

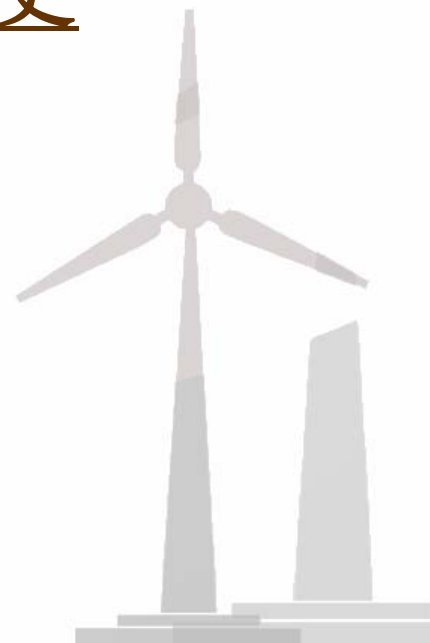
第1章 绪论

1.1 什么是电力电子技术

1.2 电力电子技术的发展史

1.3 电力电子技术的应用

1.4 本教材的内容简介





1.1 什么是电力电子技术

■ 电力电子技术的概念

◆ 可以认为，所谓电力电子技术就是应用于**电力**领域的**电子**技术。

👉 电力电子技术中所变换的“电力”有区别于“电力系统”所指的“电力”，后者特指电力网的“电力”，前者则更一般些。

👉 电子技术包括信息电子技术和电力电子技术两大分支。通常所说的模拟电子技术和数字电子技术都属于信息电子技术。





1.1 什么是电力电子技术

◆具体地说，电力电子技术就是使用**电力电子器件**对**电能**进行**变换**和**控制**的技术。

👉电力电子器件的制造技术是电力电子技术的基础。

👉变流技术则是电力电子技术的核心。

表1-1 电力变换的种类

输出 \ 输入	交流（AC）	直流（DC）
直流（DC）	整流	直流斩波
交流（AC）	交流电力控制 变频、变相	逆变



1.1 什么是电力电子技术

■ 电力电子学

◆ 美国学者W. Newell认为电力电子学是由**电力学**、**电子学**和**控制理论**三个学科交叉而形成的。

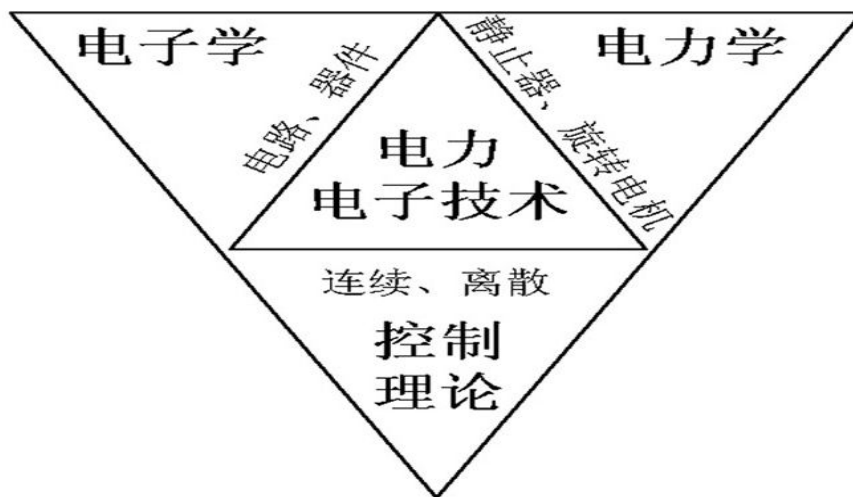


图1-1 描述电力电子学的倒三角形



1.1 什么是电力电子技术

👉 电力电子技术和电子学

电力电子器件的制造技术和用于信息变换的电子器件制造技术的理论基础（都是基于半导体理论）是一样的，其大多数工艺也是相同的。

电力电子电路和信息电子电路的许多分析方法也是一致的。

👉 电力电子技术和电力学

电力电子技术广泛用于电气工程中，这是电力电子学和电力学的主要关系。



1.1 什么是电力电子技术

各种电力电子装置广泛应用于高压直流输电、静止无功补偿、电力机车牵引、交直流电力传动、电解、励磁、电加热、高性能交直流电源等之中，因此，无论是国内国外，通常都把电力电子技术归属于电气工程学科。在我国，电力电子与电力传动是电气工程的一个二级学科。图1-2用两个三角形对电气工程进行了描述。其中大三角形描述了电气工程一级学科和其他学科的关系，小三角形则描述了电气工程一级学科内各二级学科的关系。

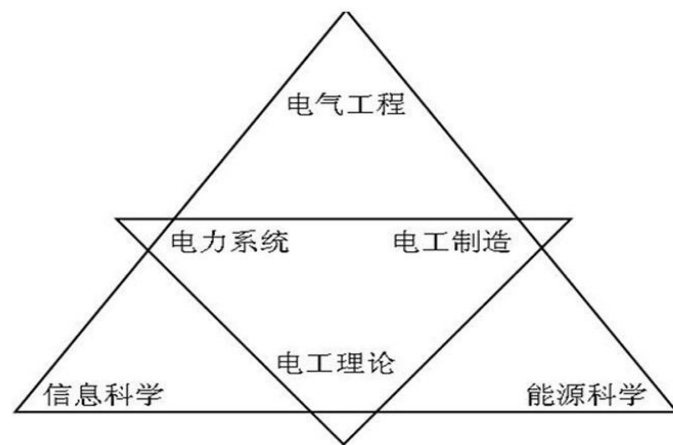


图1-2 电气工程的双三角形描述



1.1 什么是电力电子技术

👉 电力电子技术和控制理论

控制理论广泛用于电力电子技术中，它使电力电子装置和系统的性能不断满足人们日益增长的各种需求。电力电子技术可以看成是弱电控制强电的技术，是弱电和强电之间的接口。而控制理论则是实现这种接口的一条强有力的纽带。

另外，控制理论是自动化技术的理论基础，二者密不可分，而电力电子装置则是自动化技术的基础元件和重要支撑技术。



1.2 电力电子技术的发展史

■ 电力电子技术的发展史

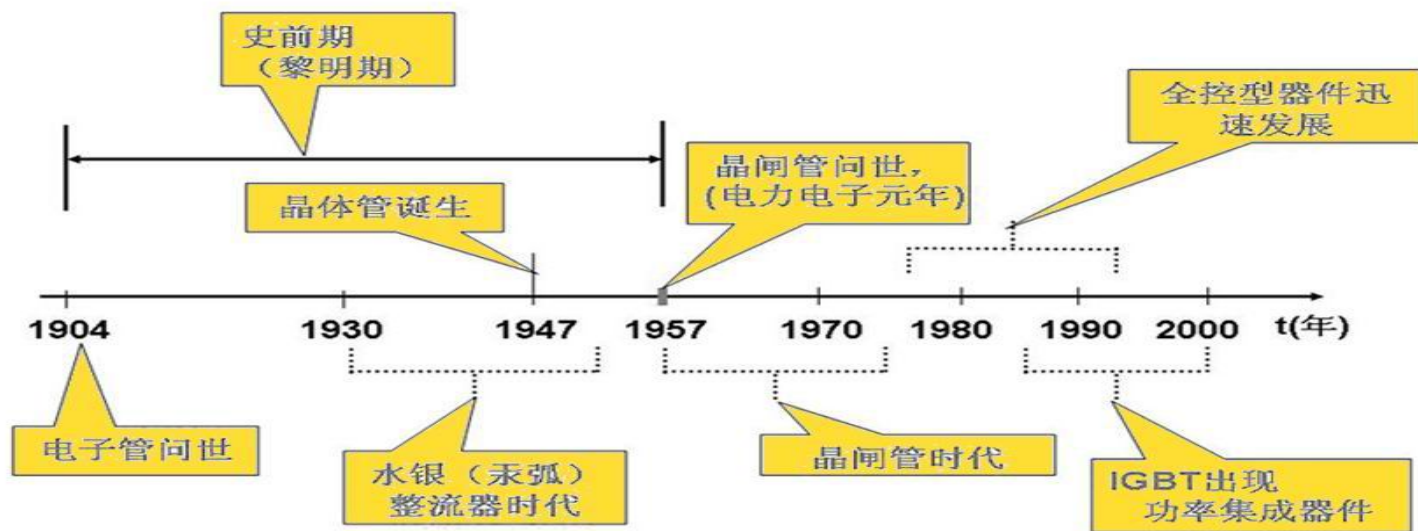


图1-3 电力电子技术的发展史

◆ 一般认为，电力电子技术的诞生是以**1957年**美国通用电气公司研制出第一个**晶闸管**为标志的。





1.2 电力电子技术的发展史

◆ 晶闸管出现前的时期可称为电力电子技术的史前期或黎明期。

👉 1904年出现了**电子管**，它能在真空中对电子流进行控制，并应用于通信和无线电，从而开启了电子技术用于电力领域的先河。

👉 20世纪30年代到50年代，**水银整流器**广泛用于电化学工业、电气铁道直流变电所以及轧钢用直流电动机的传动，甚至用于直流输电。这一时期，各种整流电路、逆变电路、周波变流电路的理论已经发展成熟并广为应用。在这一时期，也应用**直流发电机组**来变流。

👉 1947年美国著名的贝尔实验室发明了**晶体管**，引发了电子技术的一场革命。



1.2 电力电子技术的发展史

◆ 晶闸管时代

👉 **晶闸管** 由于其优越的电气性能和控制性能，使之很快就取代了水银整流器和旋转变流机组，并且其应用范围也迅速扩大。电力电子技术的概念和基础就是由于晶闸管及晶闸管变流技术的发展而确立的。

👉 晶闸管是通过对门极的控制能够使其导通而不能使其关断的器件，属于**半控型器件**。对晶闸管电路的控制方式主要是相位控制方式，简称**相控方式**。晶闸管的关断通常依靠电网电压等外部条件来实现。这就使得晶闸管的应用受到了很大的局限。



1.2 电力电子技术的发展史

◆ 全控型器件和电力电子集成电路（PIC）

👉 70年代后期，以门极可关断晶闸管（GTO）、电力双极型晶体管（BJT）和电力场效应晶体管（Power-MOSFET）为代表的全控型器件迅速发展。全控型器件的特点是，通过对门极（基极、栅极）的控制既可使其开通又可使其关断。

👉 采用全控型器件的电路的主要控制方式为脉冲宽度调制（PWM）方式。相对于相位控制方式，可称之为斩波控制方式，简称斩控方式。

👉 在80年代后期，以绝缘栅极双极型晶体管（IGBT）为代表的复合型器件异军突起。它是MOSFET和BJT的复合，综合了两者的优点。与此相对，MOS控制晶闸管（MCT）和集成门极换流晶闸管（IGCT）复合了MOSFET和GTO。



1.2 电力电子技术的发展史

👉把驱动、控制、保护电路和电力电子器件集成在一起，构成电力电子集成电路（PIC），这代表了电力电子技术发展的一个重要方向。电力电子集成技术包括以PIC为代表的单片集成技术、混合集成技术以及系统集成技术。

👉随着全控型电力电子器件的不断进步，电力电子电路的工作频率也不断提高。与此同时，软开关技术的应用在理论上可以使电力电子器件的开关损耗降为零，从而提高了电力电子装置的功率密度。



1.3 电力电子技术的应用

■ 电力电子技术的应用范围十分广泛。它不仅用于一般工业，也广泛用于交通运输、电力系统、通信系统、计算机系统、新能源系统等，在照明、空调等家用电器及其他领域中也有着广泛的应用。

◆ 一般工业

👉 工业中大量应用各种交直流电动机，都是用电力电子装置进行调速的。

👉 一些对调速性能要求不高的大型鼓风机等近年来也采用了变频装置，以达到节能的目的。





1.3 电力电子技术的应用

✎ 有些并不特别要求调速的电机为了避免起动时的电流冲击而采用了软起动装置，这种软起动装置也是电力电子装置。

✎ 电化学工业大量使用直流电源，电解铝、电解食盐水等都需要大容量整流电源。电镀装置也需要整流电源。

✎ 电力电子技术还大量用于冶金工业中的高频或中频感应加热电源、淬火电源及直流电弧炉电源等场合。



图1-4 AB变频器



1.3 电力电子技术的应用

◆ 交通运输

✎ 电气化铁道中广泛采用电力电子技术。电气机车中的直流机车中采用**整流装置**，交流机车采用**变频装置**。**直流斩波器**也广泛用于铁道车辆。在未来的磁悬浮列车中，电力电子技术更是一项关键技术。除牵引电机传动外，车辆中的各种**辅助电源**也都离不开电力电子技术。

✎ 电动汽车的电机依靠电力电子装置进行电力变换和驱动控制，其**蓄电池**的充电也离不开电力电子装置。一台高级汽车中需要许多控制电机，它们也要靠**变频器**和**斩波器**驱动并控制。

✎ 飞机、船舶和电梯都离不开电力电子技术。



1.3 电力电子技术的应用

◆ 电力系统

✎ 据估计，发达国家在用户最终使用的电能中，有**60%**以上的电能至少经过一次以上电力电子变流装置的处理。

✎ **直流输电**在长距离、大容量输电时有很大的优势，其送电端的**整流阀**和受电端的**逆变阀**都采用晶闸管变流装置，而轻型直流输电则主要采用全控型的**IGBT**器件。近年发展起来的**柔性交流输电（FACTS）**也是依靠电力电子装置才得以实现的。

✎ **晶闸管控制电抗器（TCR）、晶闸管投切电容器（TSC）、静止无功发生器（SVG）、有源电力滤波器（APF）**等电力电子装置大量用于电力系统的**无功补偿或谐波抑制**。在配电网系统，电力电子装置还可用于防止电网瞬时停电、瞬时电压跌落、闪变等，以进行**电能质量控制**，改善供电质量。

✎ 在变电所中，给操作系统提供可靠的交直流操作电源，给蓄电池充电等都需要电力电子装置。



1.3 电力电子技术的应用

Xi'an Jiaotong University



图1-5 中国南方电网公司安顺换流站



图1-6 静止无功发生器（上）和
晶闸管投切电容器（下）



1.3 电力电子技术的应用

◆ 电子装置用电源

👉 各种电子装置一般都需要不同电压等级的直流电源供电。通信设备中的程控交换机所用的直流电源以前用晶闸管整流电源，现在已改为采用全控型器件的**高频开关电源**。大型计算机所需的工作电源、微型计算机内部的电源现在也都采用**高频开关电源**。

👉 在大型计算机等场合，常常需要**不间断电源**（**Uninterruptible Power Supply__ UPS**）供电，不间断电源实际就是典型的电力电子装置。



1.3 电力电子技术的应用

◆ 家用电器

👉 电力电子照明电源体积小、发光效率高、可节省大量能源，正在逐步取代传统的白炽灯和日光灯。

👉 空调、电视机、音响设备、家用计算机，不少洗衣机、电冰箱、微波炉等电器也应用了电力电子技术。

◆ 其它

👉 航天飞行器中的各种电子仪器需要电源，载人航天器也离不开各种电源，这些都必需采用电力电子技术。

👉 抽水储能发电站的大型电动机需要用电力电子技术来起动和调速。超导储能是未来的一种储能方式，它需要强大的直流电源供电，这也离不开电力电子技术。



1.3 电力电子技术的应用

☞ 新能源、可再生能源发电比如风力发电、太阳能发电，需要用电力电子技术来缓冲能量和改善电能质量。当需要和电力系统联网时，更离不开电力电子技术。

☞ 核聚变反应堆在产生强大磁场和注入能量时，需要大容量的脉冲电源，这种电源就是电力电子装置。科学实验或某些特殊场合，常常需要一些特种电源，这也是电力电子技术的用武之地。



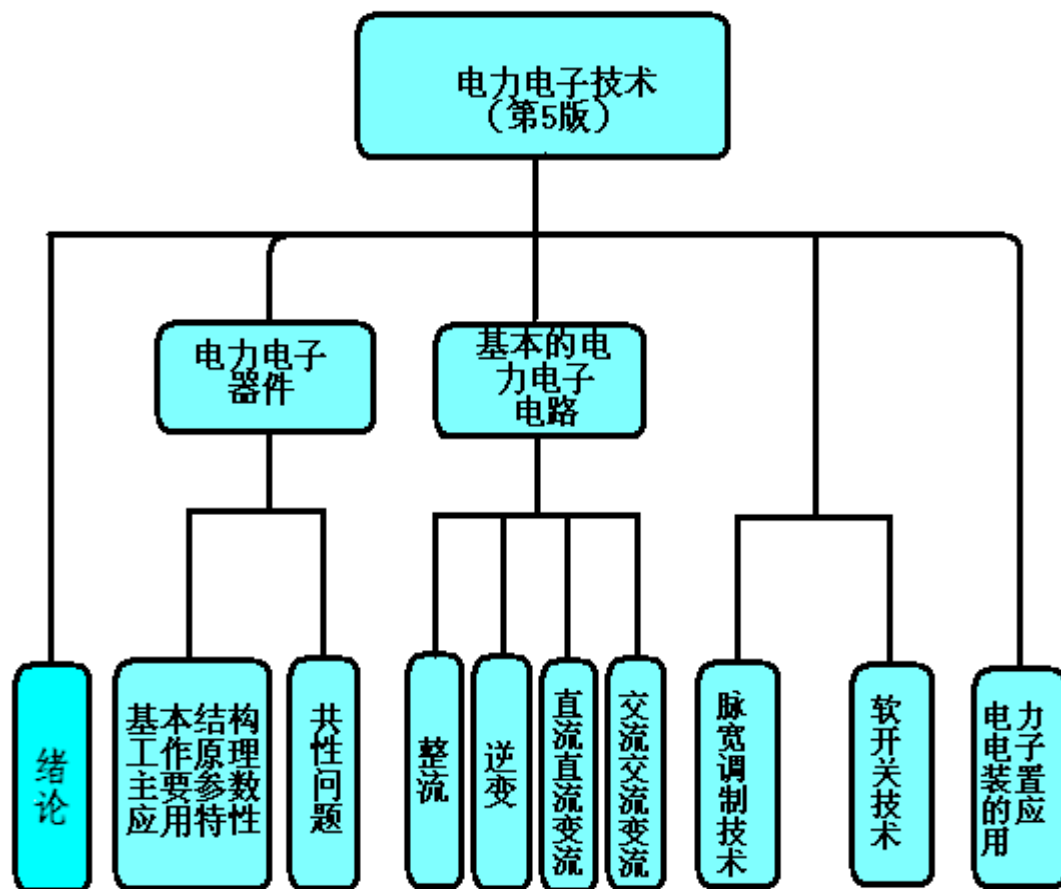
图1-7 风场

总之，电力电子技术的应用越来越广，其地位也越来越重要。



1.4 本教材的内容简介

■ 本教材的内容



第2章 电力电子器件

2.1 电力电子器件概述

2.2 不可控器件——电力二极管

2.3 半控型器件——晶闸管

2.4 典型全控型器件

2.5 其他新型电力电子器件

2.6 功率集成电路与集成电力电子模块

本章小结



引言

■ 模拟和数字电子电路的基础

——晶体管 and 集成电路等电子器件

电力电子电路的基础

——电力电子器件

■ 本章主要内容:

◆ 对电力电子器件的**概念**、**特点**和**分类**等问题作了简要概述。

◆ 分别介绍各种常用电力电子器件的**工作原理**、**基本特性**、**主要参数**以及选择和使用中应注意的一些问题。



2.1 电力电子器件概述

2.1.1 电力电子器件的概念和特征

2.1.2 应用电力电子器件的系统组成

2.1.3 电力电子器件的分类

2.1.4 本章内容和学习要点





2.1.1 电力电子器件的概念和特征

■ 电力电子器件的概念

◆ **电力电子器件 (Power Electronic Device)** 是指可直接用于处理电能的主电路中，实现电能的变换或控制的**电子器件**。

👉 **主电路**：在电气设备或电力系统中，直接承担电能的变换或控制任务的电路。

👉 广义上电力电子器件可分为电真空器件和半导体器件两类，目前往往专指电力半导体器件。



2.1.1 电力电子器件的概念和特征

■ 电力电子器件的特征

◆ 所能处理**电功率**的大小，也就是其承受电压和电流的能力，是其最重要的参数，一般都远大于处理信息的电子器件。

◆ 为了减小本身的损耗，提高效率，一般都工作在**开关状态**。

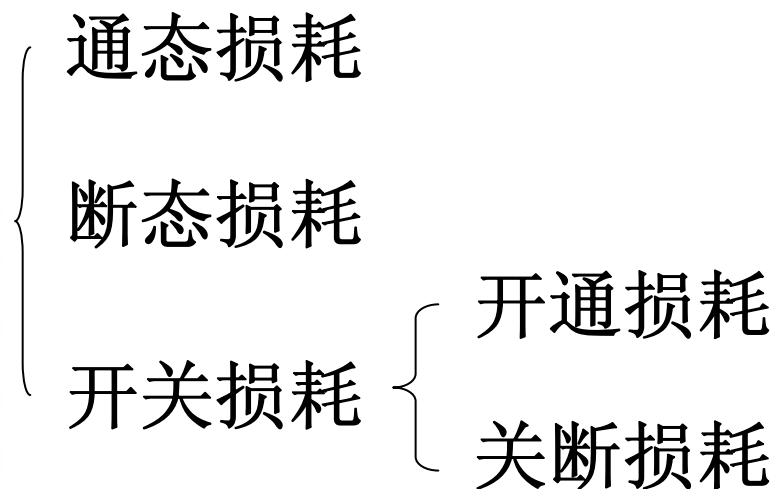
◆ 由信息电子电路来控制，而且需要**驱动电路**。

◆ 自身的**功率损耗**通常仍远大于信息电子器件，在其工作时一般都需要安装**散热器**。



2.1.1 电力电子器件的概念和特征

👉 电力电子器件的功率损耗



👉 **通态损耗**是电力电子器件功率损耗的主要成因。

👉 当器件的开关频率较高时，**开关损耗**会随之增大而可能成为器件功率损耗的主要因素。



2.1.2 应用电力电子器件的系统组成

■ 电力电子器件在实际应用中，一般是由**控制电路**、**驱动电路**和以电力电子器件为核心的**主电路**组成一个系统。

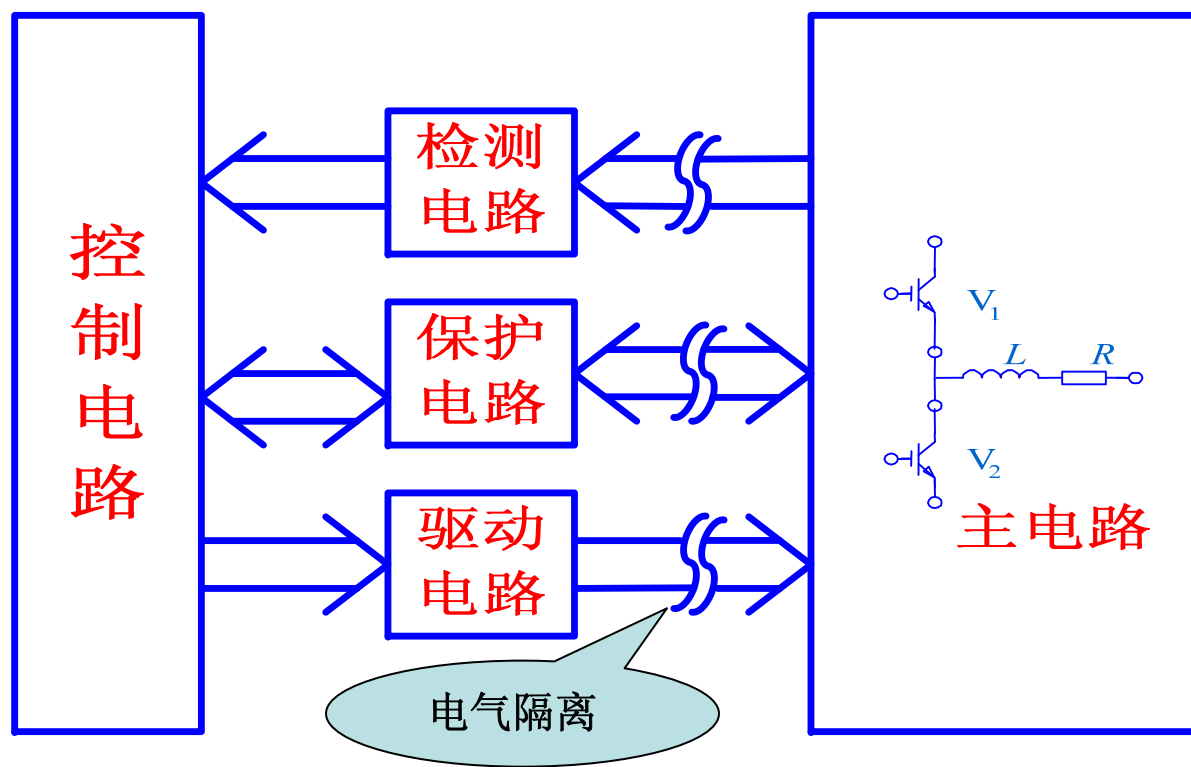


图2-1 电力电子器件在实际应用中的系统组成



2.1.3 电力电子器件的分类

■ 按照能够被控制电路信号所控制的程度

◆ 半控型器件

👉 主要是指晶闸管（**Thyristor**）及其大部分派生器件。

👉 器件的关断完全是由其在主电路中承受的电压和电流决定的。

◆ 全控型器件

👉 目前最常用的是 **IGBT**和**Power MOSFET**。

👉 通过控制信号既可以控制其导通，又可以控制其关断。

◆ 不可控器件

👉 **电力二极管（Power Diode）**

👉 不能用控制信号来控制其通断。



2.1.3 电力电子器件的分类

■ 按照驱动信号的性质

◆ 电流驱动型

👉 通过从控制端注入或者抽出**电流**来实现导通或者关断的控制。

◆ 电压驱动型

👉 仅通过在控制端和公共端之间施加一定的**电压**信号就可实现导通或者关断的控制。

■ 按照驱动信号的波形（电力二极管除外）

◆ 脉冲触发型

👉 通过在控制端施加一个电压或电流的**脉冲**信号来实现器件的开通或者关断的控制。

◆ 电平控制型

👉 必须通过**持续**在控制端和公共端之间施加一定电平的电压或电流信号来使器件开通并**维持**在导通状态或者关断并维持在阻断状态。



2.1.3 电力电子器件的分类

■ 按照载流子参与导电的情况

◆ 单极型器件

👉 由一种**载流子**参与导电。

◆ 双极型器件

👉 由**电子**和**空穴**两种载流子参与导电。

◆ 复合型器件

👉 由单极型器件和双极型器件集成混合而成，也称混合型器件。



2.1.4 本章内容和学习要点

■ 本章内容

◆ 按照不可控器件、半控型器件、典型全控型器件和其它新型器件的顺序，分别介绍各种电力电子器件的**工作原理、基本特性、主要参数**以及选择和使用中应注意的一些问题。

