

一九九一年
国际电力电子学术会议

译文集

中国电器工业协会电力电子专业协会
机电部西安电力电子技术研究所
1992年10月

编 译 说 明

1991年在日本召开日本 IEE 第 5 次工业应用学术会议 (IEE JAPAN-IAS'91) 和日本电气学会工业应用部门全国学术会议 (平成 3 年电气学会产业应用部门全国大会讲演论文集) 并于同年在意大利召开了欧洲第四次电力电子技术及应用会议 (EPE-MADEP'91), 同时出版了会议论文集。

当前, 世界各国的电力电子技术工作者和我国的学术交流活动, 日趋增多, 为了使我国广大的从事于电力电子学的学者、专家和工程技术人员, 尽快掌握最新动态, 尽快借鉴国际最新科技成果起见, 我们在对此三次会议论文集细读之后, 将有关电力电子技术方面的论文, 本着适用性、先进性、科学性的原则, 共精选出 106 篇, 69 万字, 由中国电器工业协会电力电子分会、机电部西安电力电子技术研究所译编出版本译文集, 以饷读者。

译文集所选译的论文, 主要内容有: “材料与工艺”、“中功率器件”、“高功率器件”、“新型器件”、“器件模拟”、“交通电气铁道”、“感应电动机控制”、“交流器的 PWM 控制”、“半导体电力变频器”、“UPS、有源滤波器”、“工业电力电子应用”等, 还有“晶闸管逆变器早期发展综述篇”。

本书主要供电力电子学专业的科研人员及工程技术人员阅读, 高等院校有关专业的师生也可参考。

本书的翻译工作还得到西安交通大学、西安电力整流器厂的教授专家鼎力帮助, 在此仅致谢意。为了力争早日完成译编, 出版专集, 致使译、编、审时间较为仓促, 错误难免, 望广大读者给予指正。

译 者

王兆安	王黛琳	巴 刚	白继彬	刘惠玲	李 冲
李佑持	李卓智	许文侠	陈力才	陈守良	杨银秀
周乃冲	周观允	张良金	张秀澹	俞 苹	钟桂清
赵醒欣	祝咏晨	郭彩霞	温绍森	董 洁	

校 者

王兆安	巴 刚	许文侠	吴济钧	周乃冲
郭彩霞	张秀澹	张昌利	温绍森	

总 编 郭彩霞 总 审 张志刚 陈守良

目 次

第一部分 IEE 日本工业应用学会第 5 次年会论文译文选

强迫换相晶闸管逆变器的早期发展阶段	(1)
低成本大功率有源滤波器	(7)
自激感应发电机系统用的晶闸管控制电容器	(12)
永磁同步电动机驱动系统中逆变器的动态性能	(15)
用于减小转矩脉动的谐波注入 PWM 法	(20)
没有直流耦合元件的电压型逆变器中整流器的 PWM 控制方法	(24)
PWM 逆变器的最佳重复控制及其应用	(28)
7MHz 直流-射频 MOSFET 功率逆变器	(34)
正弦输出电压波形改善的带三相直流谐振环节的 CVCf 逆变器	(36)
三相混合式电压型逆变器的驱动电路	(42)
基于 CTA 原理的标准波形新型功率转换系列	(44)
GTO 的新的化学腐蚀挖槽技术	(49)

第二部分 1991 年日本电气学会工业应用部门全国会议论文译文选

交通·电气铁道

GTO 断路器断路性能的研究	(52)
电铁用由电流型逆变器供电的异步电动机并联运行时的特性	(58)
电动车传动用晶体管 VVVF 逆变器系统的研制	(64)
电动车用高压直流 3kVGTO 式 VVVF 逆变器	(69)
热管散热器在电铁设备中的应用	(74)
采用电力晶体管的电车辅助电源装置	(77)
交流电车用的变流器、逆变器系统的实用化	(79)
逆变器控制车辆的空转控制试验	(83)
逆变器和供电线路之间谐波共振的抑制	(88)
LSM 逆变器输出电压的谐波特性	(90)
悬浮式铁道用的 PWM 变流器及逆变器系统	(93)

感应电机控制

降低逆变器驱动感应电动机转矩脉动的 PWM 法	(98)
具有再生功能的感应机驱动并联共振型电力变流器	(101)
矢量控制逆变器用的自调节仪器	(107)

PWM 变流器·逆变器

电压型 PWM 变流器的一种控制方法	(110)
三相 PWM 变流器的简单数字控制	(117)
多级变流器脉宽调制控制特性的改进	(122)

瞬时电流矢量直接控制式电流型 PWM 变流器	(129)
正弦波输入单相 PWM 变流器的电路结构	(135)
给输入指令叠加三倍频率的方波来降低电流跟踪型 PWM 逆变器的开关频率	(141)
中点钳位式逆变器 PWM 控制法的研究	(147)
数字控制型 PWM 逆变器控制方法的比较	(153)
三级逆变器的同步、异步 PWM 转换方法	(162)
电压型三相 PWM 逆变器的过调制控制方式	(167)

UPS·有源滤波器

UPS 用具有高频环节的 DC/AC 变流器的输出电压控制方法	(173)
设置电流子环的大容量 IGBT 并联运行 UPS	(176)
预测瞬时值控制的 UPS 并联运行方式的研究	(180)
具有非线性负载控制的通信用 UPS 装置的开发	(183)
微机数字控制方式三相输出 UPS 的研究	(185)
具有有源滤波器功能的简单的飞轮不间断电源的研究	(189)
有源滤波器的一种新控制方法	(194)
电流型有源滤波器系统的控制方法及其稳定性	(199)

半导体电力变换

功率 MOSFET 模块用的高速导通栅驱动电路的研究	(205)
有高速开通特性的脉冲激光器用的半导体开关的研制	(209)
减少由太阳光发电系统进入配电系统的输入电流谐波的方法	(214)
太阳光发电系统控制装置的小型化	(219)
关于太阳电池发电系统的简易控制的研究	(223)
谐振直流环节逆变器损耗的计算方法	(225)
串联谐振型高频环 DC-AC 变流器的实时控制方法	(233)
高频单相逆变器环正弦波 CVCF 周波变流器及状态反馈数字控制	(238)
高频环节型系统互连用逆变器的开发	(240)
采用准谐振拓扑的电压钳位型零电压开关 PWM-DC-DC 变流器	(245)
软开关型单端单管逆变器的方式及特性评价	(248)
大容量高功率因数正弦波输入电流型 PWM 整流器的开发	(251)
高频汞弧灯用高功率因数电力变换装置的开发	(255)
高频脉动整流电路的分析及应用	(259)
500Hz 供电系统由电流型逆变器的非对称门极脉冲宽度控制不平衡负载补偿	(263)
采用多级滞后比较器的三相特定电压波形输出逆变器的一种控制方法	(267)
抑制谐振频率随高频感应加热变化的方法	(272)
电晕放电处理装置用 30kHz5kW 谐振型 IGBT 逆变器	(275)
180kVA 高性能 V/F 控制逆变器的试制与问题	(280)
半波整流无刷同步电机的无位置传感器控制	(282)
采用电流源斩波电路的直流电动机控制系统	(284)

