刷电动势的作用下保持不变, 并且 A 相电流此时经开关管 V_1 、 V_5 和 B 相换接(图中实线所示), 这就引起电源电路中电流 i_s 突然减小。因而开关管 V_1 、 V_2 转换后无功电流转换到 A 相, 充分补偿 B 相电流, 其后电流 i_A 减小到零, 并改变自己的符号。对此, 遮任何瞬间, 在 a 点, 下面的方程式是成立的:

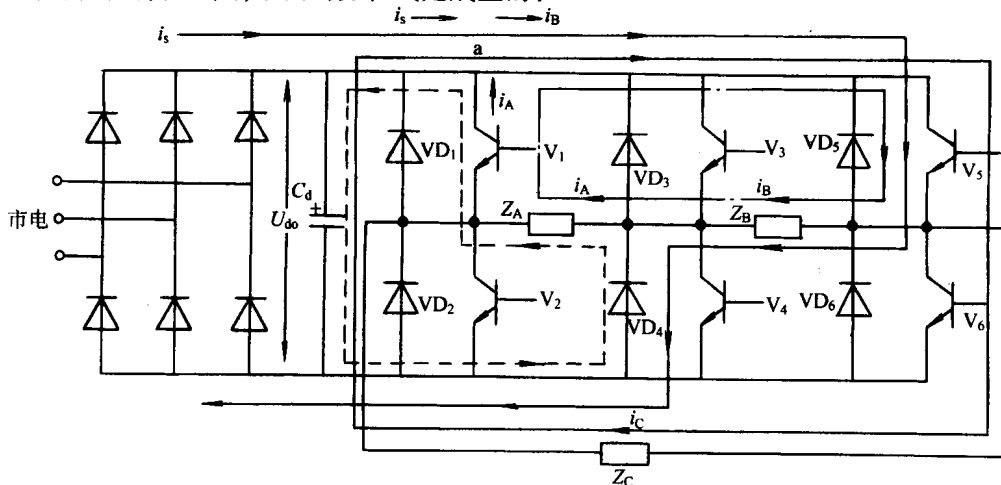


图 1-5 在桥式整流器输出端并接电解电容的负载接成三角形的三相桥式逆变器

$$i_s(t) = i_B(t) - i_A(t) \quad (1-14)$$

$i_s(t)$ 最大的变化发生在 $\omega t = 0$ 的转换瞬间,对于这个瞬间,式(1-14)可以写成如下形式:

$$i_s(\omega t)_0 = i_{ph}\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)_0 - i_{ph}(\omega t)_0 \quad (1-15)$$

$$i_{ph} = \frac{U_{do}}{R_L} - \frac{U_{do}}{R_L} \cdot \frac{1+a}{1+a^3} e^{-\frac{t}{T_L}} \quad (1-16)$$

供电电路中的电流 $i_s(\omega t)$ 。在转换瞬间保持自己的符号不变。如果

$$i_{ph}\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)_0 > i_{ph}(\omega t)_0 \quad (1-17)$$

得到满足,因而到那时保持条件式(1-17),A相无功电流完全由B相电流补偿。这就可以确定,当 $\cos\varphi_L$ 为任何值时,电源电路中的电流都不反向,将式(1-16)得到的 i_{ph} 的值代入到式(1-17)得

$$\frac{U_{do}}{R_L} - \frac{U_{do}}{R_L} \cdot \frac{1+a}{1+a^3} \cdot a > \frac{U_{do}}{R_L} \cdot \frac{1-a^2}{1+a^3} \cdot a \quad (1-18)$$

对 fT_L ,解方程式(1-18)得

$$fT_L \leq \frac{1}{6\ln 2} = 0.244 \quad (1-19)$$

或由 $\cos\varphi_L = P/S = \sqrt{1 - 3fT_L \frac{(1-a^2)}{(1-a+a^2)}}$ 计算得到

$$0.528 \leq \cos\varphi_L \leq 1.0 \quad (1-20)$$

在开关管转换瞬间,在供电电源电路中的电流不改变自己的方向,如果

$$0 \leq \cos\varphi_L \leq 0.528 \quad (1-21)$$

则式(1-17)条件不能满足时,电源电路中的电流反向,对此,部分转换A相的无功电流,用另一B相电流补偿。在多余的无功电流作用下,整流器的二极管关断,这将引起逆变开关管的击穿。

为了保护逆变开关管不击穿,在转换时逆变器的输入端必须并接一个电解电容,那时转换相无功电流的多余部分就可以被电解电容吸收,如图1-5中的虚线所示。

对于三相逆变器,计算电解电容的方程式可以通过以下步骤求出:

把电流 $i_A(\omega t)$ 和 $i_B(\omega t)$ 的值代入式(1-14),在 $\pi/3 \leq \omega t \leq \varphi$ 区间得到电容电流瞬时值为

$$i_c = I_{mi\Delta} \frac{(1+a^3)}{(1+a)(1-a^2)} \left[2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-\frac{t}{T_L}} \right] \quad (1-22)$$

此时电解电容上电压的最大脉动变化等于

$$\Delta U_c = \frac{10^6}{C_d} \int_0^{t_c} I_{mi\Delta} \frac{(1+a^3)}{(1+a)(1-a^2)} \left[2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-\frac{t}{T_L}} \right] dt \quad (1-23)$$

积分上限 t_c 由方程式(1-22)决定。当 $i_c = 0$ 时 $t = t_c$,得

$$t_c = T_L \ln \frac{(1+a)^2}{2(1+a^3)} \quad (1-24)$$

对方程式(1-23)进行积分,即可得到计算电解电容容量 $C_d(\mu F)$ 的表示式