■ 学习要点

- ◆ 最重要的是掌握其**基本特性**。
- ◆ 掌握电力电子器件的**型号命名法**，以及其**参数和特性曲线**的使用方法。
- ◆ 了解电力电子器件的**半导体物理结构**和**基本工作原理**。
- ◆ 了解某些主电路中对其它电路元件的特殊要求。



2.2 不可控器件——电力二极管

2.2.1 PN结与电力二极管的工作原理

2.2.2 电力二极管的基本特性

2.2.3 电力二极管的主要参数

2.2.4 电力二极管的主要类型





2.2 不可控器件——电力二极管·引言

■ **电力二极管 (Power Diode)** 自20世纪50年代初期就获得应用，但其结构和原理简单，工作可靠，直到现在电力二极管仍然大量应用于许多电气设备当中。

■ 在采用全控型器件的电路中电力二极管往往是不可缺少的，特别是开通和关断速度很快的**快恢复二极管**和**肖特基二极管**，具有不可替代的地位。



整流二极管及模块



2.2.1 PN结与电力二极管的工作原理

■ 电力二极管是以半导体**PN结**为基础的，实际上是由一个面积较大的**PN结**和**两端引线**以及**封装**组成的。从外形上看，可以有**螺栓型**、**平板型**等多种封装。

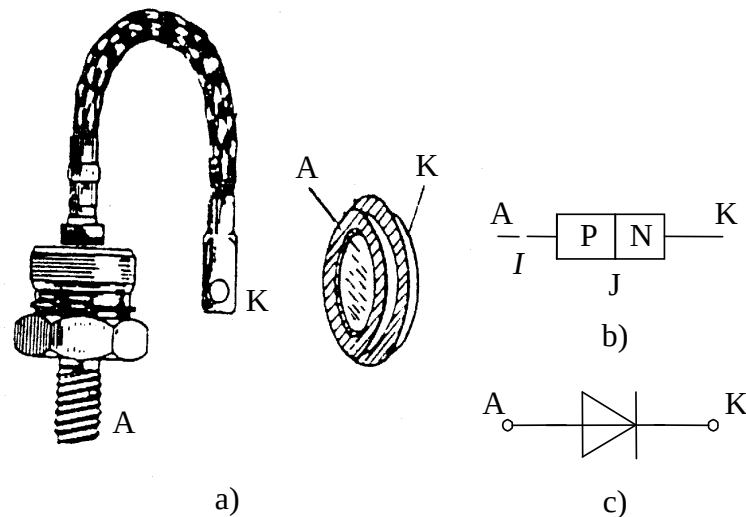


图2-2 电力二极管的外形、结构和电气图形符号
a) 外形 b) 基本结构 c) 电气图形符号



2.2.1 PN结与电力二极管的工作原理

■ 二极管的基本原理——PN结的单向导电性

◆ 当PN结外加正向电压（正向偏置）时，在外电路上则形成自P区流入而从N区流出的电流，称为正向电流 I_F ，这就是PN结的正向导通状态。

◆ 当PN结外加反向电压时（反向偏置）时，反向偏置的PN结表现为高阻态，几乎没有电流流过，被称为反向截止状态。

◆ PN结具有一定的反向耐压能力，但当施加的反向电压过大，反向电流将会急剧增大，破坏PN结反向偏置为截止的工作状态，这就叫反向击穿。

👉 按照机理不同有雪崩击穿和齐纳击穿两种形式。

👉 反向击穿发生时，采取了措施将反向电流限制在一定范围内，PN结仍可恢复原来的状态。

👉 否则PN结因过热而烧毁，这就是热击穿。



2.2.1 PN结与电力二极管的工作原理

■ PN结的电容效应

◆ 称为**结电容 C_J** ，又称为**微分电容**

◆ 按其产生机制和作用的差别分为**势垒电容 C_B** 和**扩散电容 C_D**

☞ 势垒电容只在外加电压变化时才起作用，外加电压频率越高，势垒电容作用越明显。在正向偏置时，当正向电压较低时，势垒电容为主。

☞ 扩散电容仅在正向偏置时起作用。正向电压较高时，扩散电容为结电容主要成分。

◆ 结电容影响PN结的**工作频率**，特别是在高速开关的状态下，可能使其单向导电性变差，甚至不能工作。



2.2.2 电力二极管的基本特性

■ 静态特性

◆ 主要是指其伏安特性

◆ 正向电压大到一定值（门槛电压 U_{TO} ），正向电流才开始明显增加，处于稳定导通状态。与 I_F 对应的电力二极管两端的电压即为其正向电压降 U_F 。

◆ 承受反向电压时，只有少子引起的微小而数值恒定的反向漏电流。

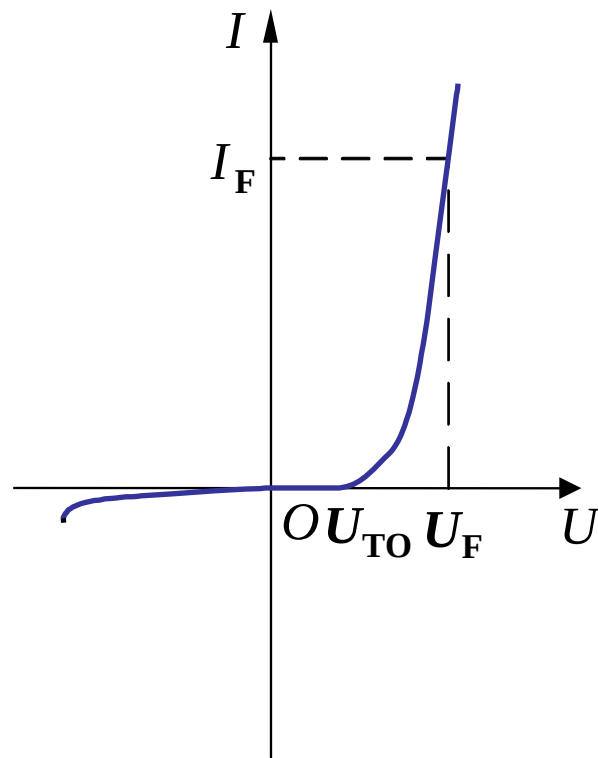


图2-5 电力二极管的伏安特性



2.2.2 电力二极管的基本特性

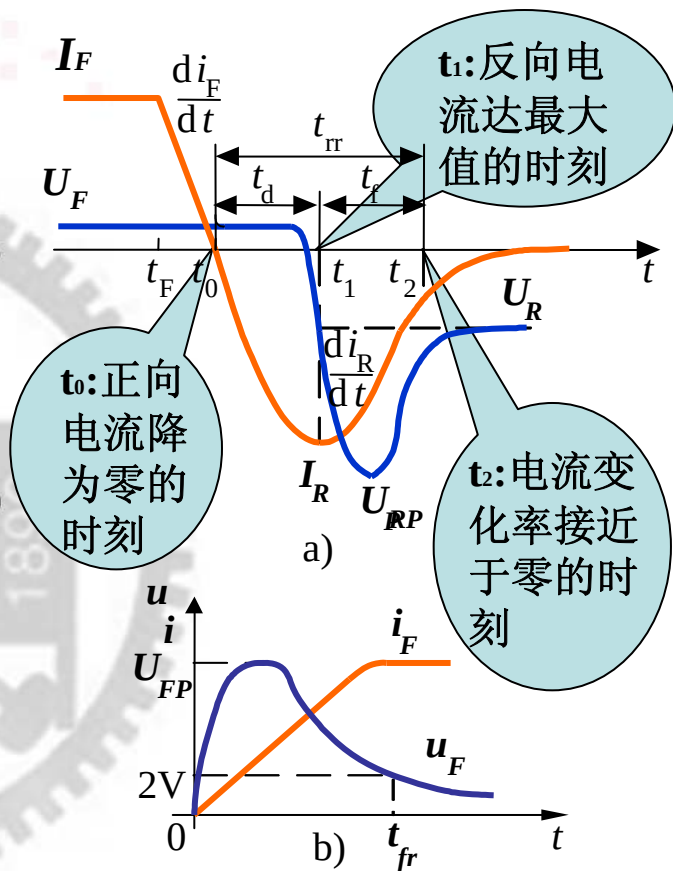


图2-6 电力二极管的动态过程波形

- a) 正向偏置转换为反向偏置
b) 零偏置转换为正向偏置

■ 动态特性

◆ 因为**结电容**的存在，电压—电流特性是随时间变化的，这就是电力二极管的动态特性，并且往往专指反映通态和断态之间转换过程的**开关特性**。

◆ 由正向偏置转换为反向偏置

☞ 电力二极管并不能立即关断，而是须经过一段短暂的时间才能重新获得反向阻断能力，进入截止状态。

☞ 在关断之前有较大的反向电流出现，并伴随有明显的反向电压过冲。

☞ **延迟时间**： $t_d = t_1 - t_0$

电流下降时间： $t_f = t_2 - t_1$

反向恢复时间： $t_{rr} = t_d + t_f$

恢复特性的软度： t_f/t_d ，或称恢复系数，用 S_r 表示。



2.2.2 电力二极管的基本特性

◆ 由零偏置转换为正向偏置

☞ 先出现一个过冲 U_{FP} ，经过

一段时间才趋于接近稳态压降的某个值（如2V）。

☞ 正向恢复时间 t_{fr}

☞ 出现电压过冲的原因：电导调制效应起作用所需的大量少子需要一定的时间来储存，在达到稳态导通之前管压降较大；正向电流的上升会因器件自身的电感而产生较大压降。

电流上升率越大， U_{FP} 越高。

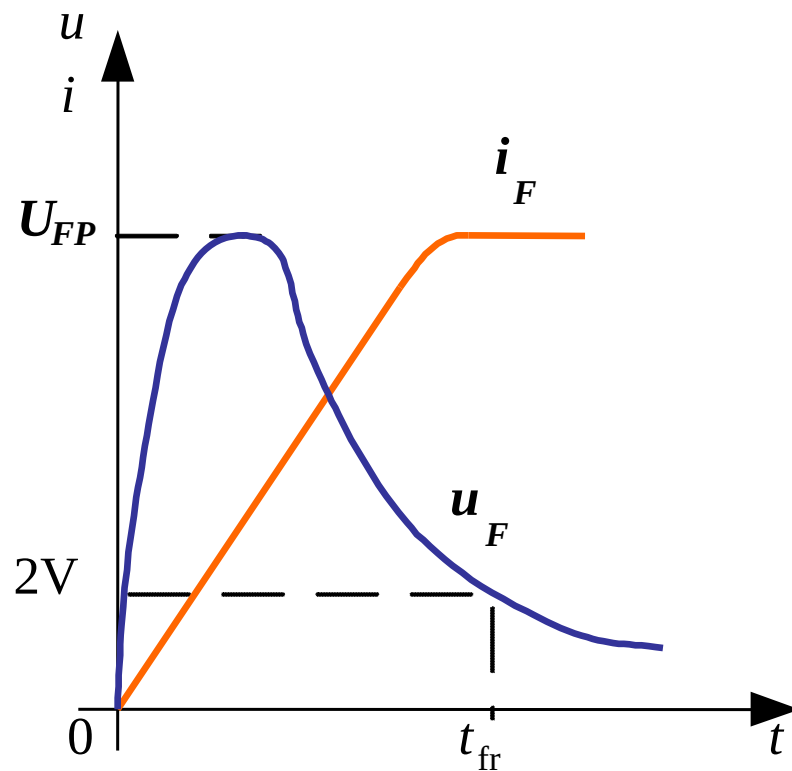


图2-6 电力二极管的动态过程波形

b) 零偏置转换为正向偏置



2.2.3 电力二极管的主要参数

■ 正向平均电流 $I_{F(AV)}$

◆ 指电力二极管长期运行时，在指定的管壳温度（简称壳温，用 T_C 表示）和散热条件下，其允许流过的最大**工频正弦半波电流**的平均值。

◆ $I_{F(AV)}$ 是按照电流的发热效应来定义的，使用时应按**有效值相等**的原则来选取电流定额，并应留有一定的裕量。

■ 正向压降 U_F

◆ 指电力二极管在指定温度下，流过某一指定的**稳态正向电流**时对应的正向压降。

■ 反向重复峰值电压 U_{RRM}

◆ 指对电力二极管所能重复施加的反向最高峰值电压。

◆ 使用时，应当留有**两倍**的裕量。



2.2.3 电力二极管的主要参数

■ 最高工作结温 T_{JM}

◆ 结温是指管芯PN结的平均温度，用 T_J 表示。

◆ 最高工作结温是指在PN结不致损坏的前提下所能承受的**最高平均温度**。

◆ T_{JM} 通常在 $125 \sim 175^\circ\text{C}$ 范围之内。

■ 反向恢复时间 t_{rr}

■ 浪涌电流 I_{FSM}

◆ 指电力二极管所能承受最大的连续一个或几个**工频周期的过电流**。



2.2.4 电力二极管的主要类型

■ 按照正向压降、反向耐压、反向漏电流等性能，特别是反向恢复特性的不同，介绍几种常用的电力二极管。

◆ 普通二极管（**General Purpose Diode**）

👉 又称**整流二极管（Rectifier Diode）**，多用于开关频率不高（1kHz以下）的整流电路中。

👉 其**反向恢复时间**较长，一般在5μs以上。

👉 其**正向电流定额**和**反向电压定额**可以达到很高。



2.2.4 电力二极管的主要类型

◆快恢复二极管（Fast Recovery Diode——FRD）

👉恢复过程很短，特别是反向恢复过程很短（一般在 $5\mu s$ 以下）。

👉快恢复外延二极管（Fast Recovery Epitaxial Diodes——FRED），采用外延型P-i-N结构，其反向恢复时间更短（可低于 $50ns$ ），正向压降也很低（ $0.9V$ 左右）。

👉从性能上可分为快速恢复和超快速恢复两个等级。前者反向恢复时间为数百纳秒或更长，后者则在 $100ns$ 以下，甚至达到 $20\sim 30ns$ 。



2.2.4 电力二极管的主要类型

◆ 肖特基二极管（Schottky Barrier Diode——SBD）

👉 属于多子器件

👉 优点在于：反向恢复时间很短（ $10\sim 40ns$ ），正向恢复过程中也不会有明显的电压过冲；在反向耐压较低的情况下其正向压降也很小，明显低于快恢复二极管；因此，其开关损耗和正向导通损耗都比快速二极管还要小，效率高。

👉 弱点在于：当所能承受的反向耐压提高时其正向压降也会高得不能满足要求，因此多用于200V以下的低压场合；反向漏电流较大且对温度敏感，因此反向稳态损耗不能忽略，而且必须更严格地限制其工作温度。



2.3 半控型器件——晶闸管

2.3.1 晶闸管的结构与工作原理

2.3.2 晶闸管的基本特性

2.3.3 晶闸管的主要参数

2.3.4 晶闸管的派生器件





2.3 半控器件—晶闸管·引言

- 晶闸管（**Thyristor**）是**晶体闸流管**的简称，又称作**可控硅整流器**（**Silicon Controlled Rectifier——SCR**），以前被简称为可控硅。
- 1956年美国贝尔实验室（**Bell Laboratories**）发明了晶闸管，到1957年美国通用电气公司（**General Electric**）开发出了世界上第一只晶闸管产品，并于1958年使其商业化。
- 由于其能承受的**电压和电流容量**仍然是目前电力电子器件中最高的，而且工作可靠，因此在**大容量**的应用场合仍然具有比较重要的地位。



晶闸管及模块



2.3.1 晶闸管的结构与工作原理

■ 晶闸管的结构

◆ 从外形上来看，晶闸管也主要有**螺栓型**和**平板型**两种封装结构。

◆ 引出**阳极A**、**阴极K**和**门极（控制端）G**三个联接端。

◆ 内部是**PNPN**四层半导体结构。

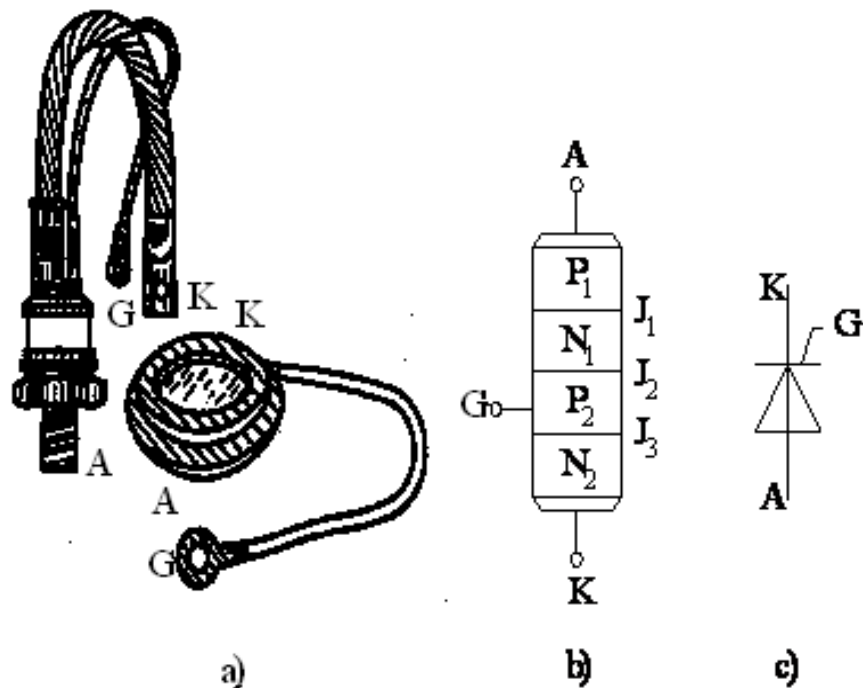


图2-7 晶闸管的外形、结构和电气图形符号

a) 外形 b) 结构 c) 电气图形符号



2.3.1 晶闸管的结构与工作原理

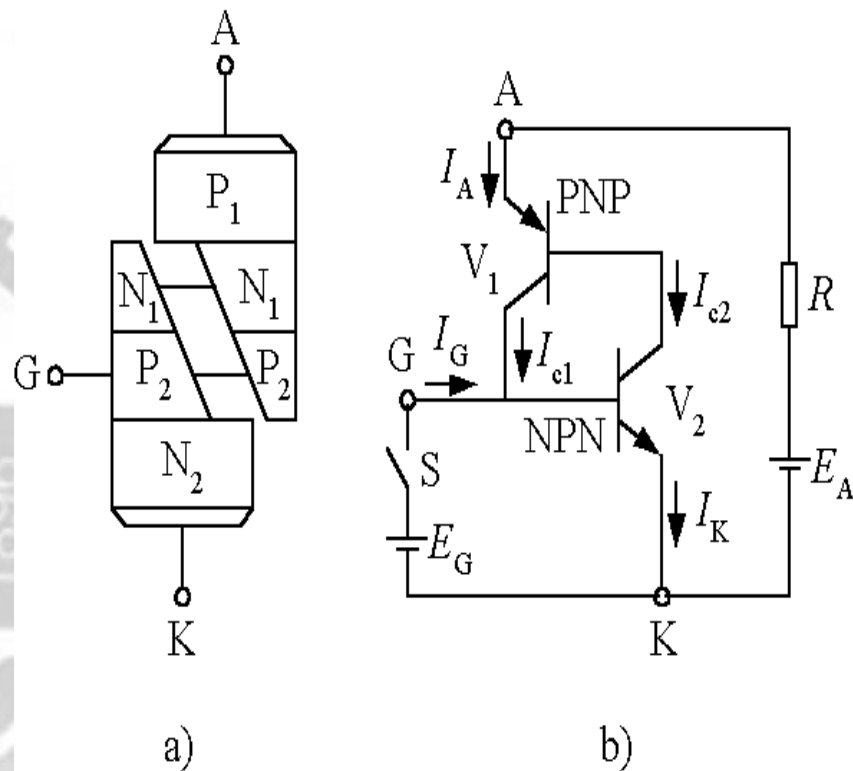


图2-8 晶闸管的双晶体管模型及其工作原理

a) 双晶体管模型 b) 工作原理

■ 晶闸管的工作原理
◆ 按照晶体管工作原理，可列出如下方程：

$$I_{c1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \quad (2-1)$$

$$I_{c2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \quad (2-2)$$

$$I_K = I_A + I_G \quad (2-3)$$

$$I_A = I_{c1} + I_{c2} \quad (2-4)$$

式中 α_1 和 α_2 分别是晶体管 V_1 和 V_2 的共基极电流增益； I_{CBO1} 和 I_{CBO2} 分别是 V_1 和 V_2 的共基极漏电流。



2.3.1 晶闸管的结构与工作原理

由以上式 (2-1) ~ (2-4) 可得

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (2-5)$$

- ◆ 晶体管的特性是：在低发射极电流下 α 是很小的，而当发射极电流建立起来之后， α 迅速增大。
- ◆ 在晶体管阻断状态下， $I_G=0$ ，而 $\alpha_1+\alpha_2$ 是很小的。由上式可看出，此时流过晶闸管的漏电流只是稍大于两个晶体管漏电流之和。
- ◆ 如果注入触发电流使各个晶体管的发射极电流增大以致 $\alpha_1+\alpha_2$ 趋近于1的话，流过晶闸管的电流 I_A （阳极电流）将趋近于无穷大，从而实现器件饱和导通。
- ◆ 由于外电路负载的限制， I_A 实际上会维持有限值。



2.3.1 晶闸管的结构与工作原理

- 除门极触发外其他几种可能导通的情况
 - ◆ 阳极电压升高至相当高的数值造成雪崩效应
 - ◆ 阳极电压上升率 du/dt 过高
 - ◆ 结温较高
 - ◆ 光触发
- 这些情况除了光触发由于可以保证控制电路与主电路之间的良好绝缘而应用于高压电力设备中之外，其它都因不易控制而难以应用于实践。只有门极触发是最精确、迅速而可靠的控制手段。



2.3.2 晶闸管的基本特性

■ 静态特性

◆ 正常工作时的特性

👉 当晶闸管承受**反向电压**时，不论门极是否有触发电流，晶闸管都不会导通。

👉 当晶闸管承受**正向电压**时，仅在**门极有触发电流**的情况下晶闸管才能开通。

👉 晶闸管一旦导通，门极就失去控制作用，不论门极触发电流是否还存在，晶闸管都保持导通。

👉 若要使已导通的晶闸管关断，只能利用外加电压和外电路的作用使流过晶闸管的**电流降到接近于零的某一数值以下**。



2.3.2 晶闸管的基本特性

◆ 晶闸管的伏安特性

☞ 正向特性

✓ 当 $I_G=0$ 时，如果在器件两端施加正向电压，则晶闸管处于正向**阻断状态**，只有很小的正向漏电流流过。

✓ 如果正向电压超过临界极限即**正向转折电压** U_{bo} ，则漏电流急剧增大，器件**开通**。

✓ 随着**门极电流幅值**的增大，**正向转折电压**降低，晶闸管本身的压降很小，在**1V**左右。

✓ 如果门极电流为零，并且阳极电流降至接近于零的某一数值 I_H 以下，则晶闸管又回到**正向阻断状态**， I_H 称为**维持电流**。

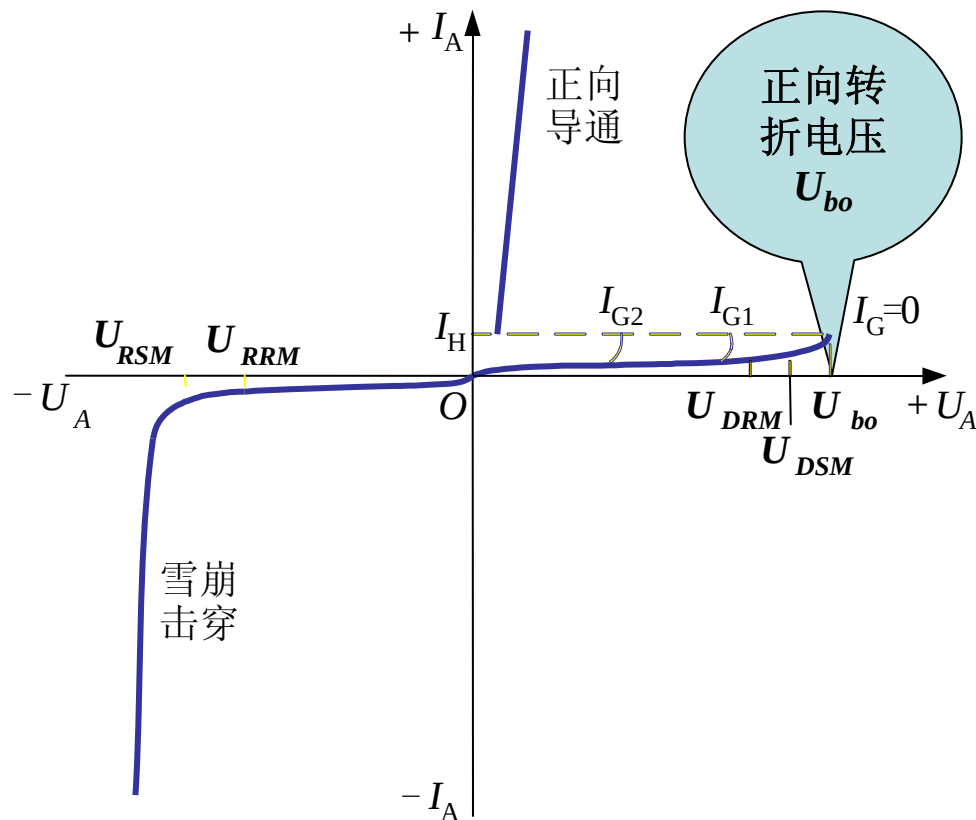


图2-9 晶闸管的伏安特性

$$I_{G2} > I_{G1} > I_G$$



2.3.2 晶闸管的基本特性

反向特性

✓ 其伏安特性类似二极管的反向特性。

✓ 晶闸管处于反向阻断状态时，只有极小的反向漏电流通过。

✓ 当反向电压超过一定限度，到反向击穿电压后，外电路如无限制措施，则反向漏电流急剧增大，导致晶闸管发热损坏。

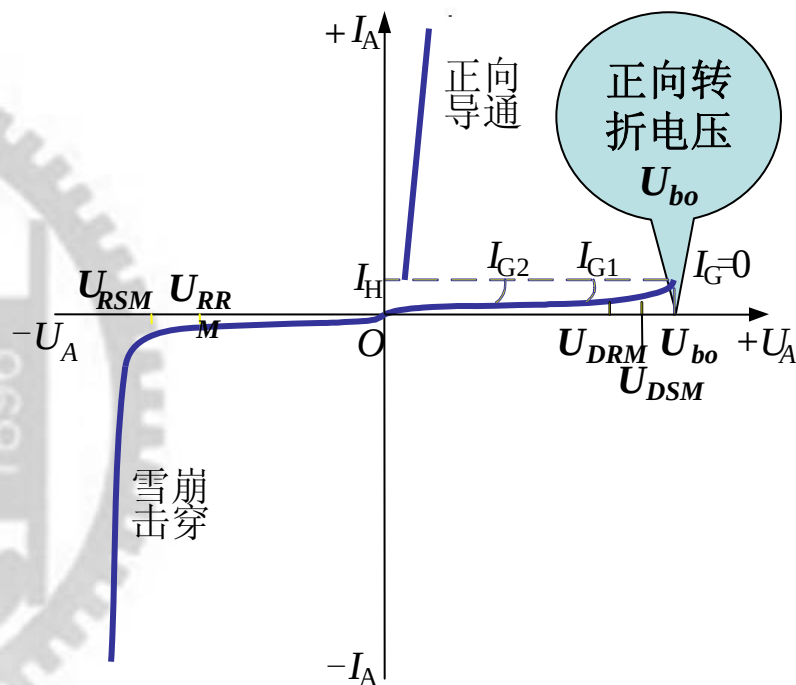


图2-9 晶闸管的伏安特性

$$I_{G2} > I_{G1} > I_G$$



2.3.2 晶闸管的基本特性

■ 动态特性

◆ 开通过程

由于晶闸管内部的正反馈过程需要时间，再加上外电路电感的限制，晶闸管受到触发后，其阳极电流的增长不可能是瞬时的。

延迟时间 t_d ($0.5 \sim 1.5 \mu\text{s}$)