采用最佳调制器理论的交流电机驱动系统的控制	(290)
小型单相感应电动机的节电装置	(294)
采用 4 段串联多重电压型逆变器的无功功率补偿装置	(296)
减小电容器输入型二极管整流电路交流侧谐波电流的方案	(300)
电容输入型整流电路电源电流波形的改善	(304)
电流型 GTO 逆变装置中 PWM 控制晶闸管整流器的特性	(310)
PWM 逆变器的电流控制特性	(313)
降低 PWM 逆变器的低次谐波分量	(317)
采用空间电压矢量改善 PWM 控制周波交流器的波形	(320)
采用辅助电压源的有源电压钳位型准谐振直流环节正弦波 PWM 逆变器	(323)
采用 SITH 和 GTR 的 PWM 周波交流器性能的比较	(325)
电流型 PWM 逆变器的可调整式控制	(328)
具有非线性负载的直流斩波器系统的模糊控制	(330)
采用模拟参考自适应控制器的 AC/DC 交流器 ACR 系统的动态特性	(333)
高速高精度电源控制方式的开发	(335)
金属卤灯电子稳流器的起动特性	(339)
铝锅加热电磁快	(342)

工业电力电气应用

利用静止型无功功率发生装置的功率控制	(345)
1/f 波动型逆变器式照明装置的研制	(347)
逆变器式荧光灯的谐波发生量及其影响之实测	(350)
克勤莫-谢尔比乌斯系统的斩波器控制	(355)
采用双向交流器的空调机太阳发电系统	(359)

第三部分 1991 年欧洲第四次电力电子技术及其应用会议论文译文选

材料与工艺

90 年代电力半导体器件	(361)
功率器件制造中硅直接键合技术	(363)
离子注入在功率器件动态特性控制中的应用	(369)

中功率器件

MOS 栅双极晶体管结构的比较	(374)
一种用于低压瞬态保护的新器件结构	(379)

高功率器件

6kV 3000A 大功率逆导 GTO 晶闸管	(385)
大功率 GTO 用的带储能电抗器的一种新门极驱动电路	(390)
局部改变电流增益以提高功率晶体管阻断电压	(397)

大面积大功率半导体器件的硅片/散热垫片结合技术的改进	(399)
----------------------------------	-------

新型器件

用于驱动系统的半导体开关-IGBT	(405)
垂直绝缘基极晶体管的分析	(410)
高频高效电力变换	(414)
表面门静电感应晶闸管	(422)
MCT 单胞结构的关断特性	(428)
温度变化对 MOS 门器件开关特性的影响	(432)
同一芯片上采用并行接触工艺的大功率 MOS 控制晶闸管	(437)
改善 MOS 控制晶闸管性能阴极结构的最佳化	(439)
P 沟道 VDMOS-LIGBT 晶体管的设计和特性	(445)

器件模拟

采用 spice 模型的 GTO 开关特性的研究	(448)
--------------------------------	-------

强迫换相晶闸管逆变器的早期发展阶段

[美] William McMurray

摘要: 1958 年晶闸管的出现促进了电力电子技术, 包括晶闸管强迫换相逆变器的迅猛发展, 其中的晶闸管目前大多数已为 GTO 和其它的自换向开关所替代。本文作者从开头就作为从事这一工作的工程师的观点出发, 对电压型晶闸管逆变器换相电路的早期发展历史作一叙述。

互补脉冲换相逆变器

其中一个主要的研究方面就是如何提高逆变器的性能, 使之适合于交流电机驱动和电源的广泛用途。使相控整流器进行自换相的一个简单的方法是给交流负载并接一电容, 形成图 1 所谓的并联逆变器。目前, 这种逆变器归入电流型逆变器的一种, 由对称 GTO、PWM 控制和一个电流可调直流电源组成, 是一种极其通用的逆变器。然而, 这个基本电路用于自恒定直流电压源宽范围的负载是不适合的。解决这一问题的方法是给逆变器反并联一整流管 (可控的或不可控的), 以便将负载不需要的过剩功率返回到直流电源, 见图 2。这一技术早在 1930 年就被从事闸流管研究的 Bedford 先生和其它一些人考虑到。这个“反馈”整流管可以直接或通过一单独的或耦合的电感跨接到逆变器上。

晶闸管的关断时间与闸流管的消电离时间相比要短一些, 为了利用这一点, Bedford 先生将“脉冲换相”原理进行了改进, 从而使直流电感和交流换相电容的尺寸减小。尤其是, 使已充电的电容通过晶闸管放电而产生的辅助脉冲通过直流电感的二次绕组相耦合, 使正在导通的主逆变晶闸管关断。经过一短时延迟之后, 其它的逆变晶闸管开通。这样使电流关断能力更加与直流电源电压无关, 而该电压在交流驱动应用中可随频率而变化。这样一种逆变器在实验室已

制成并经过试验。

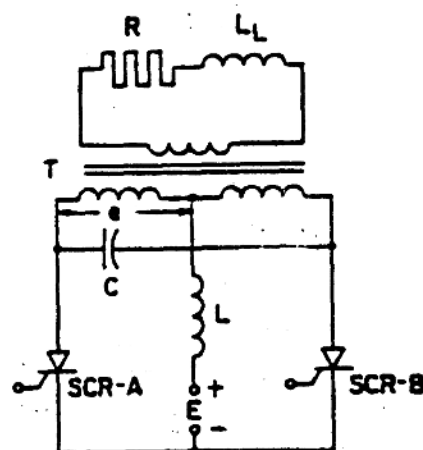


图 1 并联逆变器

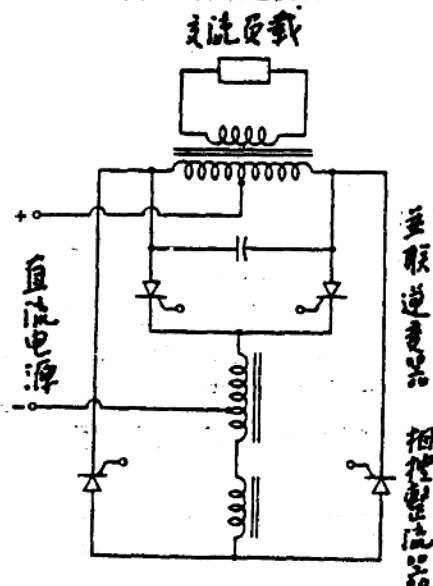


图 2 带反馈整流管的并联逆变器

在那时还是新手的我接受了分析该电路的工作, 以确定出最佳设计所需的折衷方案。经过一些研究之后发现: 当直流电源电压是固定进辅助脉冲发生器是不需要的, 可以象在初始的并联逆变器中那样, 将其它“互补”器件开通产生一个脉冲, 实现各个主晶闸管的换相。如图 3 所示的这一互补脉冲

换相逆变器在每次换相之后产生一矩形波电压，只是还有一些谐波。现将这种逆变器归入电压型逆变器的一种，但在当时没有采用这一叫法。当时考虑的主要问题是晶闸管的关断，该电路结构在当时被认为是一种改进的方法。复查老的资料，发现在 1931 年已推荐了一种与其极其相似的闸流管和热阴极充气二极管式电路结构。

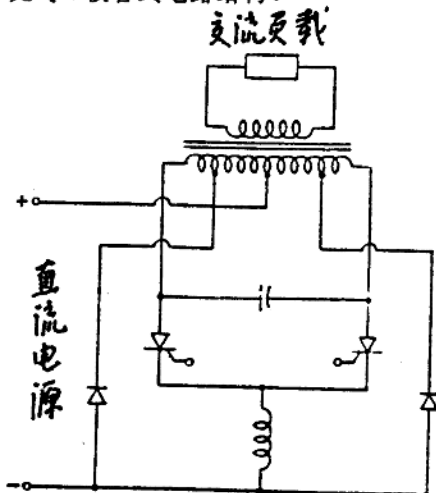


图 3 互补脉冲换相逆变器

由于通过晶闸管/二极管开关的电流在开通的半个周期随时都能反向，所以在晶闸管上必须维持连续门极驱动。由于采用闸流管和其它充气管要维持连续驱动更困难一些，所以这种类型的老式电路常常设计得维持连续的阳极电流，通过电感和二极管环流。在晶闸管电路中，由环流电流积累的能量被认为是一个问题，给二极管串接一电阻可使其耗散，更好的作法是，如图 3 那样，将二极管接到输出变压器绕组的抽头上使能量充分回收。在后一种电路中，为了使大部分积累的能量能够回收，采用了专门的脉冲变压器。

这项工作于 1959 年进行，1960 年作为会议论文发表，该逆变器电路的性能。元器件容量和成本成了与后来一些逆变器比较的基准。正如 Bedford 先生所指出的，整流器

/ 逆变器通常接成几乎等效的若干种不同拓扑结构电路：中心抽头交流，中心抽头直流（二倍器、“图腾柱”电路），全波半桥（图 4 所示的）及其多相延伸电路，中心抽头交流变压器型一般来说采用充气管较好，这样两个阴极都可以接地；而“图腾柱”派生型用晶闸管和其它半导体器件较好一些，因为变压器更有效或是因为变压器不必直接接到负载上。

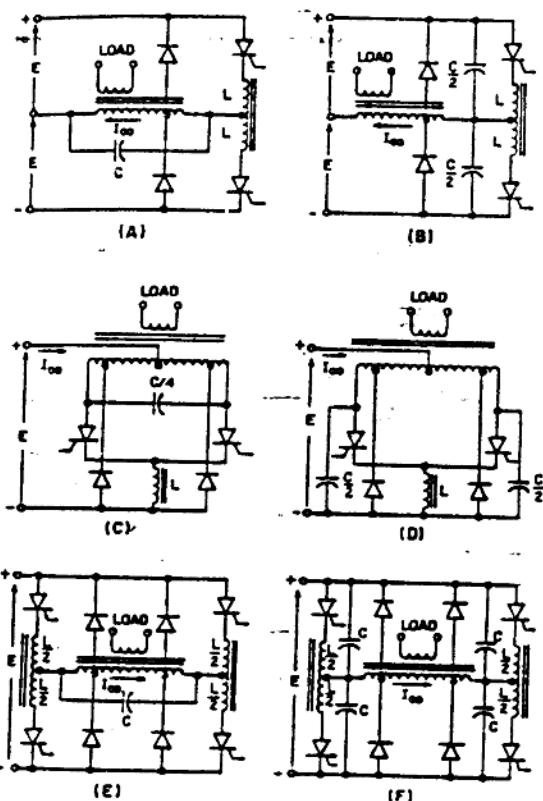


图 4 可供选择的逆变器拓扑

辅助脉冲换相逆变器

开始由 R.E.Morgan 从事该逆变器的研究，当时他采用一饱和电抗器来控制 dc/dc 斩波器中晶闸管的开通时间和换相，见图 5。这种磁性元件和半导体器件相结合的电路是受早期的采用饱和变压器进行控制的晶体管逆变器（所谓的 Royer 电

路)的启发得出的。Morgan 斩波器的输出是通过调节频率,从而调节通/断时间来控制的,这种控制方式称之为“时间比控制”,但现在通常称之为“占空比控制”。Morgan 先生产生电路的方法大部分是凭经验,并且有独到之处。他发现,如图 6,给晶闸管直接反并联一只二极管,可使输出电压的控制变得对负载电流极不灵敏,并且该续流二极管上的峰值电压大大减小。

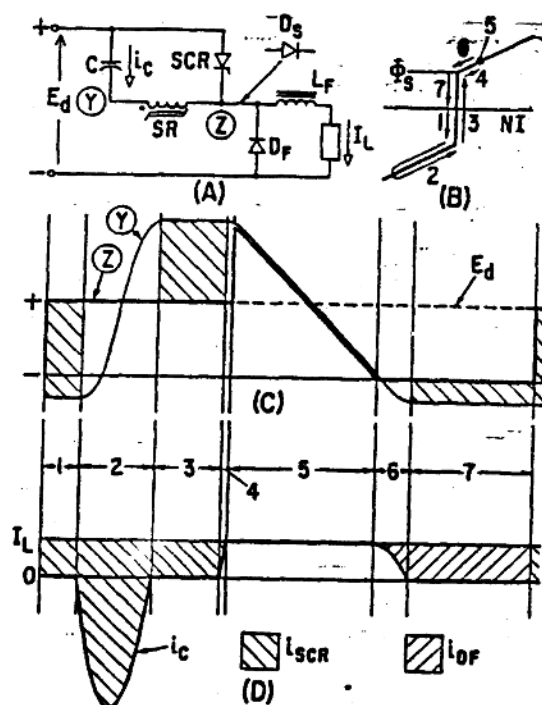


图 5 带饱和电抗器的直流斩波器
A) 电路图 B) 电抗器 SR 磁通-安-匝图
C) 电压波形 D) 电流波形

我再一次被要求详细地分析和比较这两种 Morgan 电路派生型的工作情况,并要研制出一种最佳设计程序。在图 6 所示的带有反并联二极管的电路中,开通时间很显然主要取决于电抗器的饱和磁通,而换相脉冲波形取决于饱和后的电感。根据以往有关磁性放大器的经验,饱和后的电感常作为次级效应而被忽略。在该斩波电路中,电抗器的这两个参数的相互影响对整体设计的灵活性限

制极大,导致某些电抗器结构异常。由于该电抗器充分地驱于饱和,铁芯损耗的发热就是个问题,对于高频运行,需要昂贵的铁芯材料(50%镍-50%铁薄带状圆环)。

A)~D)如图 5。

在研究波形中我发现,用一线性电抗器代替饱和电抗器,并如图 7 所示,将其与反并联的一对晶闸管串联,该电抗器就可起到双重作用。这就使定时功能(无限制地由晶闸管确定)与换相脉冲形成功能(由电感确定)完全脱离。而且,电感足够小,成空芯的,克服了铁芯发热和成本问题。同时,如图 8 所示,用一二极管取代其中一只辅助晶闸管,可使电路简化;使换相电容上电荷反向的电流脉冲,也可根据哪一个辅助器件是二极管,在“开通”时间的开始或末了加上。在任何一种情况下,反向充电脉冲都通过主晶闸管及辅助器件,这被看作是个缺点,因为对主晶闸管要求格外高的电流额定值。在以后的斩波电路中,将反向充电通路与主负载通路相并联,使这一问题得到克服。