上升时间 t_r ($0.5 \sim 3 \mu\text{s}$)

开通时间 $t_{gt} = t_d + t_r$

延迟时间随门极电流的增大而减小，上升时间除反映晶闸管本身特性外，还受到外电路电感的严重影响。提高阳极电压，延迟时间和上升时间都可显著缩短。

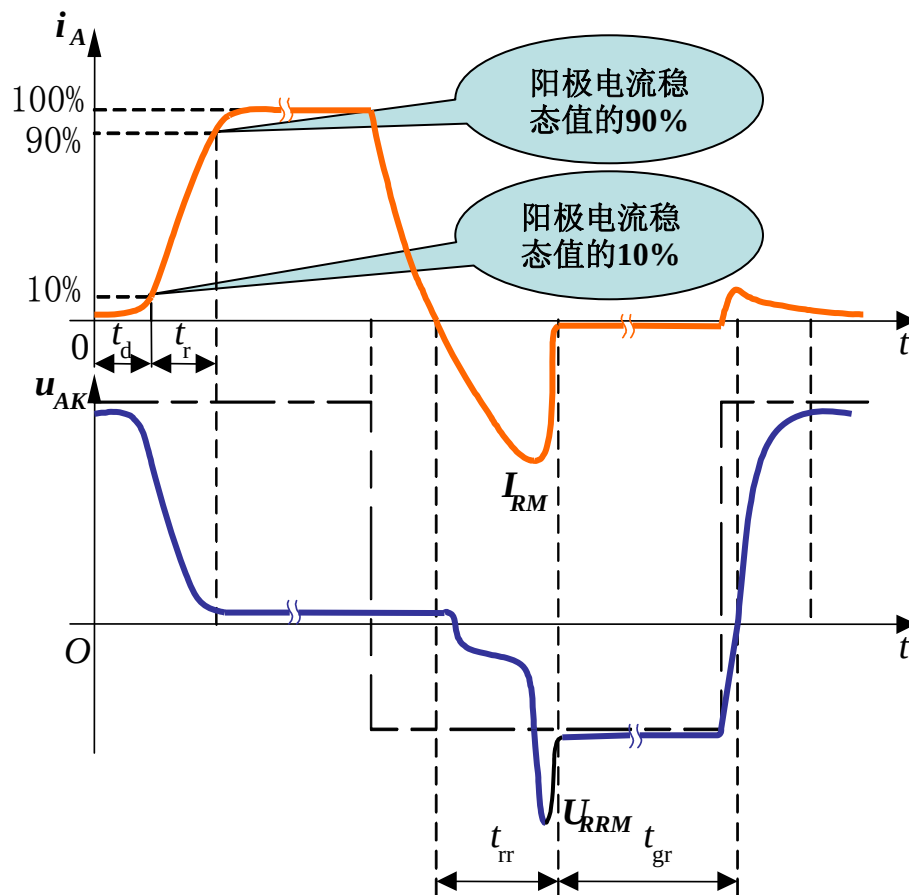


图2-10 晶闸管的开通和关断过程波形



2.3.2 晶闸管的基本特性

◆ 关断过程

由于外电路电感的存在，原处于导通状态的晶闸管当外加电压突然由正向变为反向时，其阳极电流在衰减时必然也是有过渡过程的。

反向阻断恢复时间 t_{rr}

正向阻断恢复时间 t_{gr}

关断时间 $t_q = t_{rr} + t_{gr}$

关断时间约几百微秒。

在正向阻断恢复时间内如果重新对晶闸管施加正向电压，晶闸管会重新正向导通，而不是受门极电流控制而导通。

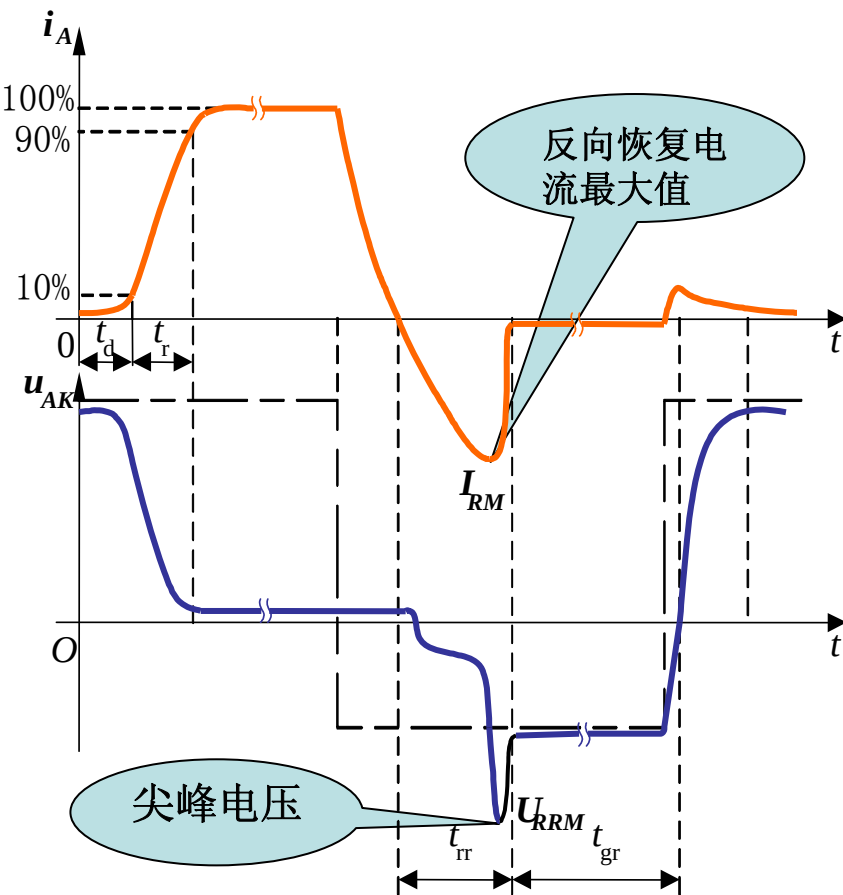


图2-10 晶闸管的开通和关断过程波形



2.3.3 晶闸管的主要参数

■ 电压定额

◆ 断态重复峰值电压 U_{DRM}

👉 是在门极断路而结温为额定值时，允许重复加在器件上的正向峰值电压（见图2-9）。

👉 国标规定断态重复峰值电压 U_{DRM} 为断态不重复峰值电压（即断态最大瞬时电压） U_{DSM} 的90%。

👉 断态不重复峰值电压应低于正向转折电压 U_{bo} 。

◆ 反向重复峰值电压 U_{RRM}

👉 是在门极断路而结温为额定值时，允许重复加在器件上的反向峰值电压（见图2-8）。

👉 规定反向重复峰值电压 U_{RRM} 为反向不重复峰值电压（即反向最大瞬态电压） U_{RSM} 的90%。

👉 反向不重复峰值电压应低于反向击穿电压。



2.3.3 晶闸管的主要参数

◆ 通态（峰值）电压 U_T

👉 晶闸管通以某一规定倍数的额定通态平均电流时的瞬态峰值电压。

◆ 通常取晶闸管的 U_{DRM} 和 U_{RRM} 中较小的标值作为该器件的额定电压。选用时，一般取额定电压为正常工作时晶闸管所承受峰值电压 **2~3倍**。

■ 电流定额

◆ 通态平均电流 $I_{T(AV)}$

👉 国标规定通态平均电流为晶闸管在环境温度为 **40°C** 和规定的 **冷却状态** 下，稳定结温不超过额定结温时所允许流过的最大工频正弦半波电流的平均值。

👉 按照正向电流造成的器件本身的通态损耗的 **发热效应** 来定义的。

👉 一般取其通态平均电流为按发热效应相等（即有效值相等）的原则所得计算结果的 **1.5~2倍**。



2.3.3 晶闸管的主要参数

◆ 维持电流 I_H

👉 维持电流是指使晶闸管维持导通所必需的**最小**电流，一般为几十到几百毫安。

👉 **结温**越高，则 I_H 越小。

◆ 擎住电流 I_L

👉 擎住电流是晶闸管刚从断态转入通态并移除触发信号后，能维持导通所需的**最小**电流。

👉 约为 I_H 的 **2~4** 倍

◆ 浪涌电流 I_{TSM}

👉 指由于电路异常情况引起的并使结温超过额定结温的不重复性**最大正向过载电流**。



2.3.3 晶闸管的主要参数

■ 动态参数

◆ 开通时间 t_{gt} 和关断时间 t_q

◆ 断态电压临界上升率 du/dt

👉 在额定结温和门极开路的情况下，不导致晶闸管从断态到通态转换的**外加电压最大上升率**。

👉 电压上升率过大，使充电电流足够大，就会使晶闸管误导通。

◆ 通态电流临界上升率 di/dt

👉 在规定条件下，晶闸管能承受而无有害影响的**最大通态电流上升率**。

👉 如果电流上升太快，可能造成局部过热而使晶闸管损坏。



2.3.4 晶闸管的派生器件

■ 快速晶闸管（Fast Switching Thyristor——FST）

◆ 有快速晶闸管和高频晶闸管。

◆ 快速晶闸管的开关时间以及 du/dt 和 di/dt 的耐量都有了明显改善。

◆ 从关断时间来看，普通晶闸管一般为数百微秒，快速晶闸管为数十微秒，而高频晶闸管则为 $10\mu s$ 左右。

◆ 高频晶闸管的不足在于其电压和电流定额都不易做高。

◆ 由于工作频率较高，选择快速晶闸管和高频晶闸管的通态平均电流时不能忽略其开关损耗的发热效应。



2.3.4 晶闸管的派生器件

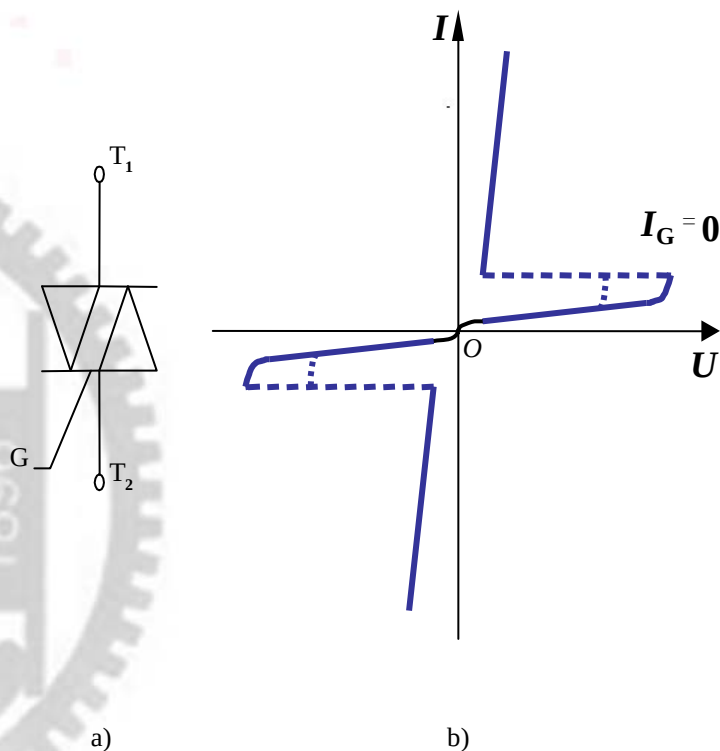


图2-11 双向晶闸管的电气图形符号和伏安特性

a) 电气图形符号 b) 伏安特性

■ 双向晶闸管 (Triode AC Switch——TRIAC或 Bidirectional triode thyristor)

◆ 可以认为是一对反并联联接的普通晶闸管的集成。

◆ 门极使器件在主电极的正反两方向均可触发导通，在第I和第III象限有对称的伏安特性。

◆ 双向晶闸管通常用在交流电路中，因此不用平均值而用有效值来表示其额定电流值。

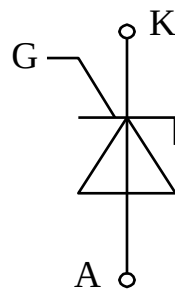


2.3.4 晶闸管的派生器件

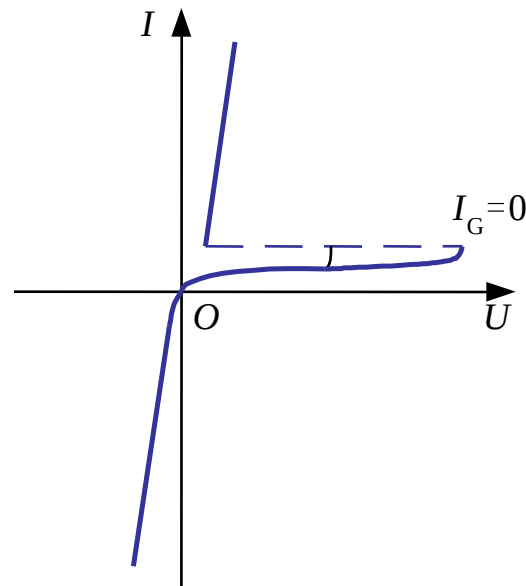
■ 逆导晶闸管 (Reverse Conducting Thyristor——RCT)

◆ 是将晶闸管反并联一个二极管制作在同一管芯上的功率集成器件，不具有承受反向电压的能力，一旦承受反向电压即开通。

◆ 具有正向压降小、关断时间短、高温特性好、额定结温高等优点，可用于不需要阻断反向电压的电路中。



a)



b)

图2-12 逆导晶闸管的电气图形符号和伏安特性

a) 电气图形符号 b) 伏安特性

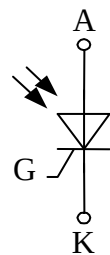


2.3.4 晶闸管的派生器件

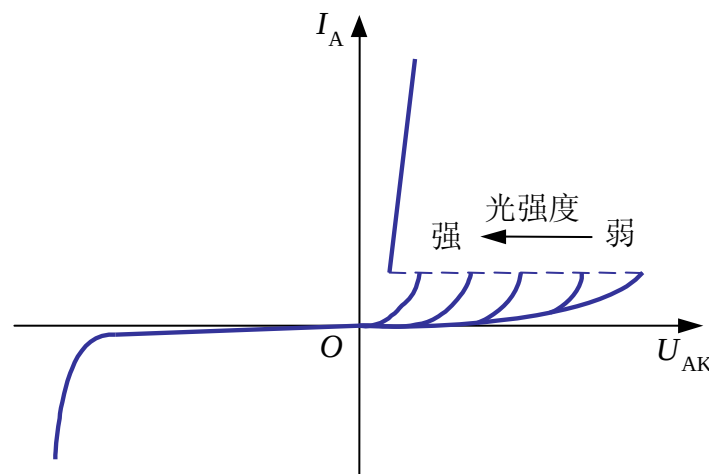
■ 光控晶闸管 (Light Triggered Thyristor——LTT)

◆ 是利用一定波长的**光照信号**触发导通的晶闸管。

◆ 由于采用光触发保证了主电路与控制电路之间的**绝缘**，而且可以避免电磁干扰的影响，因此光控晶闸管目前在**高压大功率**的场合。



a)



b)

图2-13 光控晶闸管的电气图形符号和伏安特性

a) 电气图形符号 b) 伏安特性



2.4 典型全控型器件

2.4.1 门极可关断晶闸管

2.4.2 电力晶体管

2.4.3 电力场效应晶体管

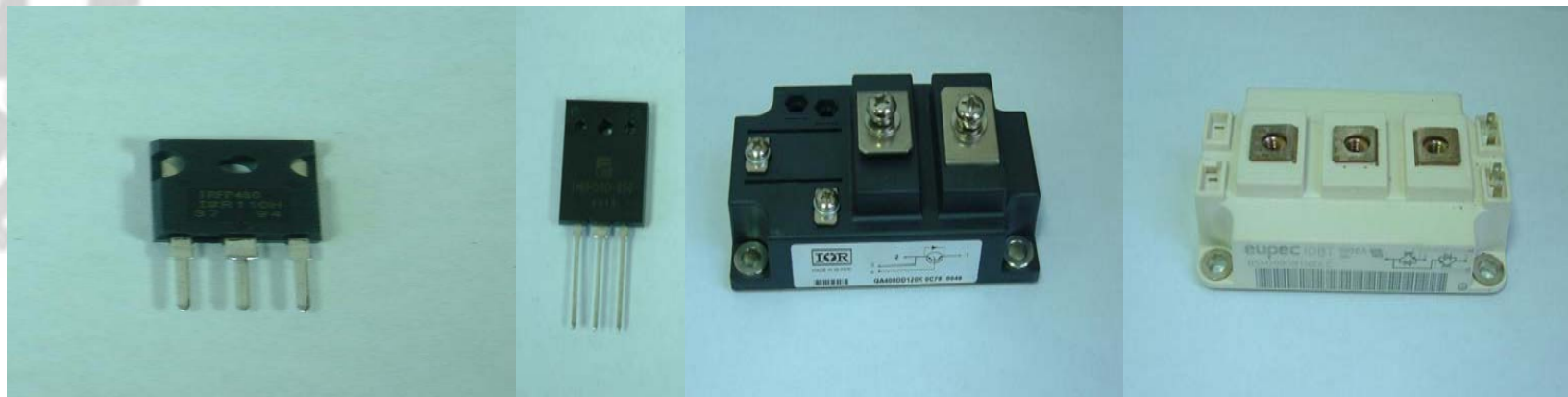
2.4.4 绝缘栅双极晶体管





2.4 典型全控型器件·引言

- 门极可关断晶闸管在晶闸管问世后不久出现。
- 20世纪80年代以来，电力电子技术进入了一个崭新时代。
- 典型代表——门极可关断晶闸管、电力晶体管、电力场效应晶体管、绝缘栅双极晶体管。



电力MOSFET

IGBT单管及模块



2.4.1 门极可关断晶闸管

■ 晶闸管的一种派生器件，但可以通过在门极施加负的脉冲电流使其关断，因而属于**全控型器件**。

■ GTO的结构和工作原理

◆ GTO的结构

👉 是**PNPN**四层半导体结构。

👉 是一种多元的功率集成器件，虽然外部同样引出个极，但内部则包含数十个甚至数百个共阳极的**小GTO元**，这些GTO元的**阴极和门极**则在器件内部**并联**在一起。

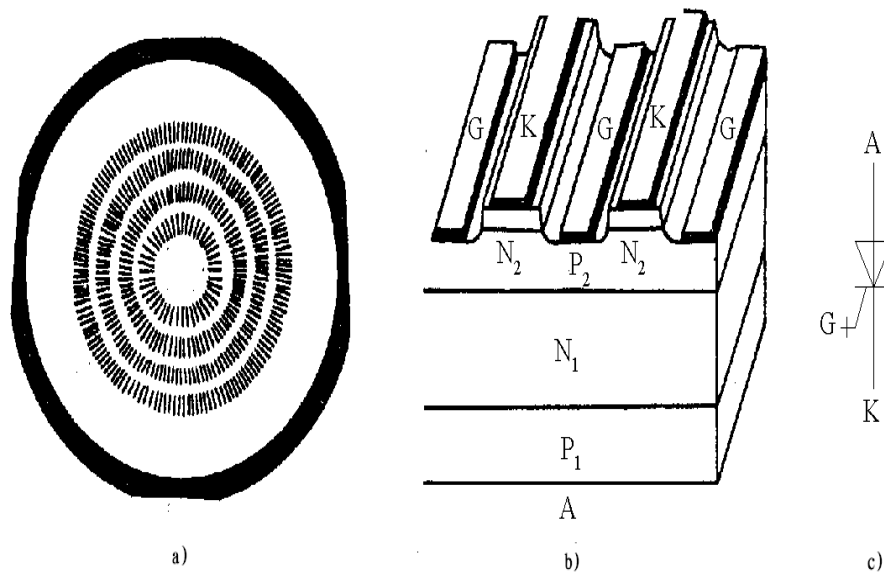


图2-14 GTO的内部结构和电气图形符号

a) 各单元的阴极、门极间隔排列的图形

b) 并联单元结构断面示意图

c) 电气图形符号



2.4.1 门极可关断晶闸管

◆ GTO的工作原理

仍然可以用如图2-8所示的**双晶体管模型**来分析， V_1 、 V_2 的共基极电流增益分别是 α_1 、 α_2 。 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 是器件临界导通的条件，大于1导通，小于1则关断。

✎ GTO与普通晶闸管的不同

✓ 设计 α_2 较大，使晶体管 V_2 控制灵敏，易于GTO关断。

✓ 导通时 $\alpha_1 + \alpha_2$ 更接近1，导通时接近**临界饱和**，有利门极控制关断，但导通时管**压降**增大。

✓ 多元集成结构，使得 **P_2 基区**横向电阻很小，能从门极抽出较大电流。

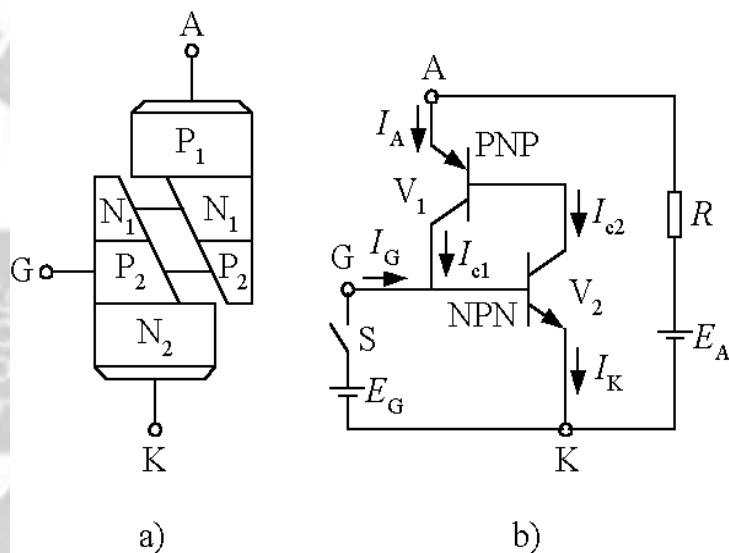


图2-8 晶闸管的双晶体管模型及其工作原理

a) 双晶体管模型 b) 工作原理



2.4.1 门极可关断晶闸管

👉 GTO的导通过程与普通晶闸管是一样的，只不过导通时饱和程度较浅。

👉 而关断时，给门极加负脉冲，即从门极抽出电流，当两个晶体管发射极电流 I_A 和 I_K 的减小使 $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 时，器件退出饱和而关断。

👉 GTO的多元集成结构使得其比普通晶闸管开通过程更快，承受 di/dt 的能力增强。



2.4.1 门极可关断晶闸管

■ GTO的动态特性

◆ 开通过程与普通晶闸管类似。

◆ 关断过程

👉 储存时间 t_s

下降时间 t_f

尾部时间 t_t

👉 通常 t_f 比 t_s 小得多，而 t_t 比 t_s 要长。

👉 门极负脉冲电流幅值越大，前沿越陡， t_s 就越短。使门极负脉冲的后沿缓慢衰减，在 t_t 阶段仍能保持适当的负电压，则可以缩短尾部时间。

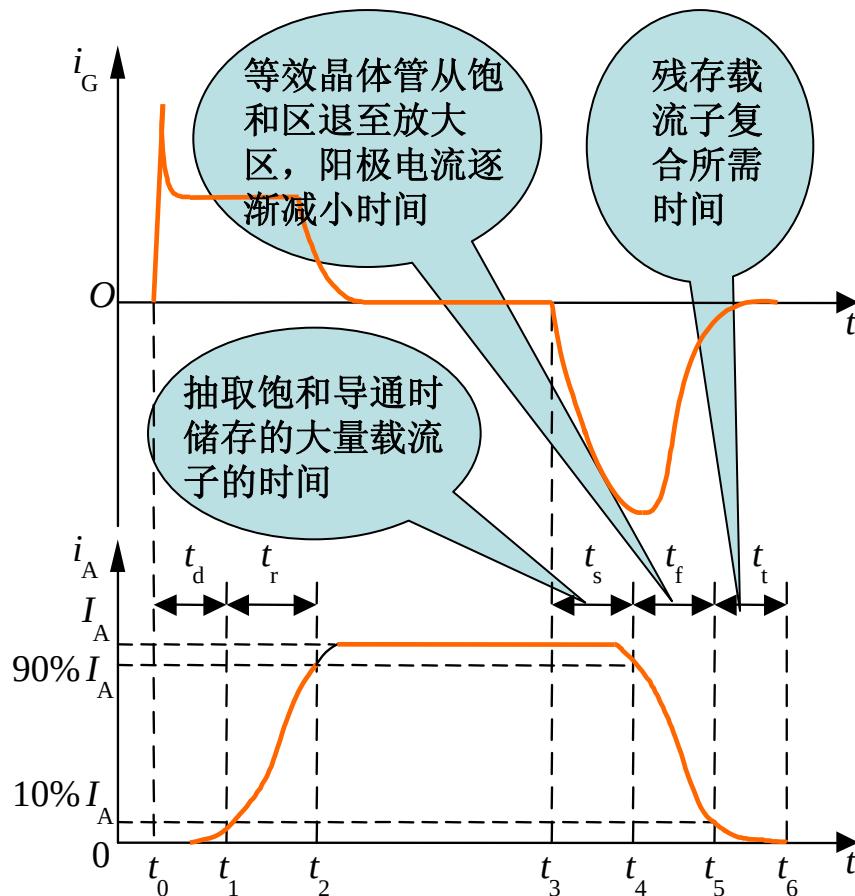


图2-15 GTO的开通和关断过程电流波形



2.4.1 门极可关断晶闸管

■ GTO的主要参数

◆ GTO的许多参数都和普通晶闸管相应的参数意义相同。

◆ 最大可关断阳极电流 I_{ATO}
☞ 用来标称GTO额定电流。

◆ 电流关断增益 β_{off}
☞ 最大可关断阳极电流 I_{ATO} 与门极负脉冲电流最大值 I_{GM} 之比。
☞ β_{off} 一般很小，只有5左右，这是GTO的一个主要缺点。

◆ 开通时间 t_{on}
☞ 延迟时间与上升时间之和。
☞ 延迟时间一般约 $1\sim 2\mu s$ ，上升时间则随通态阳极电流值的增大而增大。

◆ 关断时间 t_{off}
☞ 一般指储存时间和下降时间之和，而不包括尾部时间。
☞ 储存时间随阳极电流的增大而增大，下降时间一般小于 $2\mu s$ 。

■ 不少GTO都制造成逆导型，类似于逆导晶闸管。当需要承受反向电压时，应和电力二极管串联使用。



2.4.2 电力晶体管

■ 电力晶体管（Giant Transistor——GTR）

按英文直译为巨型晶体管，是一种耐高电压、大电流的**双极结型晶体管（Bipolar Junction Transistor——BJT）**

■ GTR的结构和工作原理

◆ 与普通的双极结型晶体管基本原理是一样的。

◆ 最主要的特性是**耐压高、电流大、开关特性好。**



2.4.2 电力晶体管

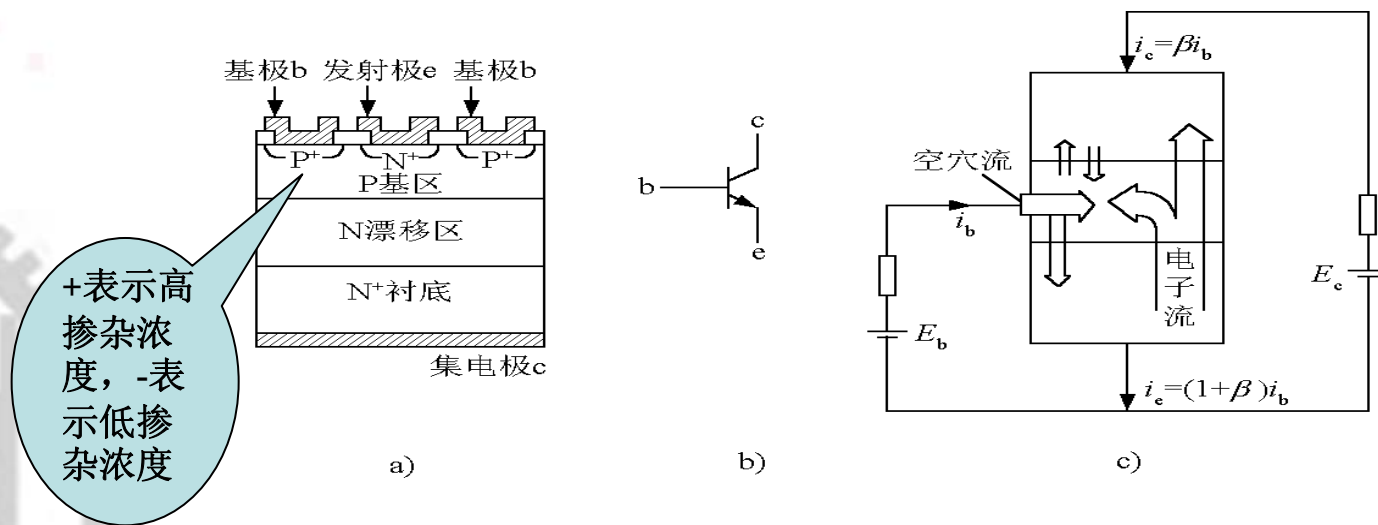


图2-16 GTR的结构、电气图形符号和内部载流子的流动
a) 内部结构断面示意图 b) 电气图形符号 c) 内部载流子的流动

◆ GTR的结构

👉 采用至少由两个晶体管按**达林顿接法**组成的单元结构，并采用集成电路工艺将许多这种单元**并联**而成。

👉 **GTR**是由**三层半导体**（分别引出集电极、基极和发射极）形成的两个**PN结**（集电结和发射结）构成，多采用**NPN**结构。



2.4.2 电力晶体管

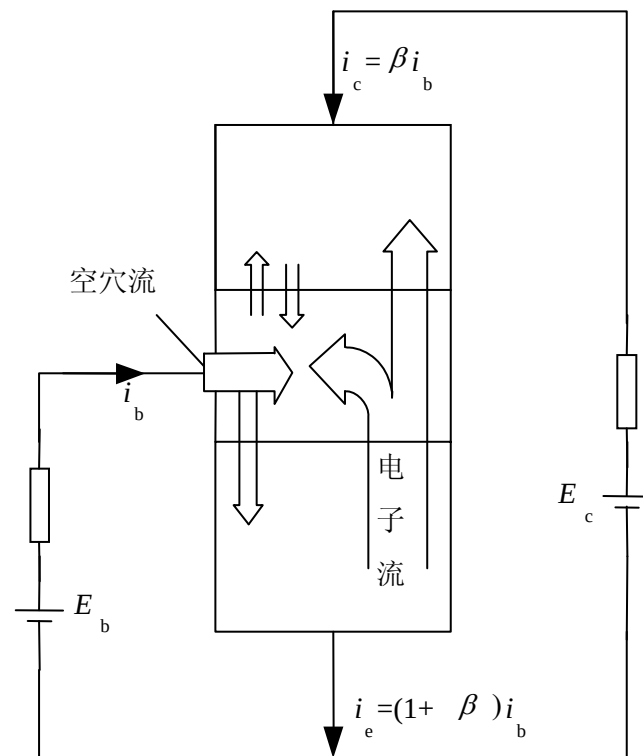
在应用中，**GTR**一般采用共发射极接法。集电极电流 i_c 与基极电流 i_b 之比为

$$i_c = \beta i_b + I_{ceo} \quad (2-9)$$

β 称为**GTR**的**电流放大系数**，它反映了基极电流对集电极电流的控制能力。当考虑到集电极和发射极间的漏电流 I_{ceo} 时， i_c 和 i_b 的关系为

$$\beta = \frac{i_c}{i_b} \quad (2-10)$$

单管**GTR**的 β 值比处理信息用的小功率晶体管小得多，通常为**10**左右，采用**达林顿接法**可以有效地增大电流增益。



c)

图2-16 c) 内部载流子的流动



2.4.2 电力晶体管

■ GTR的基本特性

◆ 静态特性

👉 在共发射极接法时的典型输出特性分为截止区、放大区和饱和区三个区域。

👉 在电力电子电路中，GTR工作在开关状态，即工作在截止区或饱和区。

👉 在开关过程中，即在截止区和饱和区之间过渡时，一般要经过放大区。

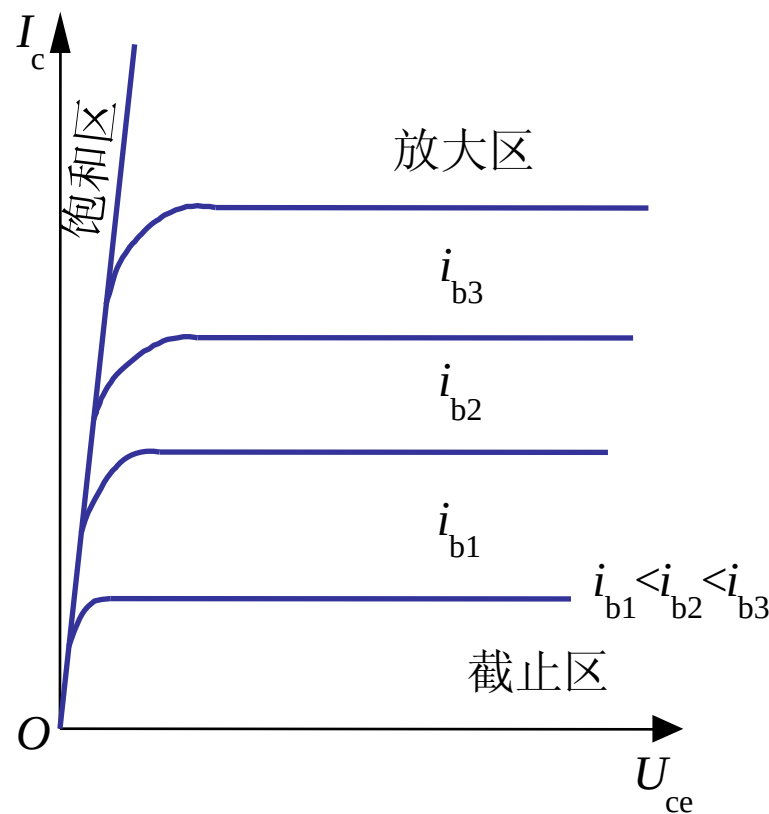


图2-17 共发射极接法时
GTR的输出特性



2.4.2 电力晶体管

◆ 动态特性

👉 开通过程

✓ 需要经过延迟时间 t_d 和上升时间 t_r ，二者之和为开通时间 t_{on} 。

✓ 增大基极驱动电流 i_b 的幅值并增大 di_b/dt ，可以缩短延迟时间，同时也可以缩短上升时间，从而加快开通过程。

👉 关断过程

✓ 需要经过储存时间 t_s 和下降时间 t_f ，二者之和为关断时间 t_{off} 。

✓ 减小导通时的饱和深度以减小储存的载流子，或者增大基极抽取负电流 I_{b2} 的幅值和负偏压，可以缩短储存时间，从而加快关断速度。

👉 GTR的开关时间在几微秒以内，比晶闸管和GTO都短很多。

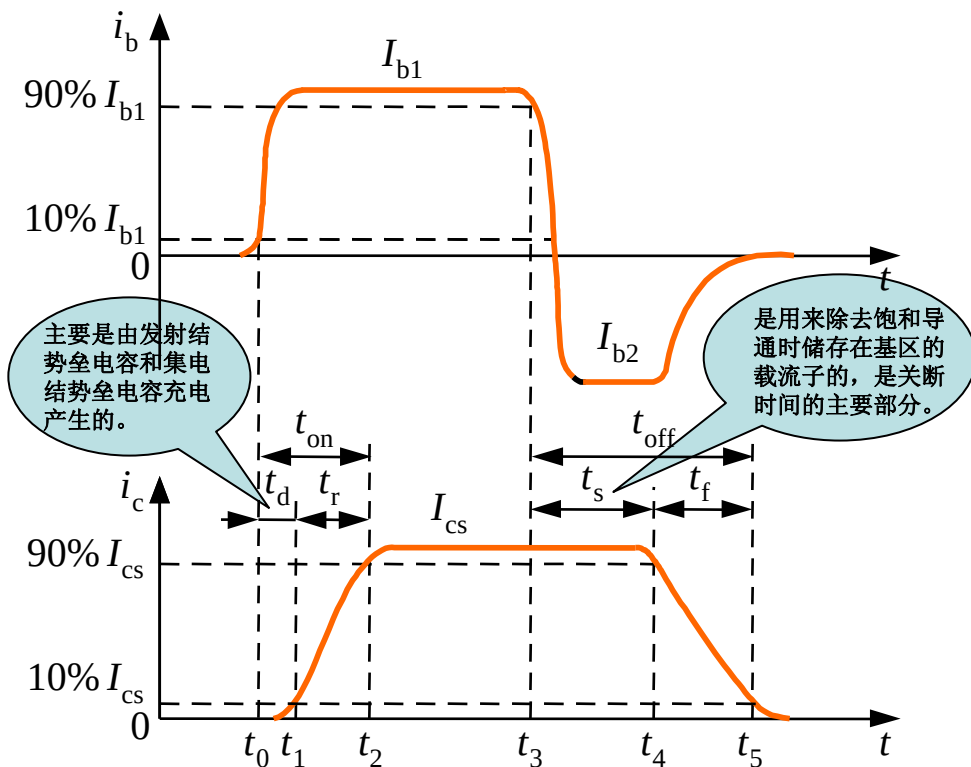


图2-18 GTR的开通和关断过程电流波形



2.4.2 电力晶体管

■ GTR的主要参数

◆ 电流放大倍数 β 、直流电流增益 h_{FE} 、集电极与发射极间漏电流 I_{ceo} 、集电极和发射极间饱和压降 U_{ces} 、开通时间 t_{on} 和关断时间 t_{off}

◆ 最高工作电压

👉 GTR上所加的电压超过规定值时，就会发生**击穿**。

👉 击穿电压不仅和晶体管本身的**特性**有关，还与外电路的接法有关。

👉 发射极开路时集电极和基极间的反向击穿电压 BU_{cbo}

基极开路时集电极和发射极间的击穿电压 BU_{ceo}

发射极与基极间用电阻联接或短路联接时集电极和发射极间的击穿电压 BU_{cer} 和 BU_{ces}

发射结反向偏置时集电极和发射极间的击穿电压 BU_{cex}

且存在以下关系：

$$BU_{cbo} > BU_{cex} > BU_{ces} > BU_{cer} > BU_{ceo}$$

👉 实际使用GTR时，为了确保安全，最高工作电压要比 BU_{ceo} 低得多。



2.4.2 电力晶体管

◆ 集电极最大允许电流 I_{cM}

👉 规定直流电流放大系数 h_{FE} 下降到规定的 $1/2 \sim 1/3$ 时所对应的 I_c 。

👉 实际使用时要留有较大裕量，只能用到 I_{cM} 的一半或稍多一点。

◆ 集电极最大耗散功率 P_{cM}

👉 指在最高工作温度下允许的耗散功率。

👉 产品说明书中在给出 P_{cM} 时总是同时给出壳温 T_C ，间接表示了最高工作温度。



2.4.2 电力晶体管

■ GTR的二次击穿现象与安全工作区

◆ 当GTR的集电极电压升高至击穿电压时，集电极电流迅速增大，这种首先出现的击穿是**雪崩击穿**，被称为一次击穿。

◆ 发现一次击穿发生时如不有效地限制电流， I_c 增大到某个临界点时会突然急剧上升，同时伴随着电压的陡然下降，这种现象称为二次击穿。

◆ 出现一次击穿后，GTR一般不会损坏，二次击穿常常立即导致器件的永久损坏，或者工作特性明显衰变，因而对GTR危害极大。

◆ 安全工作区（Safe Operating Area——SOA）

✎ 将不同基极电流下二次击穿的临界点连接起来，就构成了二次击穿临界线。

✎ GTR工作时不仅不能超过最高电压 U_{ceM} ，集电极最大电流 I_{cM} 和最大耗散功率 P_{cM} ，也不能超过**二次击穿临界线**。

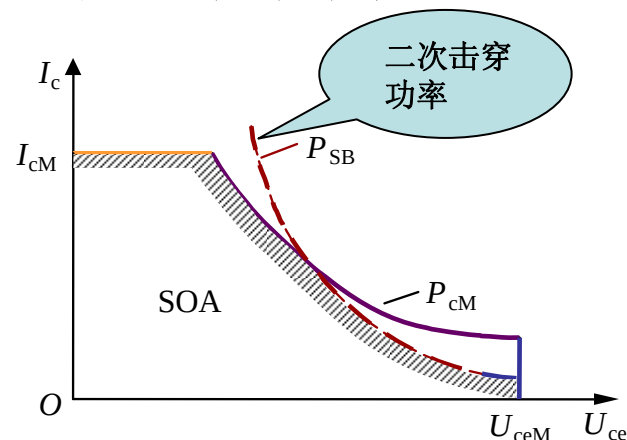


图2-19 GTR的安全工作区



2.4.3 电力场效应晶体管

■ 分为**结型**和**绝缘栅型**，但通常主要指绝缘栅型中的**MOS型**（**Metal Oxide Semiconductor FET**），简称**电力MOSFET**（**Power MOSFET**）。

■ 电力**MOSFET**是用**栅极**电压来控制**漏极**电流的，它的特点有：

- ◆ 驱动电路简单，需要的驱动功率小。
- ◆ 开关速度快，工作频率高。
- ◆ 热稳定性优于**GTR**。
- ◆ 电流容量小，耐压低，多用于功率不超过**10kW**的电力电子装置。



2.4.3 电力场效应晶体管

■ 电力MOSFET的结构和工作原理

◆ 电力MOSFET的种类

👉 按导电沟道可分为**P**沟道和**N**沟道。

👉 当栅极电压为零时漏源极之间就存在导电沟道的称为**耗尽型**。

👉 对于**N**（**P**）沟道器件，栅极电压大于（小于）零时才存在导电沟道的称为**增强型**。

👉 在电力MOSFET中，主要是**N沟道增强型**。



2.4.3 电力场效应晶体管

◆ 电力MOSFET的结构

☞ 是**单极**型晶体管。

☞ 结构上与小功率MOS管有较大区别，小功率MOS管是**横向**导电器件，而目前电力MOSFET大都采用了**垂直**导电结构，所以又称为**VMOSFET**（**Vertical MOSFET**），这大大提高了MOSFET器件的**耐压**和**耐电流**能力。

☞ 按垂直导电结构的差异，分为利用**V型槽**实现垂直导电的**VVMOSFET**（**Vertical V-groove MOSFET**）和具有垂直导电双扩散MOS结构的**DMOSFET**（**Vertical Double-diffused MOSFET**）。

☞ 电力MOSFET也是**多元集成**结构。

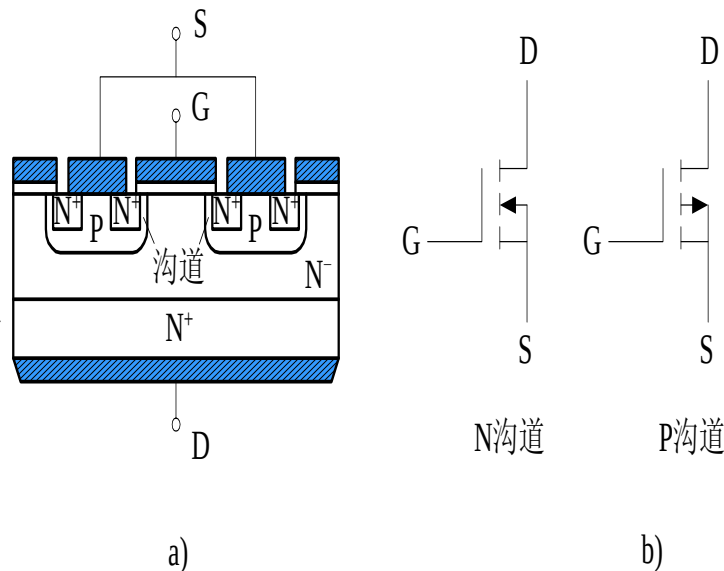


图2-20 电力MOSFET的结构和电气图形符号

a) 内部结构断面示意图
b) 电气图形符号



2.4.3 电力场效应晶体管

◆ 电力MOSFET的工作原理

👉 截止：当漏源极间接正电压，栅极和源极间电压为零时，P基区与N漂移区之间形成的PN结 J_1 反偏，漏源极之间无电流流过。

👉 导通

✓ 在栅极和源极之间加一正电压 U_{GS} ，正电压会将其下面P区中的空穴推开，而将P区中的少子——电子吸引到栅极下面的P区表面。

✓ 当 U_{GS} 大于某一电压值 U_T 时，使P型半导体反型成N型半导体，该反型层形成N沟道而使PN结 J_1 消失，漏极和源极导电。

✓ U_T 称为开启电压（或阈值电压）， U_{GS} 超过 U_T 越多，导电能力越强，漏极电流 I_D 越大。



2.4.3 电力场效应晶体管

■ 电力MOSFET的基本特性

◆ 静态特性

☞ 转移特性

✓ 指漏极电流 I_D 和栅源间电压 U_{GS} 的关系，反映了输入电压和输出电流的关系。

✓ I_D 较大时， I_D 与 U_{GS} 的关系近似线性，曲线的斜率被定义为MOSFET的跨导 G_{fs} ，即

$$G_{fs} = \frac{dI_D}{dU_{GS}} \quad (2-11)$$

✓ 是电压控制型器件，其输入阻抗极高，输入电流非常小。

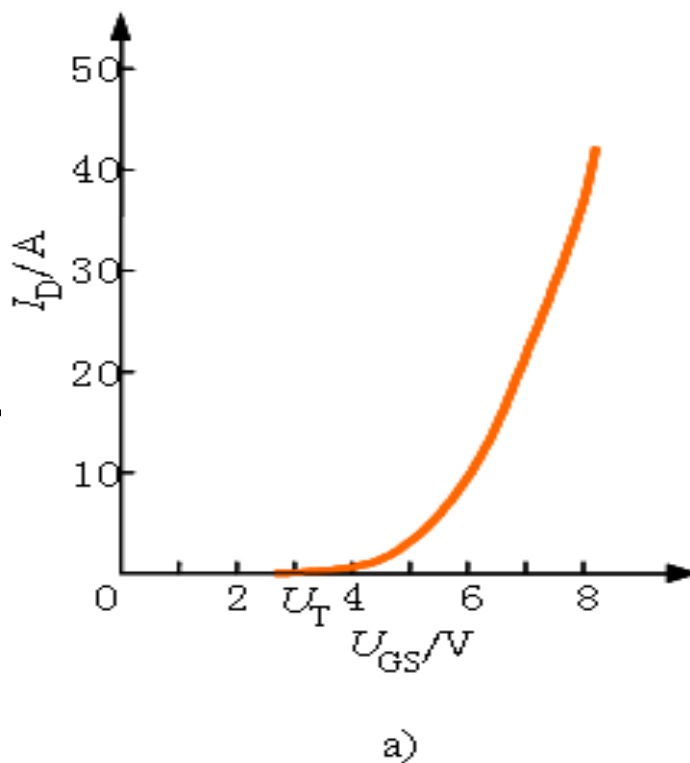


图2-21 电力MOSFET的转移特性和输出特性
a) 转移特性



2.4.3 电力场效应晶体管

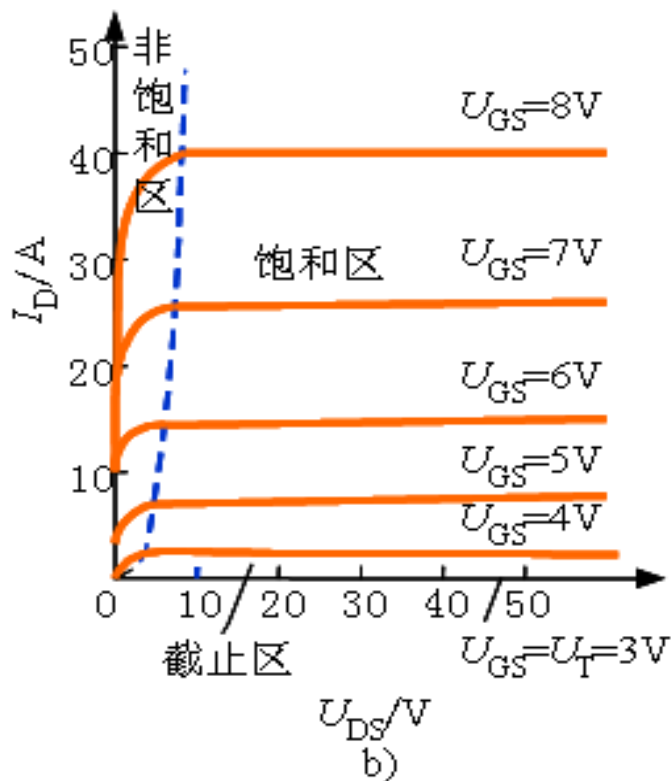


图2-21 电力MOSFET
的转移特性和输出特性
b) 输出特性

输出特性

✓ 是MOSFET的漏极伏安特性。

✓ 截止区（对应于GTR的截止区）、饱和区（对应于GTR的放大区）、非饱和区（对应于GTR的饱和区）三个区域，饱和是指漏源电压增加时漏极电流不再增加，非饱和是指漏源电压增加时漏极电流相应增加。

✓ 工作在开关状态，即在截止区和非饱和区之间来回转换。

✓ 本身结构所致，漏极和源极之间形成了一个与MOSFET反向并联的寄生二极管。

✓ 通态电阻具有正温度系数，对器件并联时的均流有利。



2.4.3 电力场效应晶体管

◆ 动态特性

👉 开通过程

✓ 开通延迟时间 $t_{d(on)}$

电流上升时间 t_r

电压下降时间 t_{fv}

开通时间 $t_{on} = t_{d(on)} + t_r + t_{fv}$

👉 关断过程

✓ 关断延迟时间 $t_{d(off)}$

电压上升时间 t_{rv}

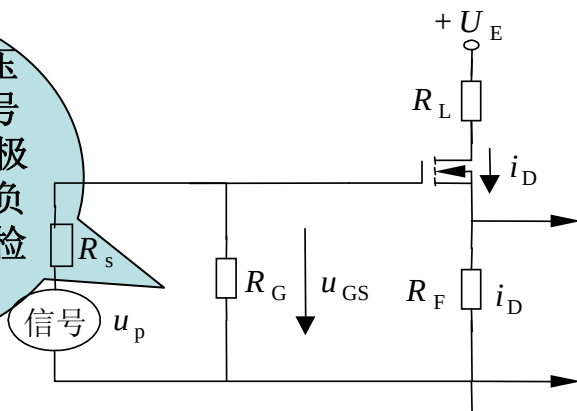
电流下降时间 t_{fi}

关断时间 $t_{off} = t_{d(off)} + t_{rv} + t_{fi}$

👉 MOSFET 的开关速度和其输入

电容的充放电有很大关系，可以降低栅极驱动电路的内阻 R_s ，从而减小栅极回路的充放电时间常数，加快开关速度。

u_p 为矩形脉冲电压信号源， R_s 为信号源内阻， R_G 为栅极电阻， R_L 为漏极负载电阻， R_F 用于检测漏极电流。



(a)