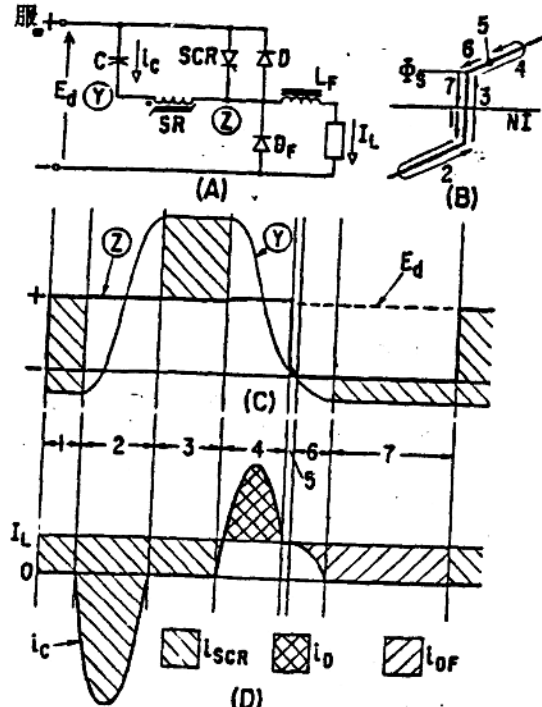


图 6 带反并联二极管的直流斩波器

再往后我想到：将互补主晶闸管跨接到该斩波器中的续流二极管上就可将这种电路改为一逆变电路；同时想到一个主晶闸管的换相电流脉冲应能起互补器件反向充电脉冲的作用。我研究出的第一种电路如图 9 所示，是由图 7 派生出来的。分析表明这确实是一种有效的逆变器，换相电容和电感都比前面电路中的要小，无积累的能量，对辅助晶闸管与主晶闸管开通时间的延迟要求不严，并且可以固定。这个电路后来广泛用于大功率驱动。然而，换相脉冲不能完全使电容上的电荷反向，必须有另外一个较大的脉冲在每个主晶闸管开通时通过它以及通过辅助晶闸管。

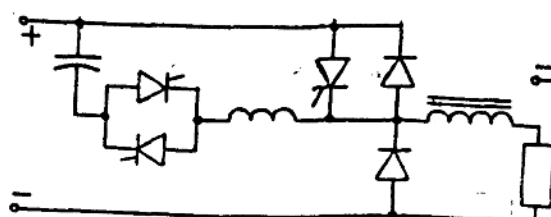


图 7 由反并联晶闸管换相的直流斩波器

在图 8 的斩波电路中，电容和反并联辅助半导体器件的位置与图 7 的作了相应地调换。由于它们是串联的，所以对电路的工作无影响。这种电路结构与其互补型相合并产生图 10 的逆变器，在该逆变器中，由于二极管没有必要而去掉。在该电路中，换相脉冲完全使电容上的电荷反向，并且由于通过进入相主晶闸管的另一个脉冲小得多损耗减小。据发现，由于开关期间换相电感中贮存有能量，电容器上的电压作为负载电流的函数，上升超过直流电压，这被认为是个优点，因为换相能力可按需要而提高，便轻载时效率改善，并且电容的容量可以减小，特别是当以低压电源，如蓄电池作为动力时。通过调节谐振电路的品质因数（串接一电阻）以及主晶闸管间开通时延，就可控制电压的增加量。

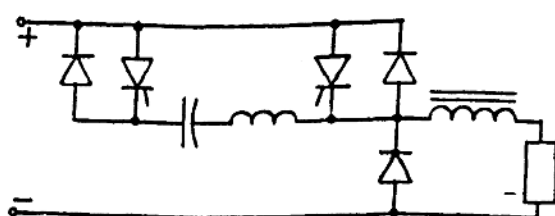


图 8 由反并联晶闸管/二极管换相的直流斩波器

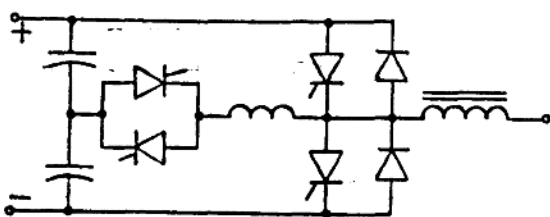


图 9 由图 7 派生的辅助脉冲换相逆变器

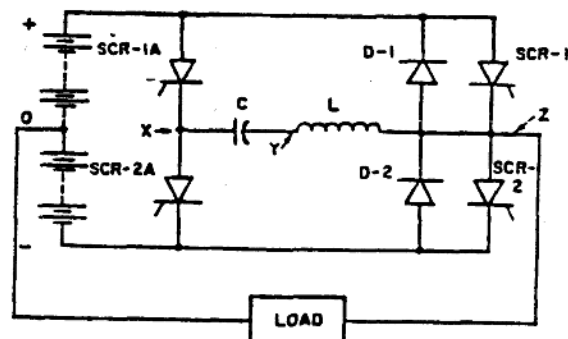


图 10 由图 8 派生的辅助脉冲换相逆变器

对图 9 和图 10 所示的两种辅助脉冲换相电路于 1960 年进行了分析和评估，采用同一实验电路板硬件，全控半桥式结构，准矩形波电压控制，频率范围为 50Hz~1kHz。将辅助晶闸管从图 9 的电路中去掉，得出图 11 所示的高频逆变器，以几乎无延迟地控制实验电路板上的辅助晶闸管，达到 5kHz，获得了等效工作情况。两种逆

变器都可能工作方式基本相同的。类似图 4 的若干种可供选择的电路结构。后来发现图 9 和图 11 所示的中心抽头变压器方案在 1935 年采用充气管 / 蒸汽管时已研制成功。换相电路在变压器的次级侧。

第一本晶闸管制造厂技术数据手册中无 di/dt 或 dv/dt 极限，所以这两个参数被忽略。对电路的最初分析是在无 di/dt 限制电感或吸收电路的情况下进行的。实际上，不久就认识到这种限制是需要的，所以在我们的电路中总是包含有串联电感和分路电容吸收电路。Bedford 先生关于充气管 / 蒸汽管类似极限的经验对于设计适当的吸收电路是非常宝贵的。在图 9-11 采用反并联二极管的电路中，极低反向电压之后紧接着极高的 dv/dt 给晶闸管上加了一个繁重的关断负载，这与相控整流器和图 1、3、4 所示的那些类型逆变器中所受的普通应力是不同的。晶闸管的及早损坏使得研制出了一种新型的该工作方式关断试验器。人们认识到，为了减小危险处的杂散布线电感，需要对电路作精细的布局，即需要偏振吸收电路。