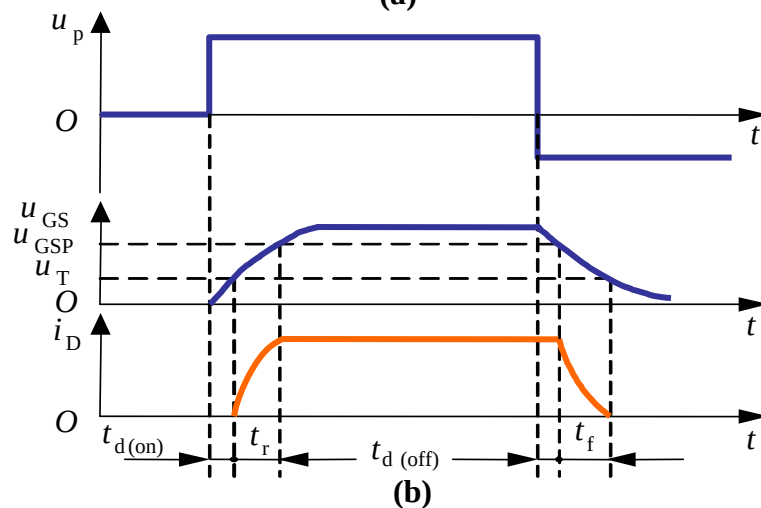


图2-22 电力MOSFET的开关过程

a) 测试电路 b) 开关过程波形



2.4.3 电力场效应晶体管

- ✎ 不存在**少子储存效应**，因而其关断过程是非常迅速的。
- ✎ 开关时间在**10~100ns**之间，其工作频率可达**100kHz**以上，是主要电力电子器件中最高的。
- ✎ 在开关过程中需要对输入电容充放电，仍需要一定的**驱动功率**，开关频率越高，所需要的驱动功率越大。



2.4.3 电力场效应晶体管

■ 电力MOSFET的主要参数

◆ 跨导 G_{fs} 、开启电压 U_T 以及开关过程中的各时间参数。

◆ 漏极电压 U_{DS}

👉 标称电力MOSFET电压定额的参数。

◆ 漏极直流电流 I_D 和漏极脉冲电流幅值 I_{DM}

👉 标称电力MOSFET电流定额的参数。

◆ 栅源电压 U_{GS}

👉 栅源之间的绝缘层很薄， $|U_{GS}| > 20V$ 将导致绝缘层击穿。

◆ 极间电容

👉 C_{GS} 、 C_{GD} 和 C_{DS} 。

◆ 漏源间的耐压、漏极最大允许电流和最大耗散功率决定了电力MOSFET的安全工作区。



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

■ **GTR**和**GTO**是双极型电流驱动器件，由于具有电导调制效应，其通流能力很强，但开关速度较低，所需驱动功率大，驱动电路复杂。而电力**MOSFET**是单极型电压驱动器件，开关速度快，输入阻抗高，热稳定性好，所需驱动功率小而且驱动电路简单。**绝缘栅双极晶体管（Insulated-gate Bipolar Transistor——IGBT或IGT）**综合了**GTR**和**MOSFET**的优点，因而具有良好的特性。



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

IGBT的结构和工作原理

IGBT的结构

是三端器件，具有栅极G、集电极C和发射极E。

由N沟道VDMOSFET与双极型晶体管组合而成的IGBT，比VDMOSFET多一层P⁺注入区，实现对漂移区电导率进行调制，使得IGBT具有很强的通流能力。

简化等效电路表明，IGBT是用GTR与MOSFET组成的达林顿结构，相当于一个由MOSFET驱动的厚基区PNP晶体管。

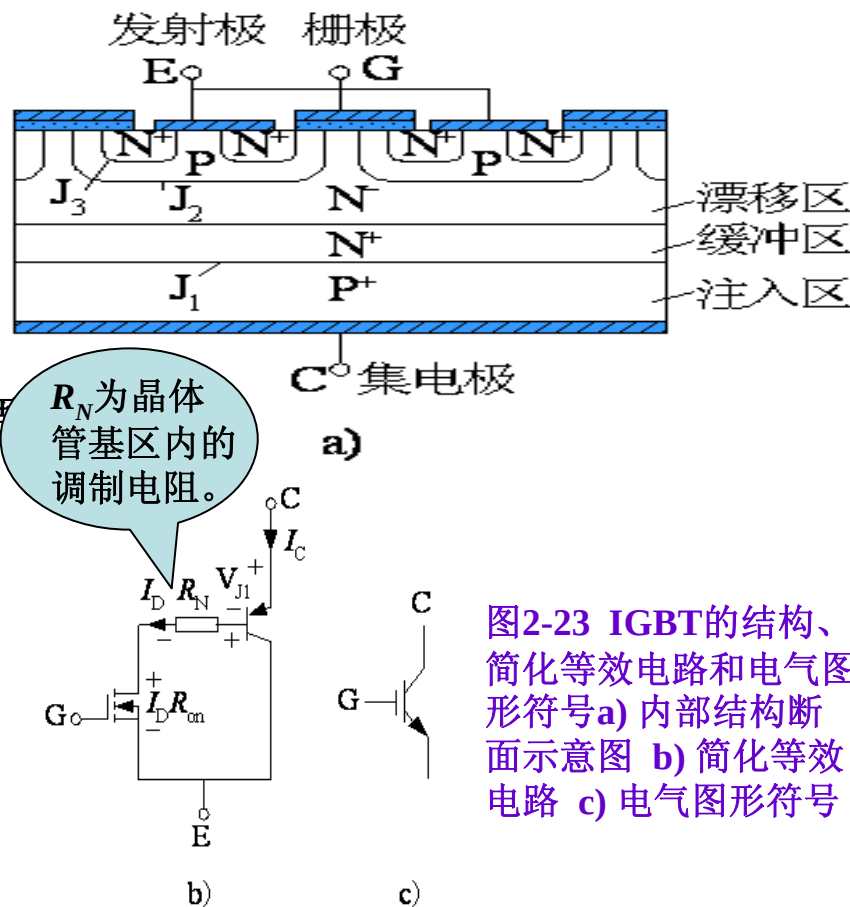


图2-23 IGBT的结构、简化等效电路和电气图形符号 a) 内部结构断面示意图 b) 简化等效电路 c) 电气图形符号



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

◆ IGBT的工作原理

✎ IGBT的驱动原理与电力MOSFET基本相同，是一种场控器件。

✎ 其开通和关断是由栅极和发射极间的电压 U_{GE} 决定的。

✓ 当 U_{GE} 为正且大于开启电压 $U_{GE(th)}$ 时，MOSFET内形成沟道，并为晶体管提供基极电流进而使IGBT导通。

✓ 当栅极与发射极间施加反向电压或不加信号时，MOSFET内的沟道消失，晶体管的基极电流被切断，使得IGBT关断。

✎ 电导调制效应使得电阻 R_N 减小，这样高耐压的IGBT也具有很小的通态压降。



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

■ IGBT的基本特性

◆ 静态特性

👉 转移特性

✓ 描述的是集电极电流 I_C 与栅射电压 U_{GE} 之间的关系。

✓ 开启电压 $U_{GE(th)}$ 是 IGBT 能实现电导调制而导通的最低栅射电压，随温度升高而略有下降。

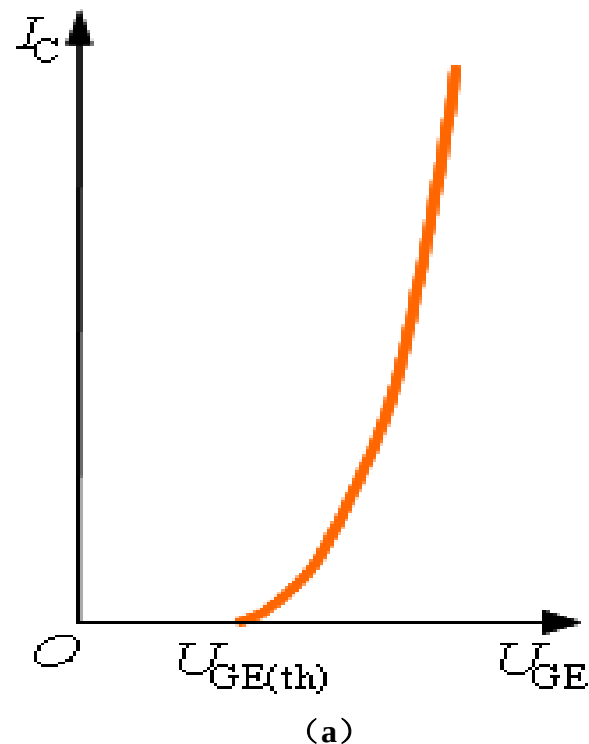


图2-24 IGBT的转移特性和输出特性
a) 转移特性



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

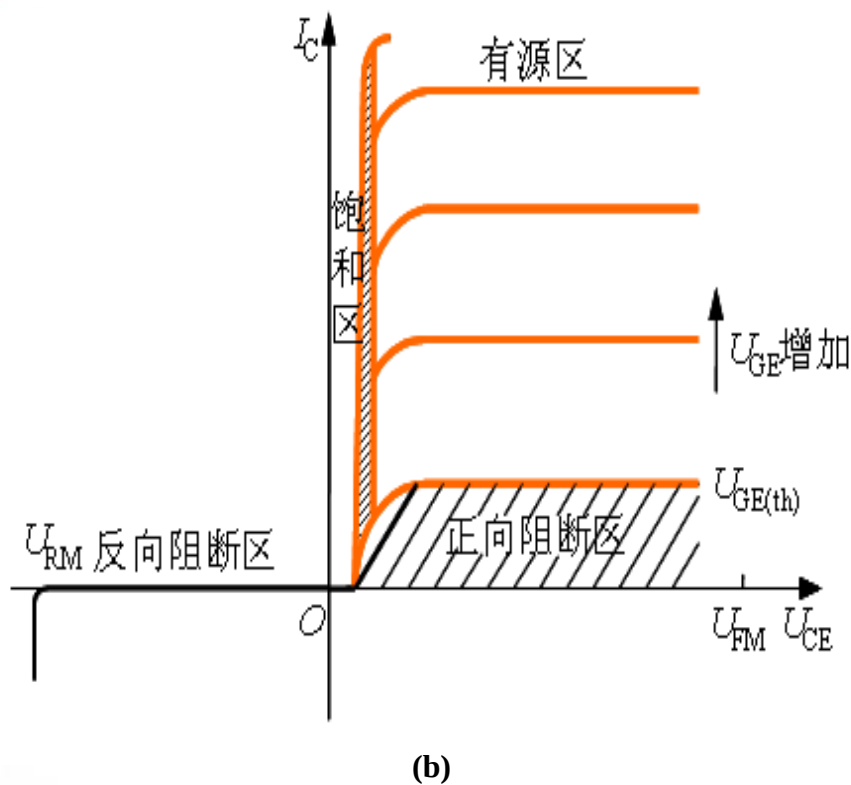


图2-24 IGBT的转移特性和输出特性
b) 输出特性

👉 输出特性（伏安特性）

✓ 描述的是以栅射电压为参考变量时，集电极电流 I_C 与集射极间电压 U_{CE} 之间的关系。

✓ 分为三个区域：正向阻断区、有源区和饱和区。

✓ 当 $U_{CE} < 0$ 时，IGBT 为反向阻断工作状态。

✓ 在电力电子电路中，IGBT 工作在开关状态，因而是在正向阻断区和饱和区之间来回转换。



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

◆ 动态特性

☞ 开通过程

✓ 开通延迟时间 $t_{d(on)}$

电流上升时间 t_r

电压下降时间 t_{fv}

开通时间 $t_{on} = t_{d(on)} + t_r + t_{fv}$

✓ t_{fv} 分为 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段。

☞ 关断过程

✓ 关断延迟时间 $t_{d(off)}$

电压上升时间 t_{rv}

电流下降时间 t_{fi}

关断时间 $t_{off} = t_{d(off)} + t_{rv} + t_{fi}$

✓ t_{fi} 分为 t_{fi1} 和 t_{fi2} 两段

☞ 引入了少子储存现象，因而 IGBT 的开关速度要低于电力 MOSFET。

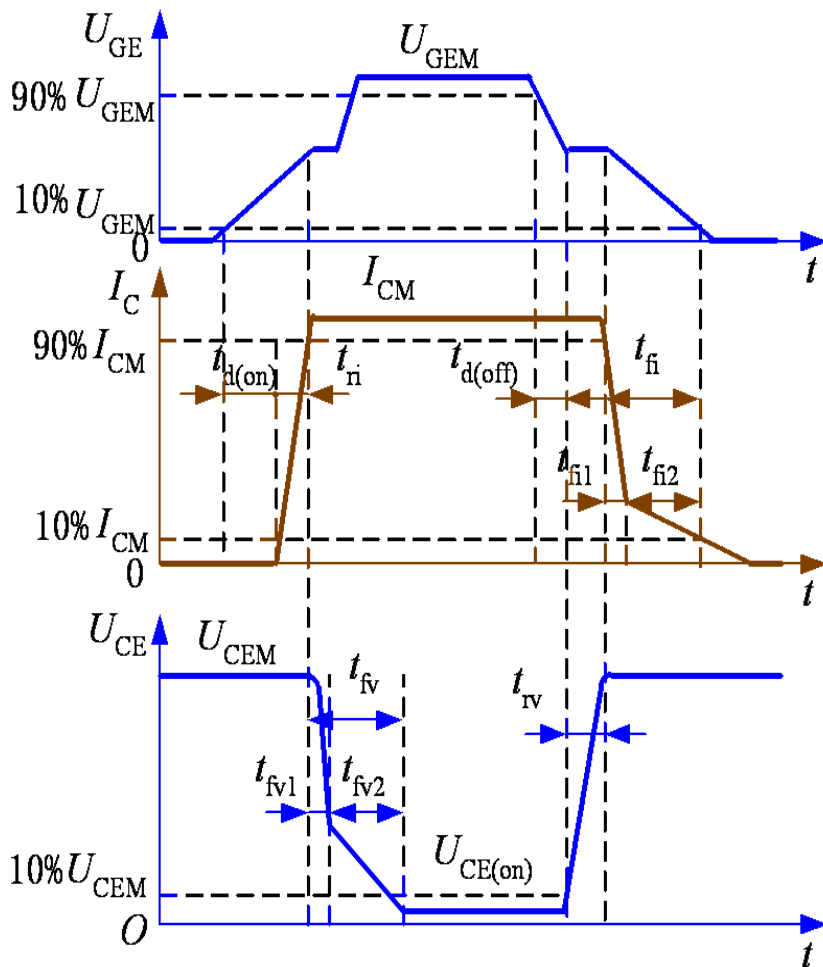


图2-25 IGBT的开关过程



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

■ IGBT的主要参数

- ◆ 前面提到的各参数。
- ◆ 最大集射极间电压 U_{CES}
 - 👉 由器件内部的PNP晶体管所能承受的击穿电压所确定的。
- ◆ 最大集电极电流
 - 👉 包括额定直流电流 I_C 和1ms脉宽最大电流 I_{CP} 。
- ◆ 最大集电极功耗 P_{CM}
 - 👉 在正常工作温度下允许的最大耗散功率。



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

◆ IGBT的特性和参数特点可以总结如下：

☞ 开关速度高，开关损耗小。

☞ 在相同电压和电流定额的情况下，IGBT的安全工作区比GTR大，而且具有耐脉冲电流冲击的能力。

☞ 通态压降比VDMOSFET低，特别是在电流较大的区域。

☞ 输入阻抗高，其输入特性与电力MOSFET类似。

☞ 与电力MOSFET和GTR相比，IGBT的耐压和通流能力还可以进一步提高，同时保持开关频率高的特点。



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

■ IGBT的擎住效应和安全工作区

◆ IGBT的擎住效应

👉 在IGBT内部寄生着一个N-PN⁺晶体管和作为主开关器件的P⁺N-P晶体管组成的寄生晶闸管。其中NPN晶体管的基极与发射极之间存在体区短路电阻，P形体区的横向空穴电流会在该电阻上产生压降，相当于对J₃结施加一个正向偏压，一旦J₃开通，栅极就会失去对集电极电流的控制作用，电流失控，这种现象称为擎住效应或自锁效应。

👉 引发擎住效应的原因，可能是集电极电流过大（静态擎住效应）， dU_{CE}/dt 过大（动态擎住效应），或温度升高。

👉 动态擎住效应比静态擎住效应所允许的集电极电流还要小，因此所允许的最大集电极电流实际上是根据动态擎住效应而确定的。



2.4.4 绝缘栅双极晶体管

◆ IGBT的安全工作区

👉 正向偏置安全工作区 (Forward Biased Safe Operating Area——FBSOA)

✓ 根据最大集电极电流、最大集射极间电压和最大集电极功耗确定。

👉 反向偏置安全工作区 (Reverse Biased Safe Operating Area——RBSOA)

✓ 根据最大集电极电流、最大集射极间电压和最大允许电压上升率 dU_{CE}/dt 。



2.5 其他新型电力电子器件

2.5.1 MOS控制晶闸管MCT

2.5.2 静电感应晶体管SIT

2.5.3 静电感应晶闸管SITH

2.5.4 集成门极换流晶闸管IGCT

2.5.5 基于宽禁带半导体材料的电力
电子器件





2.5.1 MOS控制晶闸管MCT

- MCT (MOS Controlled Thyristor) 是将 **MOSFET** 与 **晶闸管** 组合而成的复合型器件。
- 结合了 **MOSFET** 的高输入阻抗、低驱动功率、快速的开关过程和晶闸管的高电压大电流、低导通压降的特点。
- 由数以万计的 **MCT元** 组成，每个元的组成为：一个 **PNPN** 晶闸管，一个控制该晶闸管开通的 **MOSFET**，和一个控制该晶闸管关断的 **MOSFET**。
- 其关键技术问题没有大的突破，电压和电流容量都远未达到预期的数值，未能投入实际应用。



2.5.2 静电感应晶体管SIT

■ 是一种结型场效应晶体管。

■ 是一种多子导电的器件，其工作频率与电力MOSFET相当，甚至超过电力MOSFET，而功率容量也比电力MOSFET大，因而适用于高频大功率场合。

■ 栅极不加任何信号时是导通的，栅极加负偏压时关断，这被称为正常导通型器件，使用不太方便，此外SIT通态电阻较大，使得通态损耗也大，因而SIT还未在大多数电力电子设备中得到广泛应用。



2.5.3 静电感应晶闸管SITH

- 可以看作是**SIT**与**GTO**复合而成。
- 又被称为**场控晶闸管（Field Controlled Thyristor——FCT）**，本质上是两种载流子导电的**双极型**器件，具有电导调制效应，通态压降低、通流能力强。
- 其很多特性与**GTO**类似，但**开关速度**比**GTO**高得多，是**大容量**的快速器件。
- 一般也是正常导通型，但也有**正常关断型**，电流关断增益较小，因而其应用范围还有待拓展。



2.5.4 集成门极换流晶闸管IGCT

- 是将一个平板型的**GTO**与由很多个并联的电力**MOSFET**器件和其它辅助元件组成的**GTO**门极驱动电路采用精心设计的互联结构和封装工艺集成在一起。
- **容量**与普通**GTO**相当，但**开关速度**比普通的**GTO**快10倍，而且可以简化普通**GTO**应用时庞大而复杂的**缓冲电路**，只不过其所需的**驱动功率**仍然很大。
- 目前正在与**IGBT**等新型器件激烈竞争。



2.5.5 基于宽禁带半导体材料的电力电子器件

- 硅的禁带宽度为**1.12电子伏特 (eV)**，而宽禁带半导体材料是指禁带宽度在**3.0电子伏特**左右及以上的半导体材料，典型的是碳化硅 (SiC)、氮化镓 (GaN)、金刚石等材料。
- 基于宽禁带半导体材料（如碳化硅）的电力电子器件将具有比硅器件高得多的耐受高电压的能力、低得多的通态电阻、更好的导热性能和热稳定性以及更强的耐受高温和射线辐射的能力，许多方面的性能都是成数量级的提高。
- 宽禁带半导体器件的发展一直佑于材料的提炼和制造以及随后的半导体制造工艺的困难。



2.6 功率集成电路与集成电力电子模块

■ 基本概念

- ◆ 20世纪80年代中后期开始，模块化趋势，将多个器件封装在一个模块中，称为**功率模块**。
- ◆ 可缩小装置体积，降低成本，提高可靠性。
- ◆ 对工作频率高的电路，可大大减小线路电感，从而简化对保护和缓冲电路的要求。
- ◆ 将器件与逻辑、控制、保护、传感、检测、自诊断等信息电子电路制作在同一芯片上，称为**功率集成电路（Power Integrated Circuit——PIC）**。





2.6 功率集成电路与集成电力电子模块

■ 实际应用电路

◆ 高压集成电路（High Voltage IC——HVIC）

☞ 一般指横向高压器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成。

◆ 智能功率集成电路（Smart Power IC——SPIC）

☞ 一般指纵向功率器件与逻辑或模拟控制电路的单片集成。

◆ 智能功率模块（Intelligent Power Module——IPM）

☞ 专指IGBT及其辅助器件与其保护和驱动电路的单片集成，也称智能IGBT（Intelligent IGBT）。



2.6 功率集成电路与集成电力电子模块

■ 发展现状

- ◆ 功率集成电路的主要技术难点：高低压电路之间的绝缘问题以及温升和散热的处理。
- ◆ 以前功率集成电路的开发和研究主要在中小功率应用场合。
- ◆ 智能功率模块在一定程度上回避了上述两个难点,最近几年获得了迅速发展。
- ◆ 功率集成电路实现了电能和信息的集成，成为机电一体化的理想接口。



本章小结

■ 将各种主要电力电子器件的基本结构、工作原理、基本特性和主要参数等问题作了全面的介绍。

■ 电力电子器件归类

◆ 按照器件内部**电子**和**空穴**两种载流子参与导电的情况

👉 **单极型**：肖特基二极管、电力MOSFET和SIT等。

👉 **双极型**：基于PN结的电力二极管、晶闸管、GTO和GTR等。

👉 **复合型**：IGBT、SITH和MCT等。

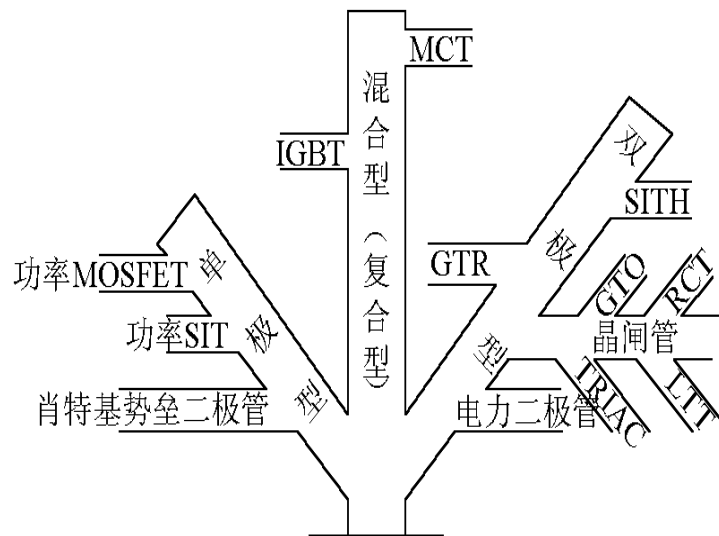


图2-26 电力电子器件分类“树”





本章小结

◆ 按驱动类型

☞ 电压驱动型器件

- ✓ 单极型器件和复合型器件。
- ✓ 共同特点是：输入阻抗高，所需驱动功率小，驱动电路简单，工作频率高。

☞ 电流驱动型器件

- ✓ 双极型器件。
- ✓ 共同特点是：具有电导调制效应，因而通态压降低，导通损耗小，但工作频率较低，所需驱动功率大，驱动电路也比较复杂。

◆ 按控制信号的波形

☞ 电平控制型器件

- ✓ 电压驱动型器件和部分电流驱动型器件（如GTR）

☞ 脉冲触发型器件

- ✓ 部分电流驱动型器件（如晶闸管和GTO）



本章小结

■ 电力电子器件的现状和发展趋势

◆ 20世纪90年代中期以来，逐渐形成了小功率（10kW以下）场合以电力MOSFET为主，中、大功率场合以IGBT为主的压倒性局面，在10MVA以上或者数千伏以上的应用场合，如果不需要自关断能力，那么晶闸管仍然是目前的首选器件。

◆ 电力MOSFET和IGBT中的技术创新仍然在继续，IGBT还在不断夺取传统上属于晶闸管的应用领域。

◆ 宽禁带半导体材料由于其各方面性能都优于硅材料，因而是很有前景的电力半导体材料。

第3章 整流电路

3.1 单相可控整流电路

3.2 三相可控整流电路

3.3 变压器漏感对整流电路的影响

3.4 电容滤波的不可控整流电路

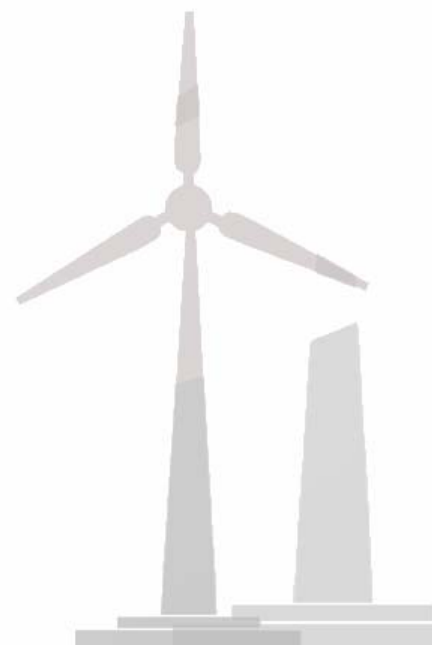
3.5 整流电路的谐波和功率因数

3.6 大功率可控整流电路

3.7 整流电路的有源逆变工作状态

3.8 相控电路的驱动控制

本章小结





引言

- 整流电路（**Rectifier**）是电力电子电路中出现最早的一种，它的作用是将交流电能变为直流电能供给直流用电设备。
- 整流电路的分类
 - ◆ 按组成的器件可分为**不可控**、**半控**、**全控**三种。
 - ◆ 按电路结构可分为**桥式**电路和**零式**电路。
 - ◆ 按交流输入相数分为**单相**电路和**多相**电路。
 - ◆ 按变压器二次侧电流的方向是单向或双向，分为**单拍**电路和**双拍**电路。



3.1 单相可控整流电路

3.1.1 单相半波可控整流电路

3.1.2 单相桥式全控整流电路

3.1.3 单相全波可控整流电路

3.1.4 单相桥式半控整流电路





3.1.1 单相半波可控整流电路

■ 带电阻负载的工作情况

◆ **变压器T**起变换电压和隔离的作用，其一次侧和二次侧电压瞬时值分别用 u_1 和 u_2 表示，有效值分别用 U_1 和 U_2 表示，其中 U_2 的大小根据需要的直流输出电压 u_d 的平均值 U_d 确定。