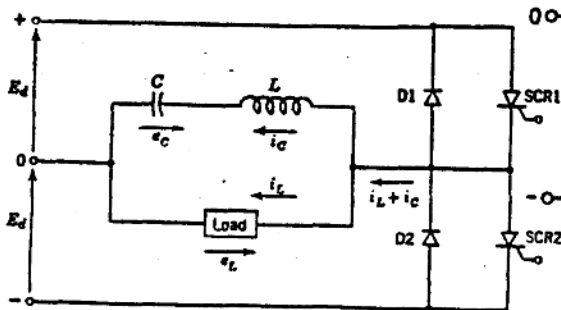


图 11 由图 9 派生出的高频逆变器

更详细的研究得出如下结论： di/dt 限制电感的量应与换相电感的相当，因此图 9 的现代型式就是图 12 中的逆变器。同样，图 10 的现代型式是图 13 中的电路。这里，如图 8 所示，给辅助晶闸管上跨接一反并联二极管，并用一电阻来耗散换相电感中吸收

的能量。其它工程师还作了这样的改进：让电容电压放电到直流电源电压的电平，采用高的电源电压，换相电压的任何增加都成了一个缺点，特别是其增加量难于控制。为了进一步使其性能最佳化，理想的是调节作为负载电流和直流电压函数的主辅晶闸管开通时间的延迟。这种形式的电路特别是对 PWM 驱动非常受欢迎，并且在强迫换相晶闸管逆变器中尺寸最小。我是这样认为的。

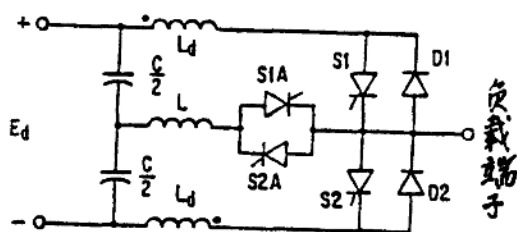


图 12 图 9 所示逆变器的现代形式

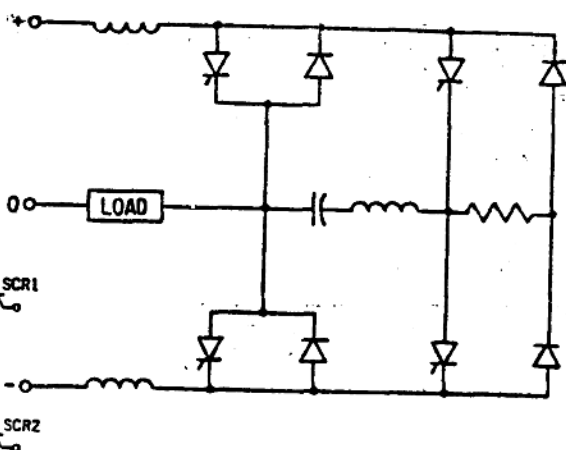


图 13 图 10 中逆变器的现代型式

其它的脉冲换相逆变器

尽管电路体积较小，但辅助晶闸管额外的费用和控制复杂化对某些用途却是个缺点。一对晶闸管（反并联二极管直接跨接在其上）间采用互补换相的电路被认为是理想的，举行了一次小组会议研究这种电路结构的设计，得出了具有 Bedford 先生提出的一

些临界特性的电路，见图 14。尽管为了回收积累的能量需要一个带高压次级绕组的“拉线”式电抗器和二极管，但这种电路结构已为阶梯波 UPS 和类似用途所采用。我对该电路进行了分析，并推荐出一种改进型电路，在该电路中，辅助脉冲发生器为逆变器各个相位所公有，换相脉冲通过电抗器的二次绕组来耦合。然而，脉冲发生器要求长的恢复时间，这就限制了频率且不能用于许多用途。

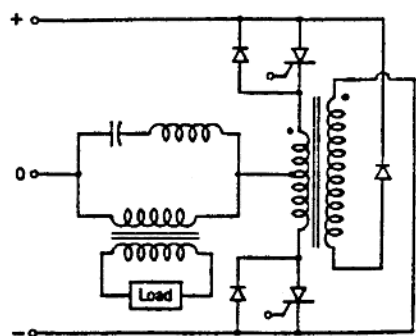


图 14 带拉线式电抗器的互补脉冲换相逆变器，反并联二极管直接跨接到晶闸管上

晶闸管出现之后，北美、欧洲、日本许多工程师也开始了逆变器的研究。若干年之内设计出了许许多多不同的电压型逆变器换相电路，较老式的电路也得到了改进。当时在某些大功率用途中普遍采用了这样一种电路：采用辅助晶闸管，无积累能量，而对图 3 电路可不太费力的方式关断晶闸管。在较低功率电平下，直流输入换相为某些人所喜爱，采用单一换相电路使直流干线电压反向和关断多相桥中的所有晶闸管，然而，为电压型逆变器而研制的许多电路拓扑表明无有一种电路是完全令人满意的，也没有一种电路获得了优先地位。主要针对大功率驱动，

电流型逆变器同时得到了发展。这里，一种电路似乎已成为了标准电路，我将其称之为自动顺序换相逆变器电路。许多其它电路不在此赘叙。

结论

大约在晶闸管出现的同时（五十年代后期）为音频输出放大器而研制的双极功率晶体管开始用于开关式工作，如直流控制器、电压调节器和低功率逆变器。这些大部分

是为航天应用设计的，其一次电源为直流蓄电池、燃料电池或太阳能电池，这里体积和重是非常重要的，他们的减小支配着成本。变压器、电感器和滤波电容的重量占功率交流器重量的一大部分，通过高频运行可使其得以减小。所以，开始了向更高频率的迈进，于是研制出了专用于开关式运行的、导电损耗小的和开关损耗低的器件。

由于晶体管是自关断器件，它们可以代替晶闸管用于逆变器和直流斩波器，因为晶闸管随着其容量的加大需要换相电路。在六十年代早期，大约 1KW 以下逆变器中双极晶体管取代了晶闸管，目前接近 1MW。80 年代，超过这一功率，GTO 代替了需要换相电路的普通晶闸管，虽然总的性能上无多大改进。然而，随着自关断器件变得越来越大和工作频率越来越高，其吸收电路中积累的能量损耗成了个问题，目前正在开发一种与某些采用辅助开关的晶闸管换相电路（如图 9）相类似的无损耗谐振吸收电路。这种谐振式直流环节逆变器与采用直流输入换相的晶闸管逆变器相类似，干线电压周期性地减到零，所以某些老的技术继续以新的姿态被采用着。

（郭彩霞译 吴济钧校）

低成本大功率有源滤波器

[日] Isao Takahashi 等

摘要: 随着整流器之类非线性负载的增多, 电力线的谐波成为严重的问题。采用 L-C 调谐滤波器来消除谐波, 但是受各种因素的影响, 滤波器不能设计得完全达到预定的特性。另一方面, 采用 PWM 的有源滤波器正被使用, 但由于需要高速、大功率 PWM 逆变器系统以及成本高, 使用有些困难。本文介绍了一种新的有源滤波器系统, 它将逆变器和 L-C 调谐器连在一起, 以解决上述问题。