◆ 电阻负载的特点是**电压与电流成正比，两者波形相同**。

◆ 在分析整流电路工作时，认为晶闸管（开关器件）为**理想器件**，即晶闸管导通时其管压降等于零，晶闸管阻断时其漏电流等于零，除非特意研究晶闸管的开通、关断过程，一般认为晶闸管的开通与关断过程瞬时完成。

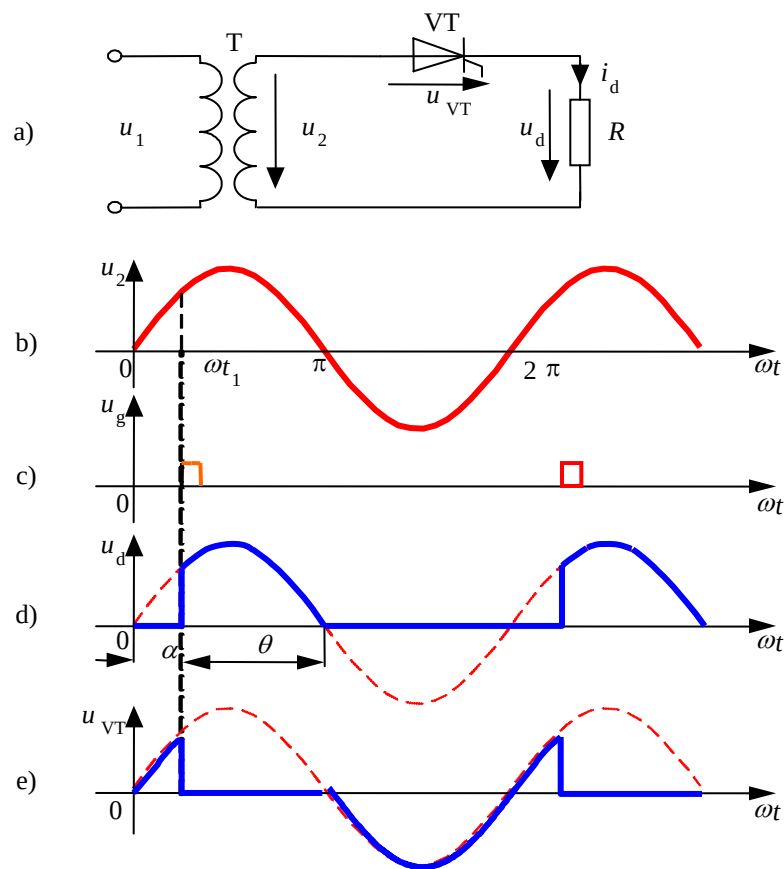


图3-1 单相半波可控整流电路及波形



3.1.1 单相半波可控整流电路

- ◆ 改变触发时刻， u_d 和 i_d 波形随之改变，直流输出电压 u_d 为极性不变但瞬时值变化的脉动直流，其波形只在 u_2 正半周内出现，故称“半波”整流。加之电路中采用了可控器件晶闸管，且交流输入为单相，故该电路称为单相半波可控整流电路。整流电压 u_d 波形在一个电源周期中只脉动1次，故该电路为单脉波整流电路。

- ◆ 基本数量关系

- 👉 α : 从晶闸管开始承受正向阳极电压起到施加触发脉冲止的电角度称为触发延迟角，也称触发角或控制角。

- 👉 θ : 晶闸管在一个电源周期中处于通态的电角度称为导通角。

- 👉 直流输出电压平均值

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = 0.45U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3-1)$$

- 👉 随着 α 增大， U_d 减小，该电路中VT的 α 移相范围为 180° 。

- ◆ 通过控制触发脉冲的相位来控制直流输出电压大小的方式称为相位控制方式，简称相控方式。



3.1.1 单相半波可控整流电路

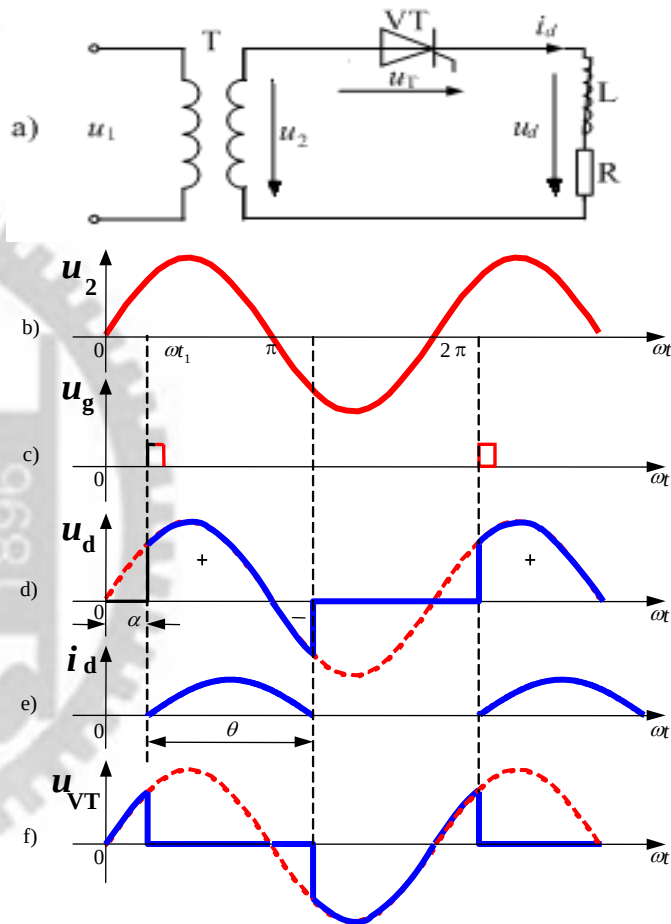


图3-2 带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形

带阻感负载的工作情况

◆ 阻感负载的特点是电感对电流变化有抗拒作用，使得流过电感的电流不能发生突变。

电路分析

✎ 晶闸管VT处于断态， $i_d=0$ ， $u_d=0$ ， $u_{VT}=u_2$ 。

✎ 在 ωt_1 时刻，即触发角 α 处

✓ $u_d=u_2$ 。

✓ L的存在使 i_d 不能突变， i_d 从0开始增加。

✎ u_2 由正变负的过零点处， i_d 已经处于减小的过程中，但尚未降到零，因此VT仍处于通态。

✎ ωt_2 时刻，电感能量释放完毕， i_d 降至零，VT关断并立即承受反压。

✎ 由于电感的存在延迟了VT的关断时刻，使 u_d 波形出现负的部分，与带电阻负载时相比其平均值 U_d 下降。



3.1.1 单相半波可控整流电路

◆ 电力电子电路的一种基本分析方法

👉 把器件理想化，将电路简化为分段线性电路。

👉 器件的每种状态组合对应一种线性电路拓扑，器件通断状态变化时，电路拓扑发生改变。

👉 以前述单相半波电路为例

✓ 当VT处于断态时，相当于电路在VT处断开， $i_d=0$ 。当VT处于通时，相当于VT短路。两种情况的等效电路如图3-3所示。

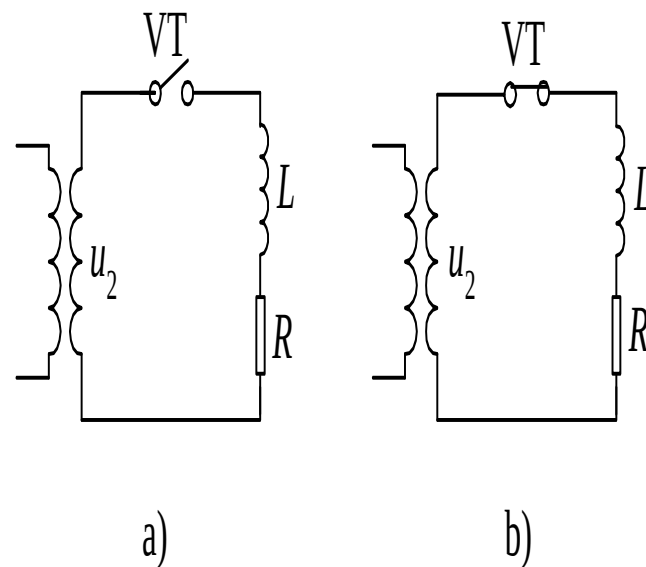
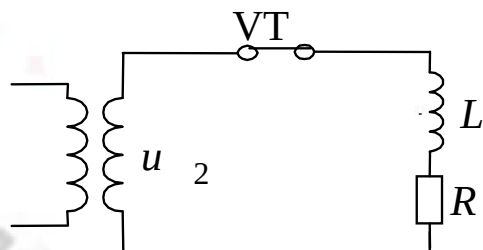


图3-3 单相半波可控整流电路的分段线性等效电路
a) VT处于关断状态
b) VT处于导通状态



3.1.1 单相半波可控整流电路



b)

图3-3 b) VT处于导通状态

✓ VT处于通态时，如下方程成立：

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \quad (3-2)$$

在VT导通时刻，有 $\omega t = \alpha$ ， $i_d = 0$ ，这是式(3-2)的初始条件。求解式(3-2)并将初始条件代入可得

$$i_d = -\frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha)} + \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (3-3)$$

式中， $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ ， $\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$ 。由此式可得出图3-2e所示的 i_d 波形。当 $\omega t = \theta + \alpha$ 时， $i_d = 0$ ，代入式(3-3)并整理得

$$\sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\theta}{\tan \varphi}} = \sin(\theta + \alpha - \varphi) \quad (3-4)$$



3.1.1 单相半波可控整流电路

✓ 若 φ 为定值， α 角大， θ 越小。
若 α 为定值， φ 越大， θ 越大，且平均值 U_d 越接近零。为解决上述矛盾，在整流电路的负载两端并联一个二极管，称为续流二极管，用 VD_R 表示。

◆ 有续流二极管的电路

👉 电路分析

✓ u_2 正半周时，与没有续流二极管时的情况是一样的。

✓ 当 u_2 过零变负时， VD_R 导通， u_d 为零，此时为负的 u_2 通过 VD_R 向VT施加反压使其关断，L储存的能量保证了电流 i_d 在L-R- VD_R 回路中流通，此过程通常称为续流。

✓ 若L足够大， i_d 连续，且 i_d 波形接近一条水平线。

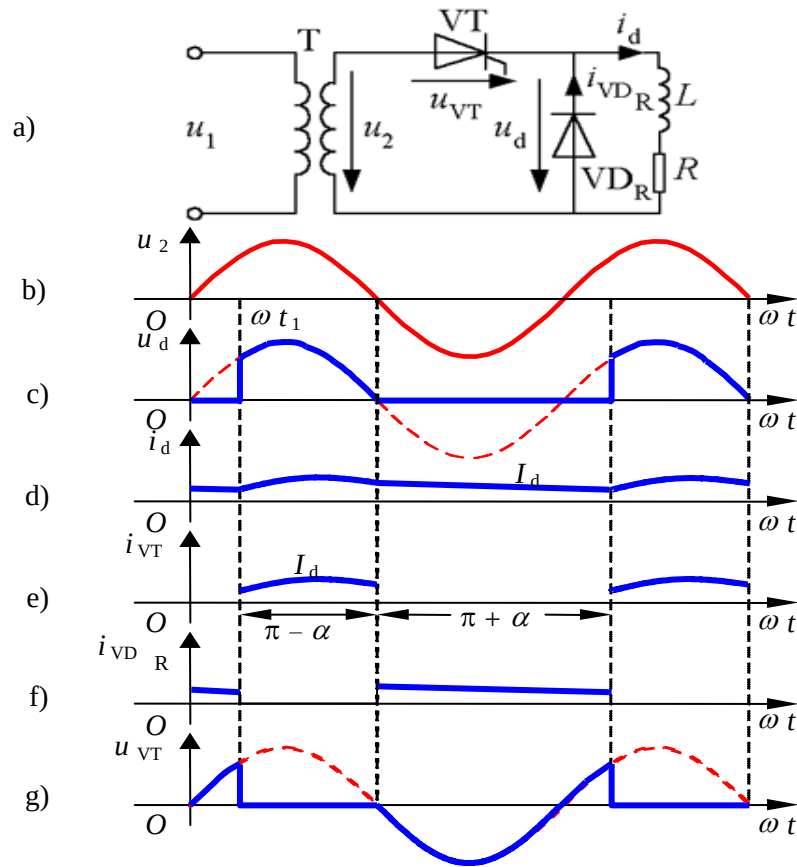


图3-4 单相半波带阻感负载有续流二极管的电路及波形



3.1.1 单相半波可控整流电路

基本数量关系

✓ 流过晶闸管的电流平均值 I_{dT} 和有效值 I_T 分别为：

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (3-5)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3-6)$$

✓ 续流二极管的电流平均值 I_{dDR} 和有效值 I_{DR} 分别为

$$I_{dDR} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I_d \quad (3-7)$$

$$I_{DR} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3-8)$$

✓ 其移相范围为 180° ，其承受的最大正反向电压均为 u_2 的峰值即 $\sqrt{2}U_2$ 。

续流二极管承受的电压为 $-u_d$ ，其最大反向电压为 $\sqrt{2}U_2$ ，亦为 u_2 的峰值。

■ 单相半波可控整流电路的特点是简单，但输出脉动大，变压器二次侧电流中含直流分量，造成变压器铁芯**直流磁化**。为使变压器铁芯不饱和，需增大铁芯截面积，增大了设备的容量。



3.1.2 单相桥式全控整流电路

■ 带电阻负载的工作情况

◆ 电路分析

👉 晶闸管 VT_1 和 VT_4 组成一对桥臂， VT_2 和 VT_3 组成另一对桥臂。

👉 在 u_2 正半周（即a点电位高于b点电位）

✓ 若4个晶闸管均不导通， $i_d=0, u_d=0$,

VT_1 、 VT_4 串联承受电压 u_2 。

✓ 在触发角 α 处给 VT_1 和 VT_4 加触发脉冲， VT_1 和 VT_4 即导通，电流从电源a端经 VT_1 、 R 、 VT_4 流回电源b端。

👉 当 u_2 过零时，流经晶闸管的电流也降到零， VT_1 和 VT_4 关断。

👉 在 u_2 负半周，仍在触发角 α 处触发 VT_2 和 VT_3 ， VT_2 和 VT_3 导通，电流从电源b端流出，经 VT_3 、 R 、 VT_2 流回电源a端。

👉 到 u_2 过零时，电流又降为零， VT_2 和 VT_3 关断。

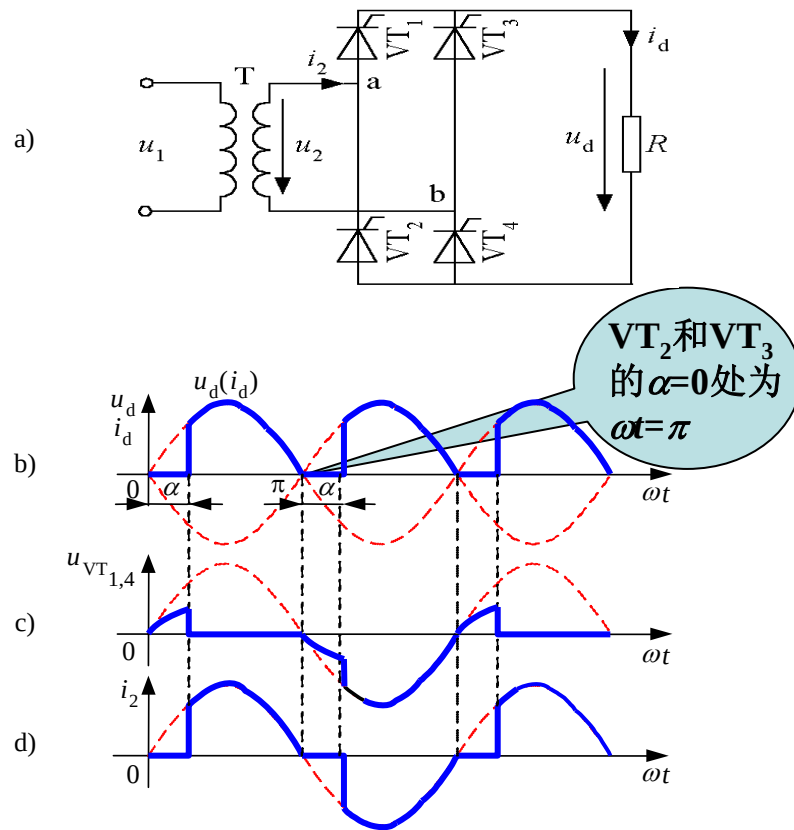


图3-5 单相全控桥式带电阻负载时的电路及波形



3.1.2 单相桥式全控整流电路

◆ 基本数量关系

👉 晶闸管承受的最大正向电压和反向电压分别为 $\frac{\sqrt{2}}{2}U_2$ 和 $\sqrt{2}U_2$ 。

👉 整流电压平均值为：

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \alpha t d(\alpha t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2} \quad (3-9)$$

$\alpha=0$ 时， $U_d = U_{d0} = 0.9U_2$ 。 $\alpha=180^\circ$ 时， $U_d=0$ 。可见， α 角的移相范围为 180° 。

👉 向负载输出的直流电流平均值为：

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi R} \frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9 \frac{U_2}{R} \frac{1+\cos\alpha}{2} \quad (3-10)$$



3.1.2 单相桥式全控整流电路

👉 流过晶闸管的电流平均值：

$$I_{dT} = \frac{1}{2} I_d = 0.45 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3-11)$$

👉 流过晶闸管的电流有效值为：

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-12)$$

👉 变压器二次侧电流有效值 I_2 与输出直流电流有效值 I 相等，为

$$I = I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-13)$$

由式 (3-12) 和 (3-13) 可见：

$$I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I \quad (3-14)$$

👉 不考虑变压器的损耗时，要求变压器的容量为 $S = U_2 I_2$ 。



3.1.2 单相桥式全控整流电路

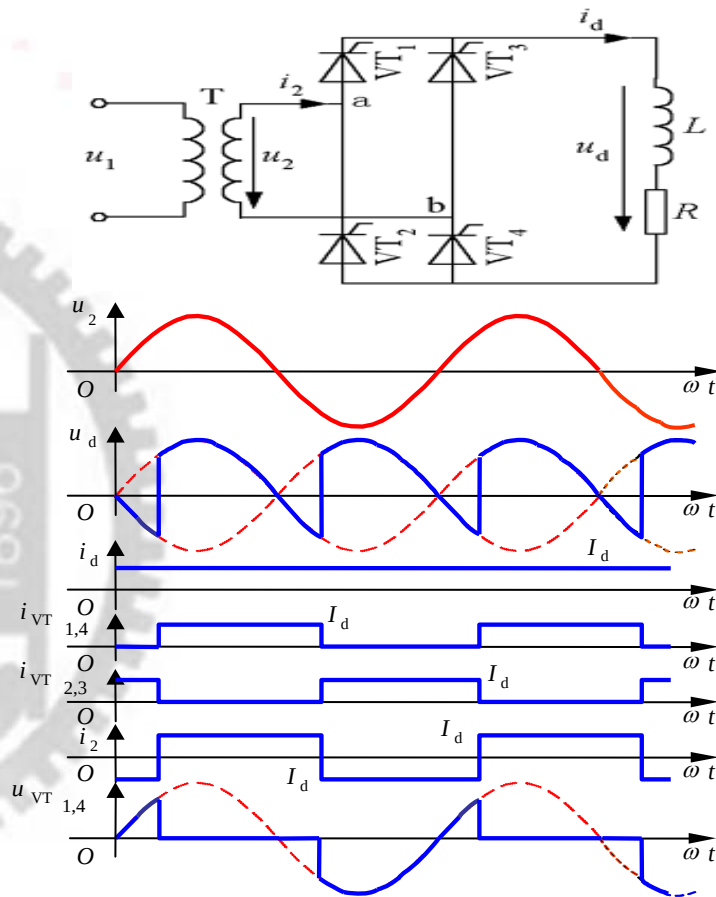


图3-6 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形

■ 带阻感负载的工作情况

◆ 电路分析

👉 在 u_2 正半周期

✓ 触发角 α 处给晶闸管 VT_1 和 VT_4 加触发脉冲使其开通, $u_d = u_2$ 。

✓ 负载电感很大, i_d 不能突变且波形近似为一条水平线。

👉 u_2 过零变负时, 由于电感的作用晶闸管 VT_1 和 VT_4 中仍流过电流 i_d , 并不关断。

👉 $\omega t = \pi + \alpha$ 时刻, 触发 VT_2 和 VT_3 , VT_2 和 VT_3 导通, u_2 通过 VT_2 和 VT_3 分别向 VT_1 和 VT_4 施加反压使 VT_1 和 VT_4 关断, 流过 VT_1 和 VT_4 的电流迅速转移到 VT_2 和 VT_3 上, 此过程称为 **换相**, 亦称 **换流**。



3.1.2 单相桥式全控整流电路

◆ 基本数量关系

👉 整流电压平均值为：

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \alpha t d(\alpha t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = 0.9 U_2 \cos \alpha \quad (3-15)$$

当 $\alpha=0$ 时， $U_{d0}=0.9U_2$ 。 $\alpha=90^\circ$ 时， $U_d=0$ 。晶闸管移相范围为 90° 。

👉 晶闸管承受的最大正反向电压均为 $\sqrt{2}U_2$ 。

👉 晶闸管导通角 θ 与 α 无关，均为 180° ，其电流平均值和有效值分别为： $I_{dT} = \frac{1}{2} I_d$ 和 $I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = 0.707 I_d$ 。

👉 变压器二次侧电流 i_2 的波形为正负各 180° 的矩形波，其相位由 α 角决定，有效值 $I_2=I_d$ 。



3.1.2 单相桥式全控整流电路

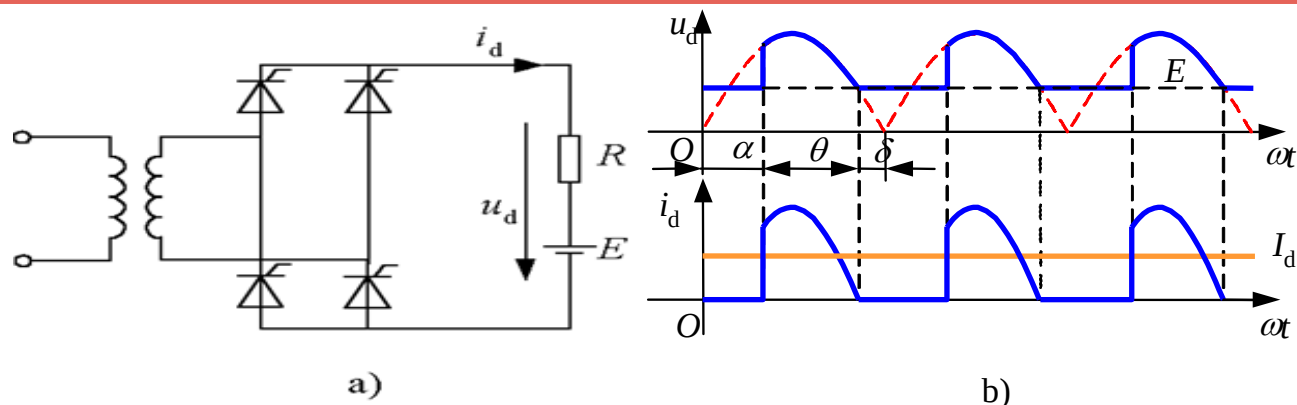


图3-7 单相桥式全控整流电路接反电动势—电阻负载时的电路及波形

■ 带反电动势负载时的工作情况

◆ 当负载为蓄电池、直流电动机的电枢（忽略其中的电感）等时，负载可看成一个直流电压源，对于整流电路，它们就是反电动势负载。

◆ 电路分析

👉 $|u_2| > E$ 时，才有晶闸管承受正电压，有导通的可能。

👉 晶闸管导通之后， $u_d = u_2$ ， $i_d = \frac{u_d - E}{R}$ ，直至 $|u_2| = E$ ， i_d 即降至 0 使得晶闸管关断，此后 $u_d = E$ 。

👉 与电阻负载时相比，晶闸管提前了电角度 δ 停止导电， δ 称为停止导电角。

$$\delta = \sin^{-1} \frac{E}{\sqrt{2} U_2} \quad (3-16)$$

👉 当 $\alpha < \delta$ 时，触发脉冲到来时，晶闸管承受负电压，不可能导通。



3.1.2 单相桥式全控整流电路

☞ 触发脉冲有足够的宽度，保证当 $\omega t = \delta$ 时刻有晶闸管开始承受正电压时，触发脉冲仍然存在。这样，相当于触发角被推迟为 δ 。

☞ 在 α 角相同时，整流输出电压比电阻负载时

◆ 电流断续

☞ i_d 波形在一周期内有部分时间为0的情况，称为电流断续。

☞ 负载为直流电动机时，如果出现电流断续，则电动机的机械特性将很软。



3.1.2 单相桥式全控整流电路

- 👉 为了克服此缺点，一般在主电路中直流输出侧串联一个**平波电抗器**。
- 👉 电感量足够大使电流连续，晶闸管每次导通**180°**，这时整流电压 u_d 的波形和负载电流 i_d 的波形与电感负载电流连续时的波形相同， u_d 的计算公式亦一样。
- 👉 为保证电流连续所需的**电感量L**可由下式求出：

$$L = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi\omega I_{dmin}} = 2.87 \times 10^{-3} \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (3-17)$$

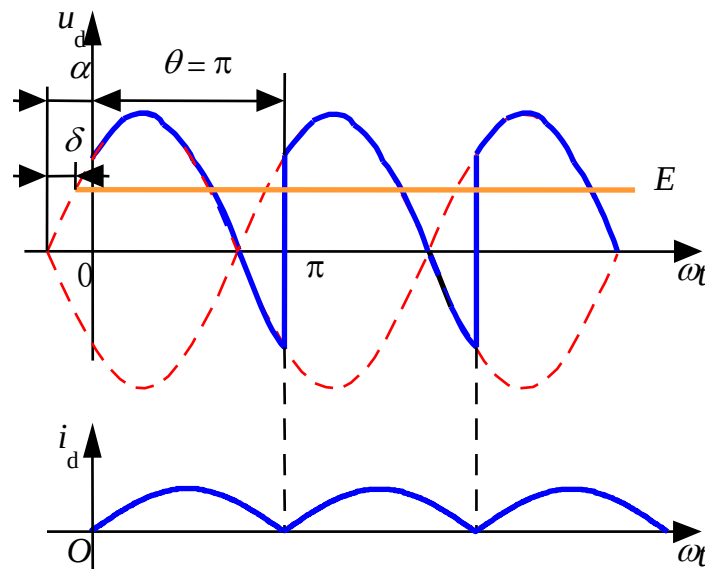


图3-8 单相桥式全控整流电路带反电动势负载串平波电抗器，电流连续的临界情况



3.1.2 单相桥式全控整流电路

■ 例：单相桥式全控整流电路， $U_2=100\text{V}$ ，负载中 $R=2\Omega$ ， L 值极大，反电势 $E=60\text{V}$ ，当 $\alpha=30^\circ$ 时，要求：

- ①作出 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形；
- ②求整流输出平均电压 U_d 、电流 I_d ，变压器二次侧电流有效值 I_2 ；
- ③考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

解：① u_d 、 i_d 和 i_2 的波形如图3-9：

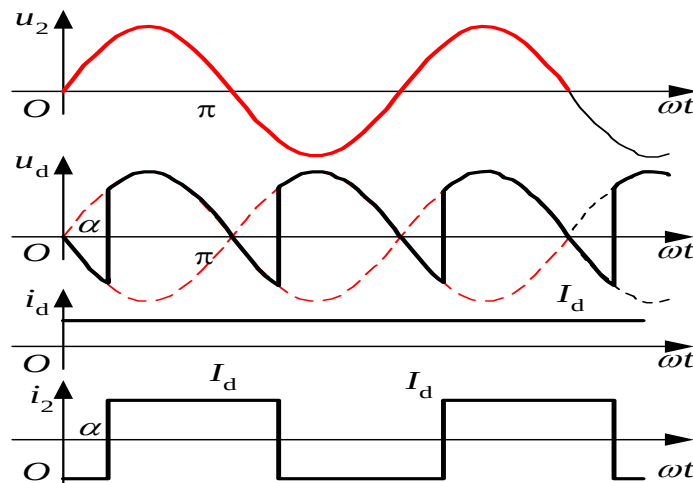


图3-9 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形图



3.1.2 单相桥式全控整流电路

②整流输出平均电压 U_d 、电流 I_d ，变压器二次侧电流有效值 I_2 分别为

$$U_d = 0.9 U_2 \cos \alpha = 0.9 \times 100 \times \cos 30^\circ = 77.97(\text{A})$$

$$I_d = (U_d - E) / R = (77.97 - 60) / 2 = 9(\text{A})$$

$$I_2 = I_d = 9(\text{A})$$

③晶闸管承受的最大反向电压为：

$$\sqrt{2} U_2 = 100\sqrt{2} = 141.4 (\text{V})$$

流过每个晶闸管的电流的有效值为：

$$I_{VT} = I_d / \sqrt{2} = 6.36 (\text{A})$$

故晶闸管的额定电压为：

$$U_N = (2 \sim 3) \times 141.4 = 283 \sim 424 (\text{V})$$

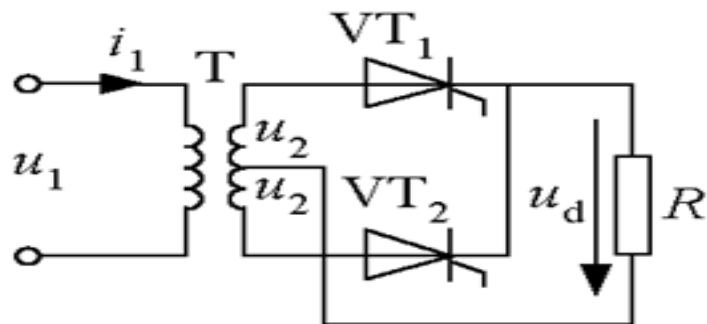
晶闸管的额定电流为：

$$I_N = (1.5 \sim 2) \times 6.36 / 1.57 = 6 \sim 8 (\text{A})$$

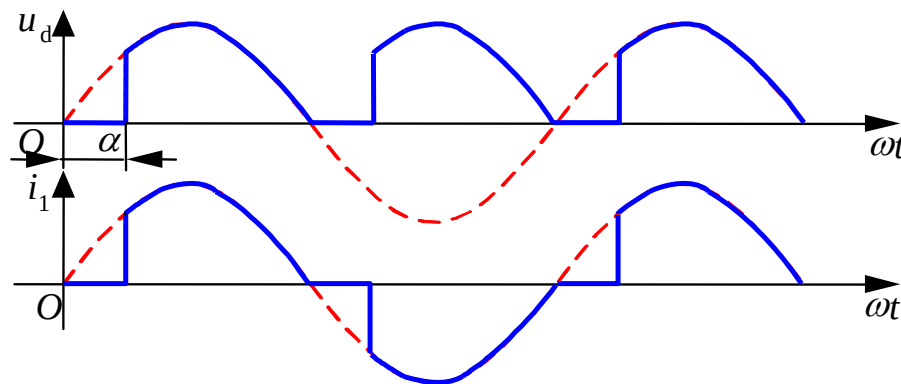
晶闸管额定电压和电流的具体数值可按晶闸管产品系列参数选取。



3.1.3 单相全波可控整流电路



a)



b)

图3-10 单相全波可控整流电路及波形

■ 带电阻负载时

◆ 电路分析

👉 变压器T带中心抽头。

👉 在 u_2 正半周， VT_1 工作，变压器二次绕组上半部分流过电流。

👉 u_2 负半周， VT_2 工作，变压器二次绕组下半部分流过反方向的电流。

👉 变压器也不存在直流磁化的问题。





3.1.3 单相全波可控整流电路

◆ 单相全波与单相全控桥的区别

☞ 单相全波中**变压器**结构较复杂，材料的消耗多。

☞ 单相全波只用**2**个晶闸管，比单相全控桥少**2**个，相应地，门极驱动电路也少**2**个；但是晶闸管承受的最大电压是单相全控桥的**2**倍。

☞ 单相全波**导电回路**只含**1**个晶闸管，比单相桥少**1**个，因而管压降也少**1**个。

◆ 从上述后两点考虑，单相全波电路有利于在**低输出电压**的场合应用。



3.1.4 单相桥式半控整流电路

■ 与全控电路在电阻负载时的工作情况相同。

■ 带电感负载

◆ 电路分析（先不考虑VDR）

👉 每一个导电回路由1个晶闸管和1个二极管构成。

👉 在 u_2 正半周， α 处触发 VT_1 ， u_2 经 VT_1 和 VD_4 向负载供电。

👉 u_2 过零变负时，因电感作用使电流连续， VT_1 继续导通，但因a点电位低于b点电位，电流是由 VT_1 和 VD_2 续流， $u_d=0$ 。

👉 在 u_2 负半周， α 处触发 VT_3 ，向 VT_1 加反压使之关断， u_2 经 VT_3 和 VD_2 向负载供电。

👉 u_2 过零变正时， VD_4 导通， VD_2 关断。 VT_3 和 VD_4 续流， u_d 又为零。

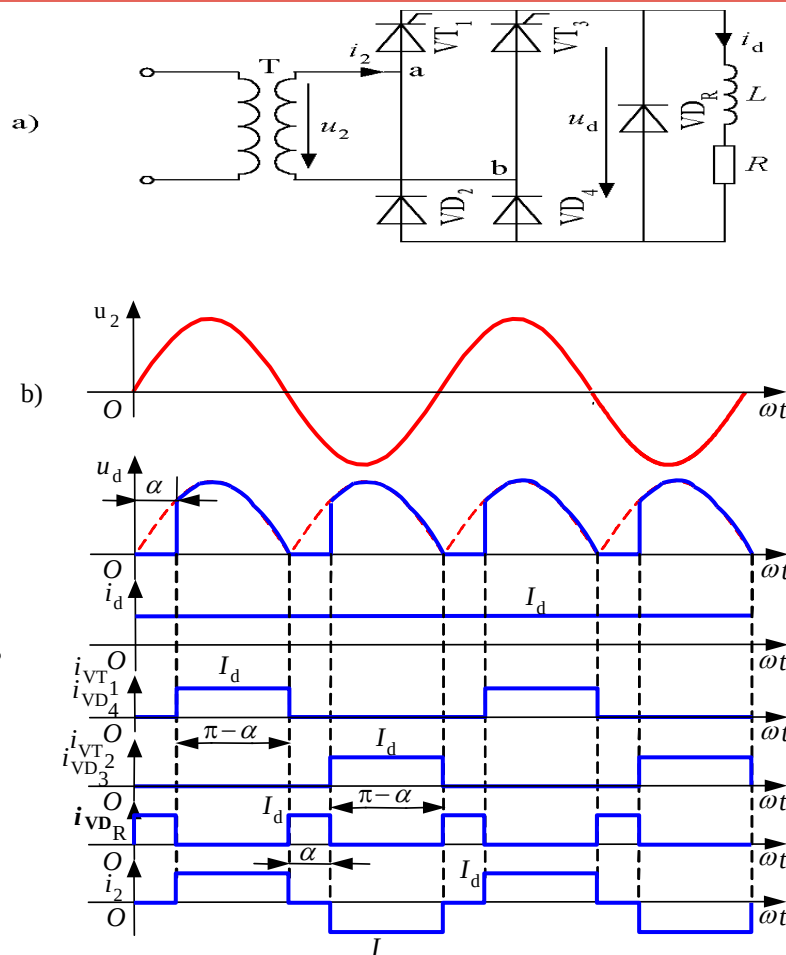


图3-11 单相桥式半控整流电路，有续流二极管，阻感负载时的电路及波形



3.1.4 单相桥式半控整流电路

◆续流二极管 VD_R

👉若无续流二极管，则当 α 突然增大至 180° 或触发脉冲丢失时，会发生一个晶闸管持续导通而两个二极管轮流导通的情况，这使 u_d 成为正弦半波，即半周期 u_d 为正弦，另外半周期 u_d 为零，其平均值保持恒定，相当于单相半波不可控整流电路时的波形，称为失控。

👉有续流二极管 VD_R 时，续流过程由 VD_R 完成，避免了失控的现象。

👉续流期间导电回路中只有一个管压降，少了一个管压降，有利于降低损耗。



3.1.4 单相桥式半控整流电路

■ 单相桥式半控整流电路的另一种接法

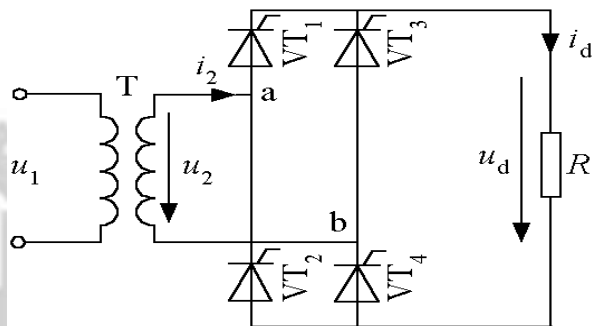


图3-4 (a)单相全控桥式电路

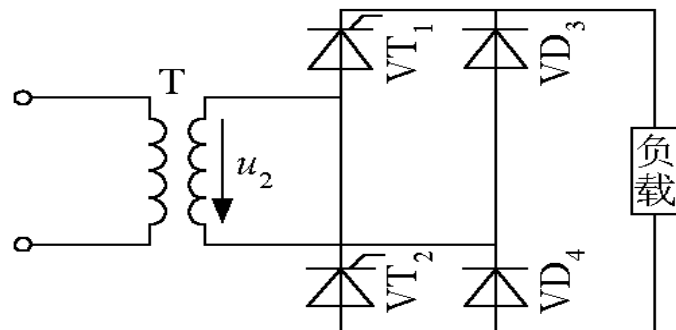


图2-11 单相桥式半控整流电路的另一种接法

- ◆ 相当于把图3-5(a)中的 VT_3 和 VT_4 换为二极管 VD_3 和 VD_4 ，这样可以省去续流二极管 VD_R ，续流由 VD_3 和 VD_4 来实现。
- ◆ 这种接法的两个晶闸管阴极电位不同，二者的触发电路需要隔离。



3.2 三相可控整流电路

3.2.1 三相半波可控整流电路

3.2.2 三相桥式全控整流电路





3.2 三相可控整流电路·引言

- 其交流侧由三相电源供电。
- 当整流负载容量较大，或要求直流电压脉动较小、易滤波时，应采用三相整流电路。
- 最基本的是三相半波可控整流电路。
- 应用最为广泛的三相桥式全控整流电路、以及双反星形可控整流电路、十二脉波可控整流电路等。



3.2.1 三相半波可控整流电路

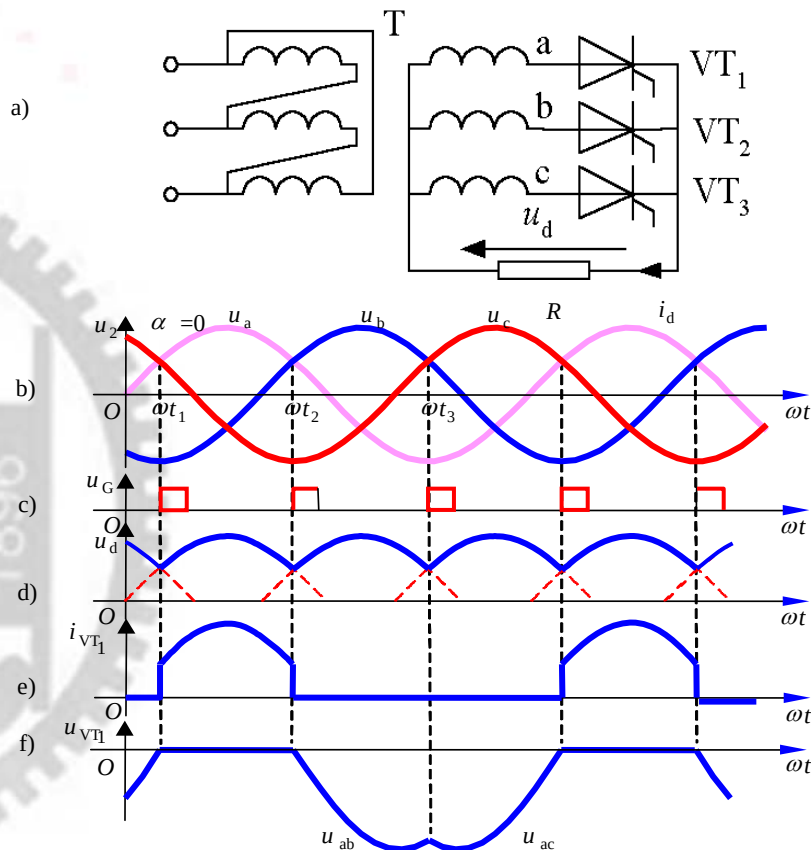


图3-13 三相半波可控整流电路共阴极接
法电阻负载时的电路及 $\alpha=0^\circ$ 时的波形

■ 电阻负载

◆ 电路分析

👉 为得到零线，变压器二次侧必须接成**星形**，而一次侧接成**三角形**，避免**3次谐波**流入电网。

👉 三个晶闸管按**共阴极接法**连接，这种接法触发电路有公共端，连线方便。

👉 假设将晶闸管换作二极管，三个二极管对应的相电压中哪一个的值最大，则该相所对应的二极管导通，并使另两相的二极管承受反压关断，输出整流电压即为该相的**相电压**。

👉 自然换相点

✓ 在相电压的交点 ωt_1 、 ωt_2 、 ωt_3 处，均出现了二极管换相，称这些交点为**自然换相点**。

✓ 将其作为 α 的起点，即 $\alpha=0$ 。



3.2.1 三相半波可控整流电路

👉 $\alpha=0^\circ$ (波形见上页)

✓ 三个晶闸管轮流导通

120° ， u_d 波形为三个相电压在正半周期的包络线。

✓ 变压器二次绕组电流有直流分量。

✓ 晶闸管电压由一段管压降和两段线电压组成，随着 α 增大，晶闸管承受的电压中正的部分逐渐增多。

👉 $\alpha=30^\circ$

✓ 负载电流处于连续和断续的临界状态，各相仍导电 120° 。

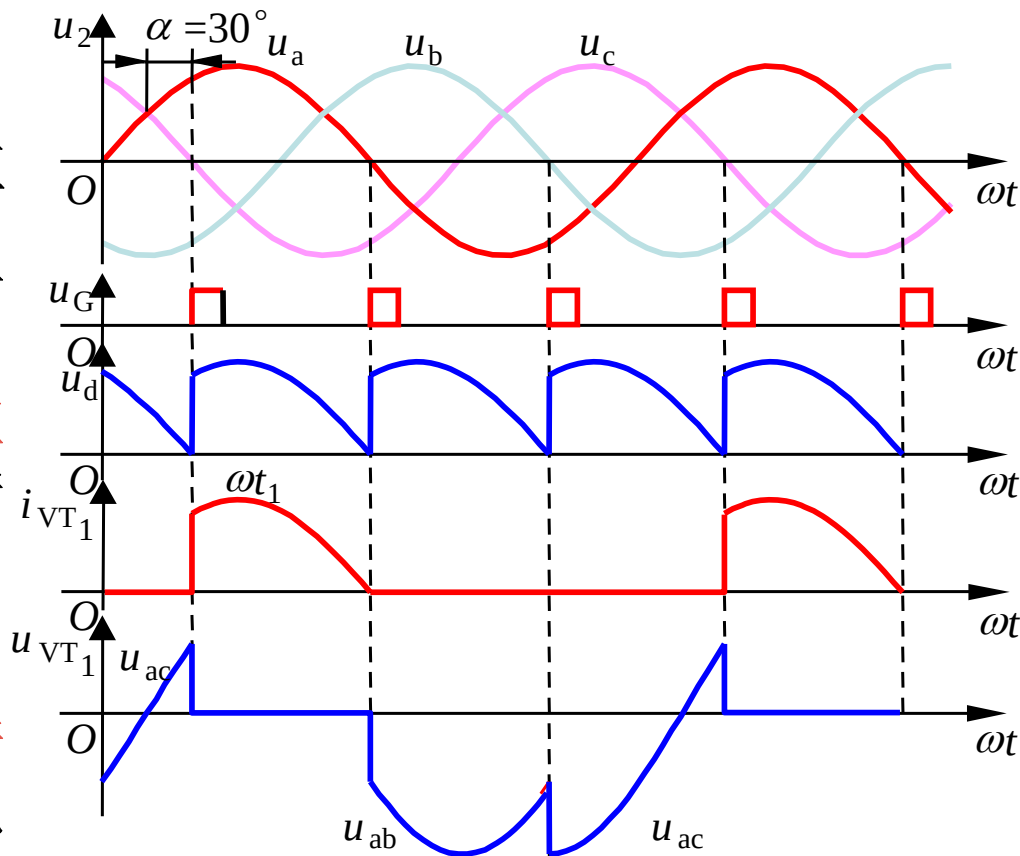


图3-14 三相半波可控整流电路，电阻负载， $\alpha=30^\circ$ 时的波形



3.2.1 三相半波可控整流电路

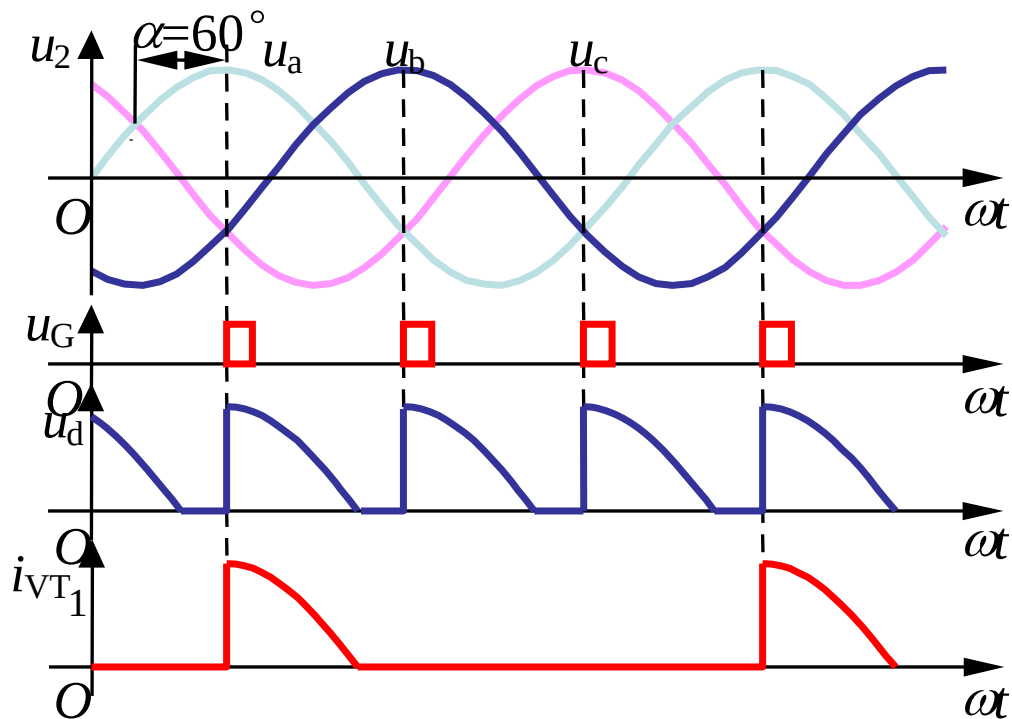


图3-15 三相半波可控整流电路，电阻负载， $\alpha=60^\circ$ 时的波形

👉 $\alpha > 30^\circ$

✓ 当导通一相的相电压过零变负时，该相晶闸管关断，但下一相晶闸管因未触发而不导通，此时输出电压电流为零。

✓ 负载电流**断续**，各晶闸管导通角**小于 120°** 。



3.2.1 三相半波可控整流电路

◆ 基本数量关系

👉 电阻负载时 α 角的移相范围为 150° 。

👉 整流电压平均值

✓ $\alpha \leq 30^\circ$ 时，负载电流连续，有

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = 1.17 U_2 \cos \alpha \quad (3-18)$$

当 $\alpha=0$ 时， U_d 最大，为 $U_d=U_{d0}=1.17U_2$ 。

✓ $\alpha > 30^\circ$ 时，负载电流断续，晶闸管导通角减小，此时有

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] = 0.675 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$$

(3-19)



3.2.1 三相半波可控整流电路

👉 U_d/U_2 随 α 变化的规律

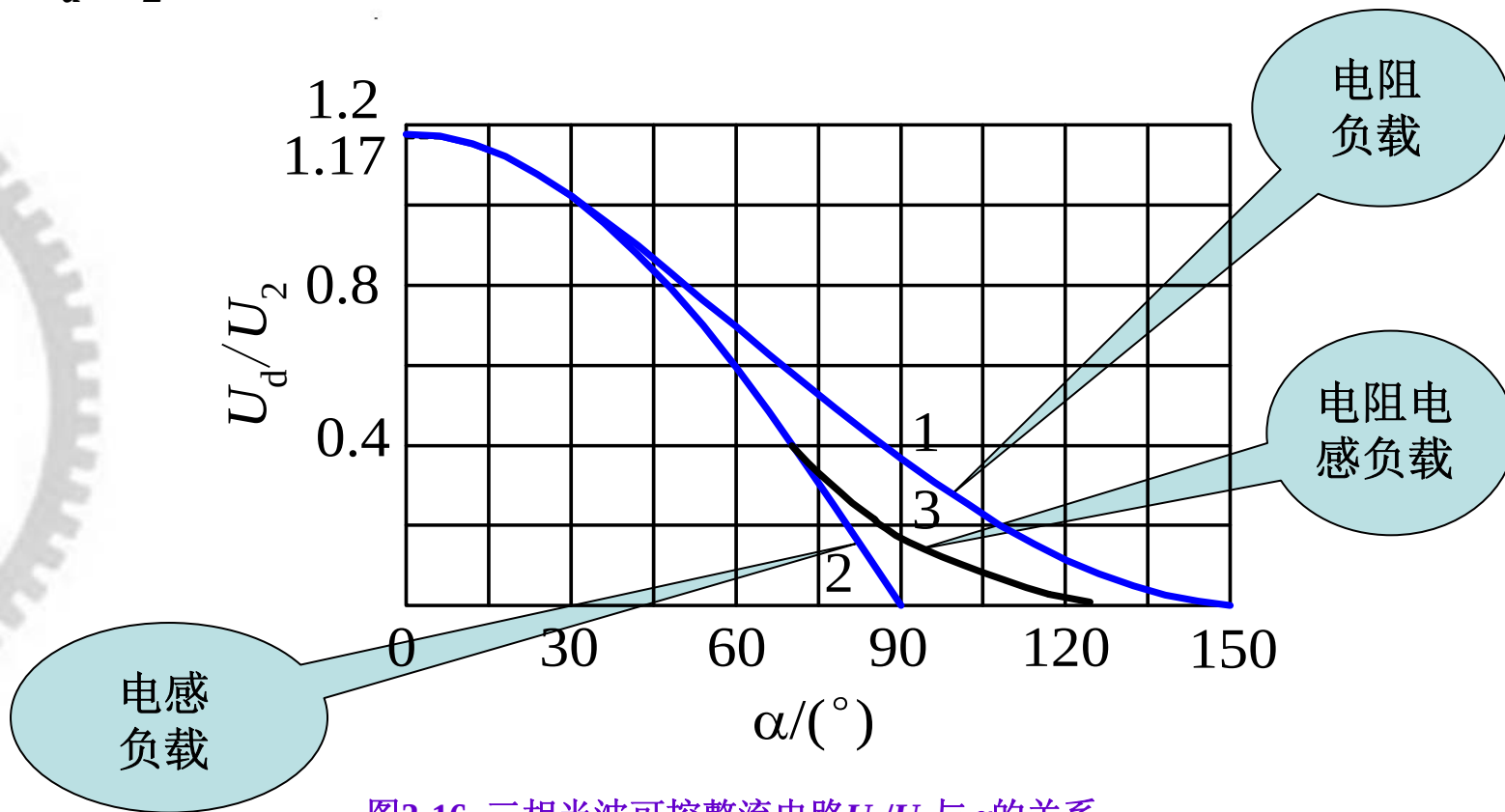


图3-16 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系



3.2.1 三相半波可控整流电路

👉 负载电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (3-20)$$

👉 晶闸管承受的最大反向电压为变压器二次线电压峰值,即

$$U_{RM} = \sqrt{2} \times \sqrt{3}U_2 = \sqrt{6}U_2 = 2.45U_2 \quad (3-21)$$

👉 晶闸管阳极与阴极间的最大电压等于变压器二次相电压的峰值, 即

$$U_{FM} = \sqrt{2}U_2 \quad (3-22)$$



3.2.1 三相半波可控整流电路

■ 阻感负载

◆ 电路分析

👉 L 值很大，整流电流 i_d 的波形基本是平直的，流过晶闸管的电流接近矩形波。

👉 $\alpha \leq 30^\circ$ 时，整流电压波形与电阻负载时相同。

👉 $\alpha > 30^\circ$ 时，当 u_2 过零时，由于电感的存在，阻止电流下降，因而 VT_1 继续导通，直到下一相晶闸管 VT_2 的触发脉冲到来，才发生换流，由 VT_2 导通向负载供电，同时向 VT_1 施加反压使其关断。