前言

不久的将来, 静止功率变流器产生的谐波将成为输电线的严重问题。因为电容-输入二极管整流器负载的使用, 不仅在大容量工业领域增多, 而且在小容量家用电器设备中增多。为了消除这些谐波, 采用具有 5 次、7 次... 谐振频率的 L-C 调谐滤波器来旁路这些谐波分量。但是旁路能力受抑制滤波器 L-C 振荡的阻尼电阻的限制, 由高频 PWM 变流器构成的有源滤波器对消除这些分量是十分理想的, 但是既使在大功率系统中, 其成本也将是 L-C 滤波器的几倍。本文介绍了用于直流输电系统的廉价大功率有源滤波器。对大功率应用来说, 它具有有源滤波器的能力和低的价格。这些有源滤波器的主电路由普通 L-C 滤波器与矩形波电压逆变器串联组成。控制逆变器的电压, 以消除 L-C 滤波器内部电阻的压降。故滤波器的 Q 因素似乎无限大, 但由于控制逆变器的电压, 仍有抑制作用。谐波的计算和控制由 DSP(TMS32010)完成。控制所需的计算时间不到 5ms, 能够补偿闪变。实验系统采用了两个三相 5 次、7 次调谐滤波器, 得到了电压畸变低于 1% 的好结果。对闪变负载, 同样也得到了抑制效果和良好的特性。

普通 L-C 滤波器和有源滤波器

为了消除电力线的谐波, 通常采用 L-C 调谐滤波器, 等效电路见图 1。如果滤波器设计得对目标谐波具有低的阻抗以致使它们旁路, 则流过电感为 L 的电力线的谐波可以完全被抑制。但是事实上, 当负载变化时, 存在阻尼电阻阻止延伸振荡的现象。因此, 由于 L 和 C 阻尼电阻的缘故, L-C 调谐滤波器的补偿作用不能完全得以实现, 而且存在以下问题:

- 补偿性能随线阻抗而变
- 改变线频率, 补偿作用下降
- 可能发生线阻抗和滤波器之间的串联谐振或负载阻抗和滤波器之间的并联谐振。

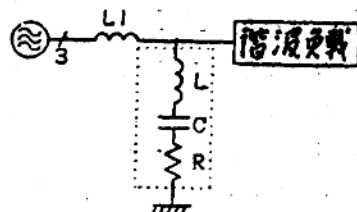


图 1 L-C 调谐滤波器

另一方面, 正在积极研究采用 PWM 逆变器的有源滤波器。这种滤波器的原理是抵消负载的谐波电流, 对应于检测到的负载电流谐波分量, 相反地控制逆变器电流, 如图 2 所示。如果能十分理想地控制 PWM 逆变器, 则作为 L-C 调谐滤波器没有什么问题, 在宽的频率范围内产生有效的结果。但是为了得到良好的特性, 逆变器必须具有大的功率和快速控制能力。由于下述原因, 在大功率领域实际应用十分困难。

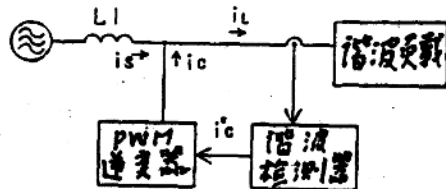


图 2 普通有源滤波器

- 制造大功率快速可控 PWM 逆变器

较困难

- 装置较贵
- 高频时损耗变大
- 高频开关产生的谐振带来新的问题

系统的补偿原理

这是一种新的将 L-C 调谐滤波器与逆变器连接在一起的有源滤波器。这一系统使廉价、大功率成为可能，可以解决 L-C 调谐滤波器和有源滤波器所产生的问题。

图 3 示出了该系统的原理图。如前所述，仅采用 L-C 调谐滤波器不能完全消除谐波，因为存在阻尼电阻，所以在 L-C 调谐滤波器上串联逆变器，用它来消除这些电阻上的压降，谐波的阻抗可以理想地为零，因此这种滤波器的 Q 因子近似为无限。这种滤波器的功能相当于短路电路（图 4），所以负载电压所含的谐波也可为零。对于负载变化，逆变器起阻尼的作用，补偿特性不受线阻抗的影响。由于逆变器对 L-C 滤波器上的阻抗下降能很快地作出响应，所以，即使线频率变化，在逆变器容量范围内补偿效果没有问题。

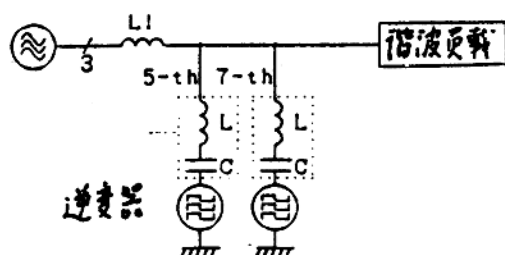


图 3 该系统原理图

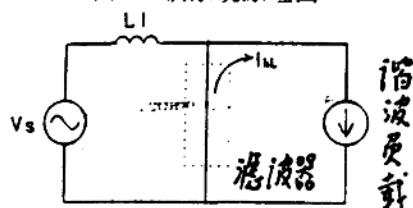


图 4 谐波等效电路

每个高 Q 值 L-C 调谐滤波器分别串联一个逆变器，因此可采用简单的矩形波逆变器，只需控制逆变器的电压大小和相位就可

消除电力线谐波，例如，5 次和 7 次谐波开关频率分别仅为 250Hz 和 350Hz。这意味着逆变器采用 GTO 之类的大功率器件以及降低损耗较容易。此外，通过串联连接逆变器，L-C 调谐滤波器可以消除矩形波产生的附加谐波，这一系统的逆变器功率可以很大，逆变器的容量将在 L-C 调谐滤波器容量的 1% 以下。控制电路也简单，所以能满足廉价、极大功率应用的需要。

系统的电路结构

主电路

图 5 示出这一系统的主电路结构，6 阶逆变器分别与三相 5 次和 7 次 L-C 调谐滤波器的中性点相连。由于开关频率不高，可采用 GTO 之类的大功率器件。

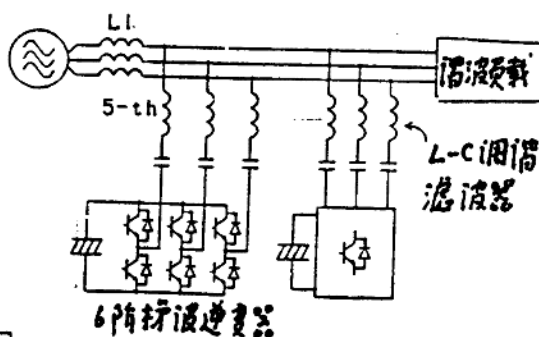


图 5 主电路

控制系统的结构

图 6 示出整个控制系统的方框图。首先，检测负载的电压波形，由 DSP(TMS32010)进行快速付里叶变换 (FFT, DPS 不光进行 FFT, 还进行简单的控制计算。逆变器控制电路得到有关幅值、相位的矩形波门极驱动信号。负载电压由 3 相变为 2 相之后，经 A/D 变换器由模拟变为数字，消除基波分量的数字陷波滤波器对提高 A-D 变流器的精度十分有效。所以施加于 A-D 变换器的只是谐波分量，8 位足以满足精度。通用的模拟或数字式谐波滤波器对谐波有一个相移问题，但是图 7 所示的滤波器不改变信号相位，因为去除的仅仅是与负载电压波形同步的正弦波，这个

波由差动放大器和正弦波发生器组成的锁相环 (PLL) 来检测。为了控制正弦波的幅值, 采用了基波 FFT 结果, 它与 DPS 形成 PI 反馈环。静态时 A-D 的输入幅值很小, 所以即使被调波有很小的变化也没有问题。由于补偿的仅仅是谐波, 所以即使完成了 A-D 转换, 这一陷波滤波器也不会影响补偿能力。完成 FFT 之后, DSP 向每个逆变器发出有关幅值和相位的指令, 直流环节电压决定逆变器输出电压大小, 所以在控制幅值方面, 只需通过基波调节矩形脉冲宽度, 控制有源功率, 就能控制直流电容的电压。

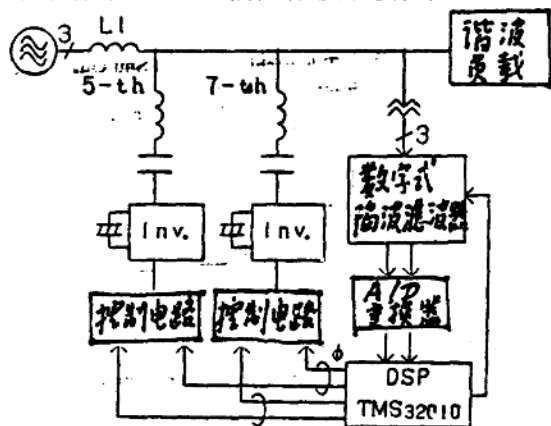


图 6 系统结构

数字陷波滤波器

图 7 示出本系统所用的数字陷波滤波器的原理。采用它是为了得到更精确的转换结果。三相负载电压可以被转换成 d-q 轴的二相电压, 两个基波分量分别是含基波频率的正弦和余弦波, 因此, 它们将被从转换为

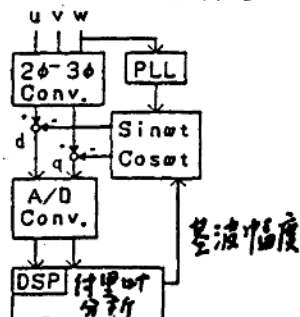


图 7 数字式陷波滤波器

二相的负载电压波形中去除, 结果只剩下谐

波。因而可提高 A-D 变换器的精度。经 PLL, 正弦和余弦两个波与负载电压同步。通过 DSP 控制这些波的幅值就能将其调节到基波。DSP 采用 FFT 的结果, 用 PI 因子来调节。

逆变器控制电路

对于幅值和相位, 逆变器控制电路有二个功能。本质上, 逆变器是用来产生具有目标谐波频率的矩形波。为了把相控和幅控结合在一起, 电路比较了三角波和基波。相控时产生三角波, 它具有 n 次与基波同步的频率。幅控时, 仍由 DSP 控制基波的幅值。比较器的输出是可调的矩形波, 其脉宽由 n 次三角波与正弦基波比较来决定。因此, 通过改变由基波电容电流固定的基波幅值, 则能控制有功功率。出可改变逆变器的直流电压, 如果正弦波幅值为零, 则 n 次输出波没有调制。

DSP 控制器

DSP 操纵逆变器控制电路的所有过程, 如 FFT, 陷波滤波器的数字控制, 逆变器控制电路的 PI 调节, 并从 A-D 变换器读出波形数据。

这里介绍的是三相离散付里叶变换 (DFT)。对单相波, N 点 DFT 由式 (1) 给出:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j2\pi nk/N) \quad \dots (1) \quad (k=0, 1, \dots, N-1)$$

其中 $X(K)$ 是 $(K-N/2)$ 次频率的结果。这时, 采样数据 $X(n)$ 是实数, $X(K-N/2)$ 和 $X(-K+N/2)$ 是共轭关系, 是频率相同, 相位例转的两个分量。但是这里是和三相一起计算的。采用空间矢量把三相转换为二相, 三相波可分为正交坐标的实数部分和虚数部分。一个周期的采样数据 $Z(11)$ 可以用实数和虚数 $Z(n) = X(n) + jy(n)$ 来表示。对复杂平面上旋转的矢量, DFT 由下式给出:

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z(n) \exp(-j2\pi nk/N) \quad \dots (2)$$

$$= \sum_{n=0}^N x(n) \exp(-j2\pi nk/N) + j \sum_{n=1}^N y(n) \exp(-j2\pi nk/N) \\ = X(k) + jY(k)$$

式中 $X(k)$, $y(k)$ 分别是取样数据实数部分 $x(n)$ 和虚数部分 $y(n)$ 的 DFT 结果。DSP 采用二—十进制频率计算系统 (DIF) FFT 蝶形算法计算等式 (2)。式 (2) 可用下式表示:

$$Z(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z(n) W_N^{nk} \\ = \sum_{n=0}^{N/2-1} z(n) W_N^{nk} + W_N^{(N/2)k} \sum_{n=0}^{N/2-1} z(n+N/2) W_N^{nk} \quad \dots (3)$$

其中 $W_N = \exp(-j2\pi/N)$, W_N 是旋转因子, 更进一步, 式 (3) 可按偶数和奇数表示为:

$$Z(2r) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \{z(n) + z(n+N/2)\} W_{N/2}^{nr} = \sum_{n=0}^{N/2-1} P(n) W_{N/2}^{nr} \\ Z(2r+1) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \{z(n) - z(n+N/2)\} W_{N/2}^{nr} = \sum_{n=0}^{N/2-1} Q(n) W_{N/2}^{nr} \quad \dots (4)$$

式中 $P(n) = Z(n) + Z(n+N/2)$, $Q(n) = (Z(n) - Z(n+N/2)) W_N^{n/2}$, 所以 N 点 DFT 可以分解为二个 $N/2$ 点的 DFT, 分解可以反复进行, 直到 2 点 DFT, 最后, 如图 9 所示, FFT 可以通过重复 2 点蝶形计算来完成。

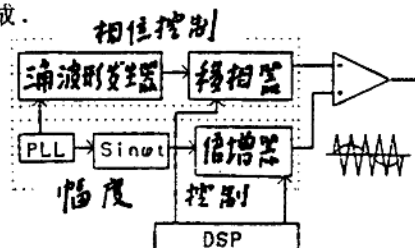
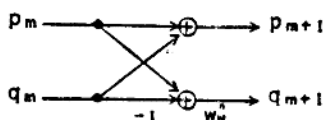


图 8 逆变器控制电路



$$p_{m+1} = p_m + q_m \\ q_{m+1} = (p_m - q_m) W_N^{n/2}$$

图 9 二—十进制频率计算系统 FFT 蝶形算法

DSP 的控制流程如图 10 所示。系统启动时, 设定输入数字陷波滤波器幅值和相位

的初始值以防止 A-D 变换器饱和。为了得到一个周期 128 个点, A/D 变换器的时钟频率为 6.8KHz, 与电源同步, DSP 储存每个周期的数据。

接着 DSP 开始 FFT 计算, 求得每个序次频率的幅值和相位。FFT 的计算时间约为 4ms。PI 调节, 使每一个被计算的谐波为零, 对要在数字陷波滤波器消除的基波也进行类似的调节, 这些信号通过 I/O 输入到逆变器控制电路和数字陷波滤波器。实验中上述所有控制过程在 40ms 时间内完成。

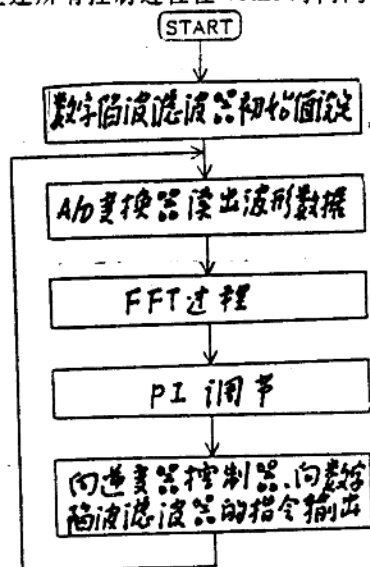


图 10 DSP 控制流程

实验结果

静态补偿特性

对电容输入整流器负载做了补偿特性的实验。线—线电压为 220V, 线电流 14A, 线电抗 3mH (0.1pu)。图 11(a) 示出补偿前的线—线电压波形, 以及它的频谱。畸变因子大于 25%。图 11(b) 是只采用 L-C 滤波器的补偿结果, 畸变因子减小了约 8%。图 11(c) 是所介绍的有源滤波器的补偿结果, 谐波畸变因子小于 0.3%, 电压波形极佳。图 13 是补偿前后的线电流波形, 补偿后 40% 以上的谐波畸变被抑制在 0.5% 以下。

闪变负载的补偿特性

给出了闪变负载的瞬态特性。采用图

12 示出的电路来做闪变实验。当晶体管导通时，电路流过 50A 左右的电流至负载。晶体管开和关动作有一个 4 或 10Hz 的周期。图 14(a)示出闪变负载的电压波形畸变，图 14(b)是只采用 L-C 滤波器的结果，

图 14(c)是采用本系统的补偿结果，大约 2 个周期之后补偿才变得完满。在开始 2 周时，由波形可观察到阻尼效应。通过这一实验，可以肯定系统对闪变负载有良好的特性。

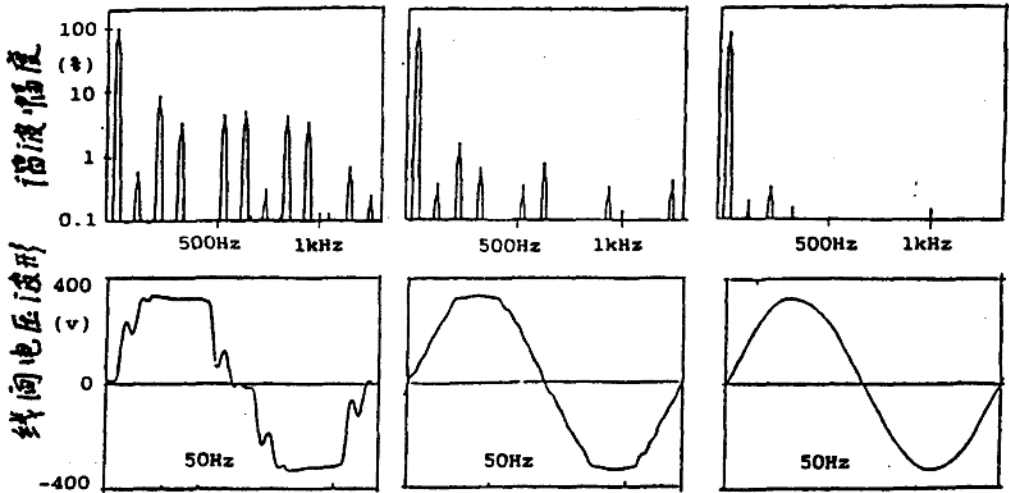


图 11 稳态时电压补偿特性

a) 补偿前 b) 只用 L-C 滤波器 c) 推荐系统

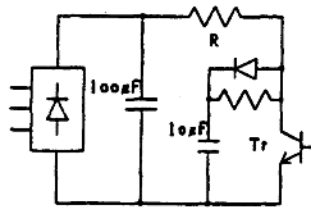


图 12 闪变试验电路

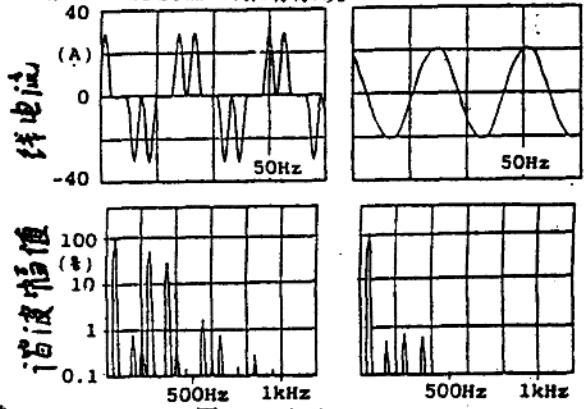


图 13 电流补偿特性

a) 补偿前 b) 补偿后

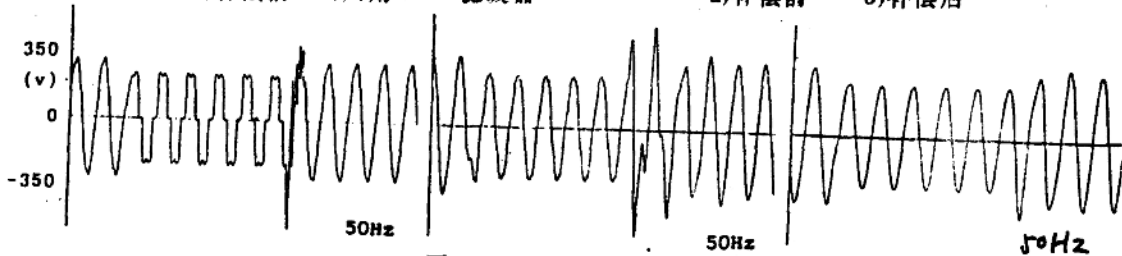


图 14 闪变负载补偿特性

a) 补偿前 b) 只用 L-C 滤波器 c) 推荐系统 (俞萃译 郭彩霞校)