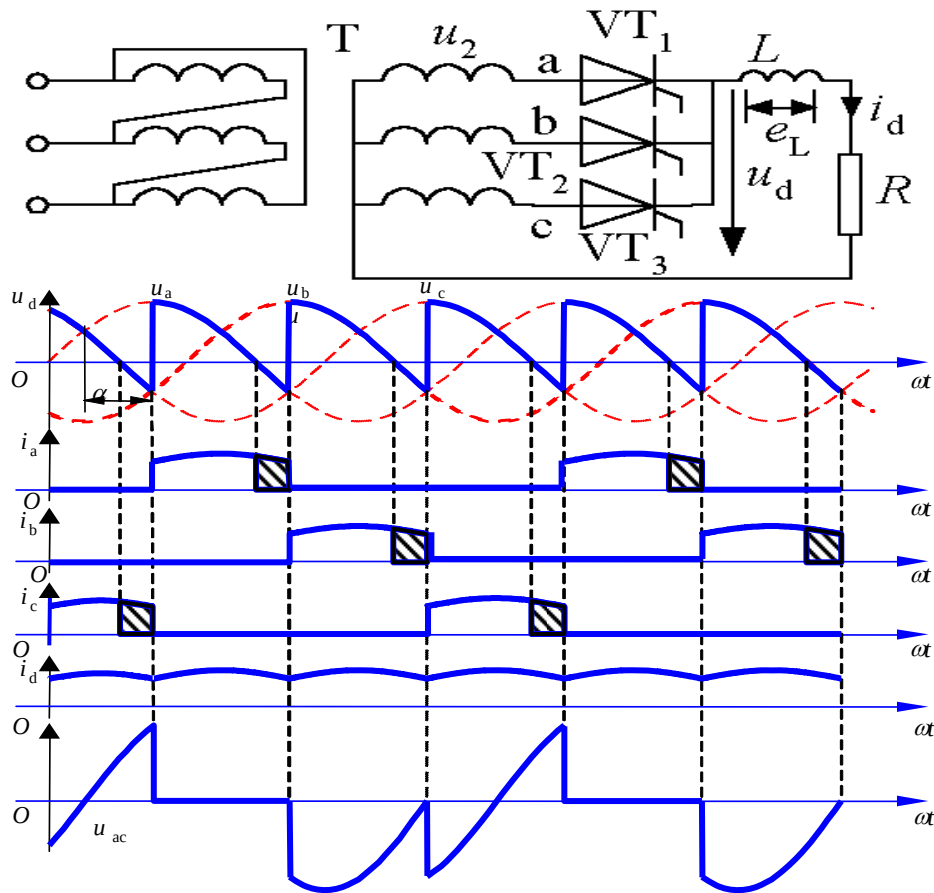


图3-17 三相半波可控整流电路，阻感负载时的电路及 $\alpha=60^\circ$ 时的波形



3.2.1 三相半波可控整流电路

◆ 基本数量关系

👉 α 的移相范围为 90° 。

👉 整流电压平均值

$$U_d = 1.17 U_2 \cos \alpha$$

👉 U_d/U_2 与 α 的关系

✓ L 很大，如曲线2所示。

✓ L 不是很大，则当 $\alpha > 30^\circ$ 后， u_d 中负的部分可能减少，整流电压平均值 U_d 略为增加，如曲线3所示。

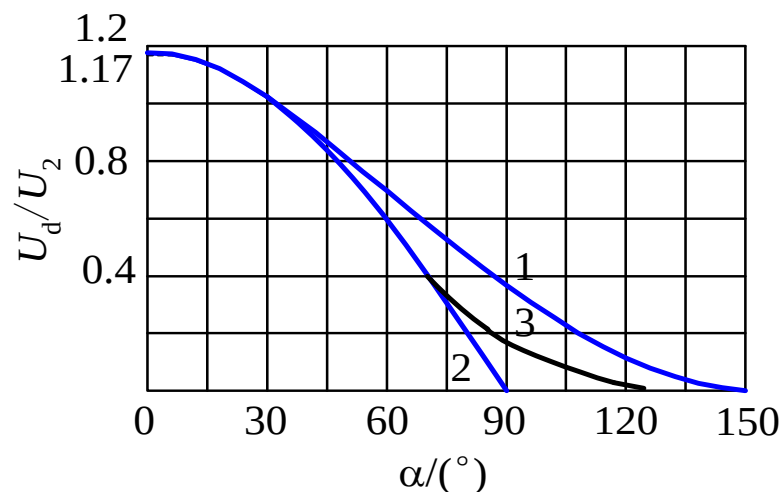


图3-16 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系



3.2.1 三相半波可控整流电路

👉 变压器二次电流即晶闸管电流的有效值为

$$I_2 = I_T = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = 0.577 I_d \quad (3-23)$$

👉 晶闸管的额定电流为

$$I_{T(AV)} = \frac{I_d}{1.57} = 0.368 I_d \quad (3-24)$$

👉 晶闸管最大正反向电压峰值均为变压器二次线电压峰值，即

$$U_{FM} = U_{RM} = 2.45 U_2 \quad (3-25)$$

■ 三相半波可控整流电路的主要缺点在于其变压器二次电流中含有**直流分量**，为此其应用较少。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

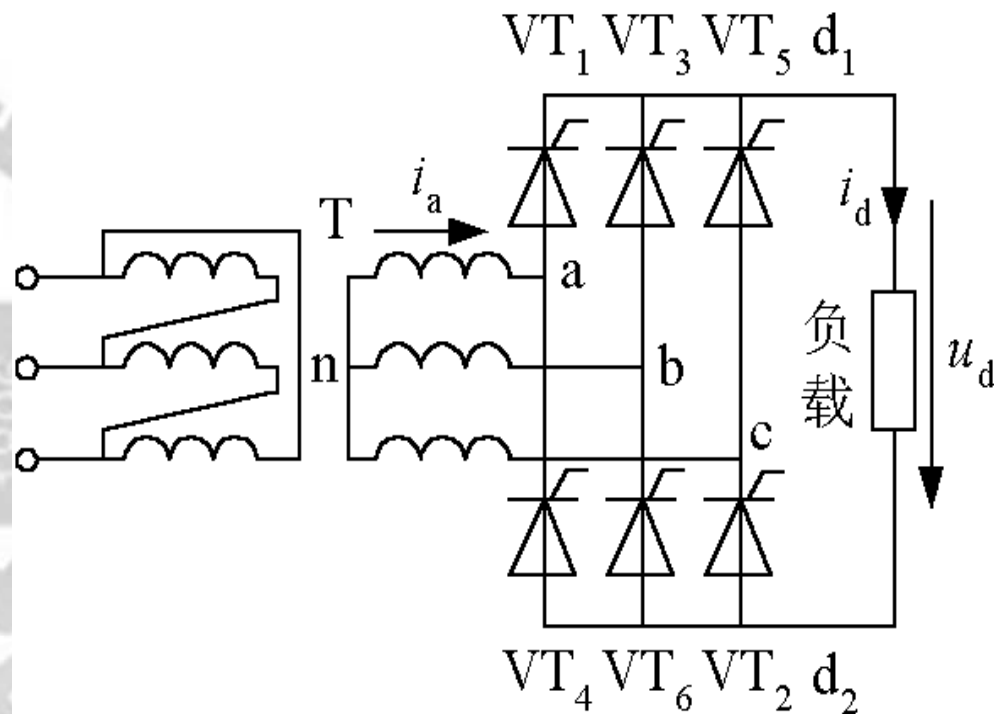


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

■ 原理图

◆ 阴极连接在一起的3个晶闸管 (VT_1 , VT_3 , VT_5) 称为共阴极组；阳极连接在一起的3个晶闸管 (VT_4 , VT_6 , VT_2) 称为共阳极组。

◆ 共阴极组中与a, b, c三相电源相接的3个晶闸管分别为 VT_1 , VT_3 , VT_5 ，共阳极组中与a, b, c三相电源相接的3个晶闸管分别为 VT_4 , VT_6 , VT_2 。

◆ 晶闸管的导通顺序为 VT_1 - VT_2 - VT_3 - VT_4 - VT_5 - VT_6 。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

■ 带电阻负载时的工作情况

◆ 电路分析

👉 各自然换相点既是相电压的交点，同时也是线电压的交点。

👉 当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时

✓ u_d 波形均连续，对于电阻负载， i_d 波形与 u_d 波形的形状是一样的，也连续。

✓ $\alpha = 0^\circ$ 时， u_d 为线电压在正半周的包络线。波形见  图3-19

表3-1 三相桥式全控整流电路电阻负载 $\alpha=0^\circ$ 时晶闸管工作情况

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴组中导通的晶闸管	VT ₁	VT ₁	VT ₃	VT ₃	VT ₅	VT ₅
共阳组中导通的晶闸管	VT ₆	VT ₂	VT ₂	VT ₄	VT ₄	VT ₆
整流输出电压 u_d	$u_a - u_b = u_{ab}$	$u_a - u_c = u_{ac}$	$u_b - u_c = u_{bc}$	$u_b - u_a = u_{ba}$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_b = u_{cb}$



3.2.2 三相桥式全控整流电路

✓ $\alpha=30^\circ$ 时，晶闸管起始导通时刻推迟了 30° ，组成 u_d 的每一段线电压因此推迟 30° ， u_d 平均值降低，波形见  图3-20。

✓ $\alpha=60^\circ$ 时， u_d 波形中每段线电压的波形继续向后移， u_d 平均值继续降低。 $\alpha=60^\circ$ 时 u_d 出现了为零的点，波形见  图3-21。

👉 当 $\alpha>60^\circ$ 时

✓ 因为 i_d 与 u_d 一致，一旦 u_d 降为至零， i_d 也降至零，晶闸管关断，输出整流电压 u_d 为零， u_d 波形不能出现负值。

✓ $\alpha=90^\circ$ 时的波形见  图3-22。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

◆ 三相桥式全控整流电路的一些特点

👉 每个时刻均需**2个**晶闸管同时导通，形成向负载供电的回路，共阴极组的和共阳极组的**各1个**，且不能为同一相的晶闸管。

👉 对触发脉冲的要求

✓ 6个晶闸管的脉冲按 **$VT_1-VT_2-VT_3-VT_4-VT_5-VT_6$** 的顺序，相位依次差 **$60^\circ$** 。

✓ 共阴极组 **VT_1 、 VT_3 、 VT_5** 的脉冲依次差 **120°** ，共阳极组 **VT_4 、 VT_6 、 VT_2** 也依次差 **120°** 。

✓ 同一相的上下两个桥臂，即 **VT_1 与 VT_4** ， **VT_3 与 VT_6** ， **VT_5 与 VT_2** ，脉冲相差 **180°** 。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

- ✎ 整流输出电压 u_d 一周期脉动6次，每次脉动的波形都一样，故该电路为6脉波整流电路。
- ✎ 在整流电路合闸启动过程中或电流断续时，为确保电路的正常工作，需保证同时导通的2个晶闸管均有脉冲
 - ✓ 宽脉冲触发：使脉冲宽度大于 60° （一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$ ）
 - ✓ 双脉冲触发：用两个窄脉冲代替宽脉冲，两个窄脉冲的前沿相差 60° ，脉宽一般为 $20^\circ \sim 30^\circ$ 。
 - ✓ 常用的是双脉冲触发。
- ✎ 晶闸管承受的电压波形与三相半波时相同，晶闸管承受最大正、反向电压的关系也一样。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

■ 阻感负载时的工作情况

◆ 电路分析

👉 当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时

✓ u_d 波形连续，电路的工作情况与带电阻负载时十分相似，各晶闸管的通断情况、输出整流电压 u_d 波形、晶闸管承受的电压波形等都一样。

✓ 区别在于 **电流**，当电感足够大的时候， i_d 、 i_{VT} 、 i_a 的波形在导通段都可近似为一条水平线。

✓ $\alpha=0^\circ$ 时的波形见  图3-23， $\alpha=30^\circ$ 时的波形见  图3-24。

👉 当 $\alpha > 60^\circ$ 时

✓ 由于电感 **L** 的作用， u_d 波形会出现 **负的部分**。

✓ $\alpha=90^\circ$ 时的波形见  图3-25。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

■ 基本数量关系

◆ 带电阻负载时三相桥式全控整流电路 α 角的移相范围是 120° ，带阻感负载时，三相桥式全控整流电路的 α 角移相范围为 90° 。

◆ 整流输出电压平均值

👉 带阻感负载时，或带电阻负载 $\alpha \leq 60^\circ$ 时

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34 U_2 \cos \alpha \quad (3-26)$$

👉 带电阻负载且 $\alpha > 60^\circ$ 时

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34 U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad (3-27)$$



3.2.2 三相桥式全控整流电路

- ◆ 输出电流平均值为 $I_d = U_d / R$ 。
- ◆ 当整流变压器为图3-17中所示采用星形接法，带阻感负载时，变压器二次侧电流波形如图3-23中所示，为正负半周各宽 120° 、前沿相差 180° 的矩形波，其有效值为：

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(I_d^2 \times \frac{2}{3} \pi + (-I_d)^2 \times \frac{2}{3} \pi \right)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (3-28)$$

晶闸管电压、电流等的定量分析与三相半波时一致。

- ◆ 三相桥式全控整流电路接反电势阻感负载时的 I_d 为：

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (3-29)$$

式中 R 和 E 分别为负载中的电阻值和反电动势的值。



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

■ 变压器漏感

◆ 实际上变压器绕组总有漏感，该漏感可用一个集中的电感 L_B 表示，并将其折算到变压器二次侧。

◆ 由于电感对电流的变化起阻碍作用，电感电流不能突变，因此换相过程不能瞬间完成，而是会持续一段时间。

■ 现以三相半波为例来分析，然后将其结论推广

◆ 假设负载中电感很大，负载电流为水平线。





3.3 变压器漏感对整流电路的影响

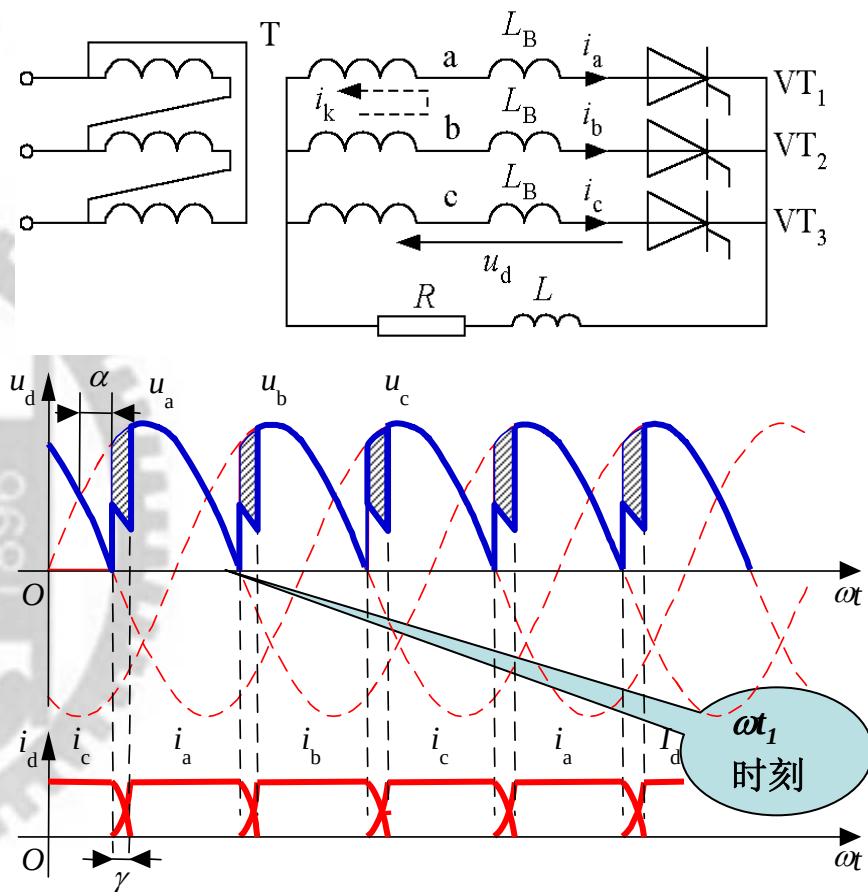


图3-26 考虑变压器漏感时的三相半波可控整流电路及波形

- ◆ 分析从 VT_1 换相至 VT_2 的过程
 - 👉 在 ωt_1 时刻之前 VT_1 导通， ωt_1 时刻触发 VT_2 ，因a、b两相均有漏感，故 i_a 、 i_b 均不能突变，于是 VT_1 和 VT_2 同时导通，相当于将a、b两相短路，两相间电压差为 $u_b - u_a$ ，它在两相组成的回路中产生环流 i_k 如图所示。
 - 👉 $i_k = i_b$ 是逐渐增大的，而 $i_a = I_d - i_k$ 是逐渐减小的。
 - 👉 当 i_k 增大到等于 I_d 时， $i_a = 0$ ， VT_1 关断，换流过程结束。
 - 👉 换相过程持续的时间用电角度 γ 表示，称为换相重叠角。



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

◆ 基本数量关系

👉 换相过程中，整流输出电压瞬时值为

$$u_d = u_a + L_B \frac{di_k}{dt} = u_b - L_B \frac{di_k}{dt} = \frac{u_a + u_b}{2} \quad (3-30)$$

👉 换相压降：与不考虑变压器漏感时相比， u_d 平均值降低的多少，即

$$\begin{aligned} \Delta U_d &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\gamma} (u_b - u_d) d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\gamma} [u_b - (u_b - L_B \frac{di_k}{dt})] d(\omega t) \\ &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\gamma} L_B \frac{di_k}{dt} d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_B di_k = \frac{3}{2\pi} X_B I_d \end{aligned} \quad (3-31)$$



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

☞换相重叠角 γ

✓由式(3-30)得出:

$$\frac{di_k}{dt} = (u_b - u_a)/2L_B = \frac{\sqrt{6}U_2(\sin \omega t - \frac{5\pi}{6})}{2L_B} \quad (3-32)$$

由上式得:

$$\frac{di_k}{d\omega t} = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \quad (3-33)$$

进而得出:

$$i_k = \int_{\frac{5\pi}{6} + \alpha}^{\omega t} \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) d(\omega t) = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} [\cos \alpha - \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6})] \quad (3-34)$$

当 $\omega t = \alpha + \gamma$ 时, $i_k = I_d$, 于是

$$I_d = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (3-35)$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2X_B I_d}{\sqrt{6}U_2} \quad (3-36)$$



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

✓ γ 随其它参数变化的规律:

- (1) I_d 越大则 γ 越大;
- (2) X_B 越大 γ 越大;
- (3) 当 $\alpha \leq 90^\circ$ 时, α 越小 γ 越大。

👉 其它整流电路的分析结果

表3-2 各种整流电路换相压降和换相重叠角的计算

电路形式	单相全波	单相全控桥	三相半波	三相全控桥	m脉波整流电路
ΔU_d	$\frac{X_B}{\pi} I_d$	$\frac{2X_B}{\pi} I_d$	$\frac{3X_B}{2\pi} I_d$	$\frac{3X_B}{\pi} I_d$	$\frac{mX_B}{2\pi} I_d$ ①
$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2}U_2}$	$\frac{2I_d X_B}{\sqrt{2}U_2}$	$\frac{2X_B I_d}{\sqrt{6}U_2}$	$\frac{2X_B I_d}{\sqrt{6}U_2}$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$ ②

注: ①单相全控桥电路中, X_B 在一周期的两次换相中都起作用, 等效为 $m=4$;

②三相桥等效为相电压等于 $\sqrt{3}U_2$ 的6脉波整流电路, 故其 $m=6$, 相电压按 $\sqrt{3}U_2$ 代入。



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

◆ 变压器漏感对整流电路影响的一些结论:

☞ 出现换相重叠角 γ ，整流输出电压平均值 U_d 降低。

☞ 整流电路的工作状态增多。

☞ 晶闸管的 di/dt 减小，有利于晶闸管的安全开通，有时人为串入进线电抗器以抑制晶闸管的 di/dt 。

☞ 换相时晶闸管电压出现缺口，产生正的 du/dt ，可能使晶闸管误导通，为此必须加吸收电路。

☞ 换相使电网电压出现缺口，成为干扰源。



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

例：三相桥式不可控整流电路，阻感负载， $R=5\Omega$ ， $L=\infty$ ， $U_2=220V$ ， $X_B=0.3\Omega$ ，求 U_d 、 I_d 、 I_{VD} 、 I_2 和 γ 的值并作出 u_d 、 i_{VD} 和 i_2 的波形。

解：三相桥式不可控整流电路相当于三相桥式可控整流电路 $\alpha=0^\circ$ 时的情况。

$$U_d = 3.34U_2 \cos \alpha - \Delta U_d$$

$$\Delta U_d = 3X_B I_d / \pi$$

$$I_d = U_d / R$$

解方程组得：

$$U_d = 3.34U_2 \cos \alpha / (1 + 3X_B / \pi R) = 486.9 \text{ (V)}$$

$$I_d = 97.38 \text{ (A)}$$

$$\text{又} \because \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = 2I_d X_B / \sqrt{6} U_2$$

$$\text{即得出} \cos \gamma = 0.892$$

$$\text{换流重叠角} \gamma = 26.93^\circ$$

二极管电流和变压器二次测电流的有效值分别为

$$I_{VD} = I_d / 3 = 97.38 / 3 = 33.46 \text{ (A)}$$

$$I_{2a} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 79.51 \text{ (A)}$$

u_d 、 i_{VD1} 和 i_{2a} 的波形如图3-27所示。



3.4 电容滤波的不可控整流电路

3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路





3.4 电容滤波的不可控整流电路·引言

- 交—直—交变频器、不间断电源、开关电源等应用场合大都采用**不可控整流电路**。
- 最常用的是**单相桥式**和**三相桥式**两种接法。
- 由于电路中的电力电子器件采用**整流二极管**，故也称这类电路为**二极管整流电路**。



3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

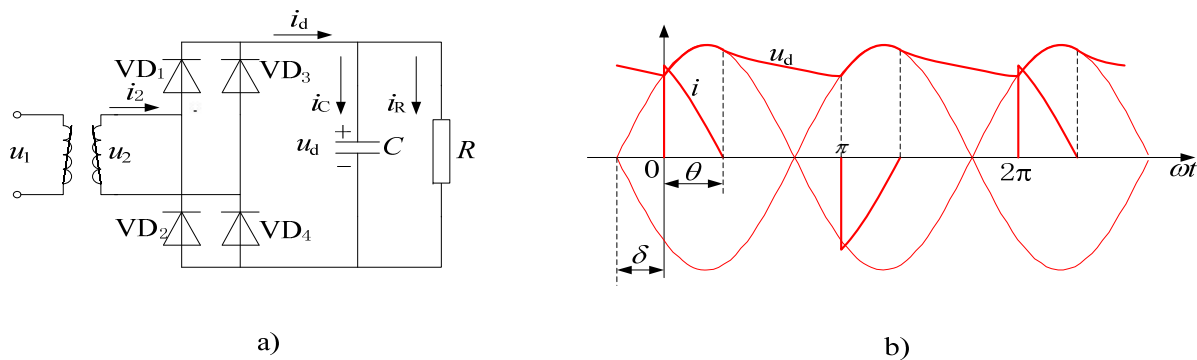


图3-28 电容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

a) 电路 b) 波形

■ 工作原理及波形分析

◆ 基本工作过程

👉 在 u_2 正半周过零点至 $\omega t=0$ 期间，因 $u_2 < u_d$ ，故二极管均不导通，此阶段**电容C向R放电**，提供负载所需电流，同时 u_d 下降。

👉 至 $\omega t=0$ 之后， u_2 将要超过 u_d ，使得 VD_1 和 VD_4 开通， $u_d = u_2$ ，**交流电源向电容充电**，同时向负载R供电。

👉 电容被充电到 $\omega t=\theta$ 时， $u_d = u_2$ ， VD_1 和 VD_4 关断。**电容开始以时间常数RC按指数函数放电**。

👉 当 $\omega t=\pi$ ，即放电经过 $\pi-\theta$ 角时， u_d 降至开始充电时的初值，另一对二极管 VD_2 和 VD_3 导通，此后 u_2 又向C充电，与 u_2 正半周的情况一样。



3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

◆ δ 和 θ 的确定

👉 δ 指 VD_1 和 VD_4 导通的时刻与 u_2 过零点相距的角度， θ 指 VD_1 和 VD_4 的导通角。

👉 在 VD_1 和 VD_4 导通期间

$$u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + \delta) \quad (3-37)$$

$$\begin{cases} u_d(0) = \sqrt{2}U_2 \sin \delta \\ u_d(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_C dt = u_2 \end{cases} \quad (3-38)$$

式中， $u_{d(0)}$ 为 VD_1 、 VD_4 开始导通时刻直流侧电压值。

将 u_2 代入并求解得：

$$i_C = \sqrt{2}\omega CU_2 \cos(\omega t + \delta) \quad (3-39)$$

而负载电流为：

$$i_R = \frac{u_2}{R} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin(\omega t + \delta) \quad (3-40)$$

于是

$$i_d = i_C + i_R = \sqrt{2}\omega CU_2 \cos(\omega t + \delta) + \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin(\omega t + \delta) \quad (3-41)$$



3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

则当 $\omega t = \theta$ 时， VD_1 和 VD_4 关断。将 $i_d(\theta) = 0$ 代入式(3-41)，得：

$$\operatorname{tg}(\theta + \delta) = -\omega RC \quad (3-42)$$

二极管导通后 u_2 开始向 C 充电时的 u_d 与二极管关断后 C 放电结束时的 u_d 相等，故有下式成立：

$$\sqrt{2}U_2 \sin(\theta + \delta) \cdot e^{-\frac{\pi - \theta}{\omega RC}} = \sqrt{2}U_2 \sin \delta \quad (3-43)$$

$$\pi - \theta = \delta + \operatorname{arctg}(\omega RC) \quad (3-44)$$

由式(3-42)和(3-43)得

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}} \cdot e^{-\frac{\operatorname{arctg}(\omega RC)}{\omega RC}} \cdot e^{-\frac{\delta}{\omega RC}} = \sin \delta \quad (3-45)$$

可由式(3-45)求出 δ ，进而由式(3-44)求出 θ ，显然 δ 和 θ 仅由乘积 ωRC 决定。

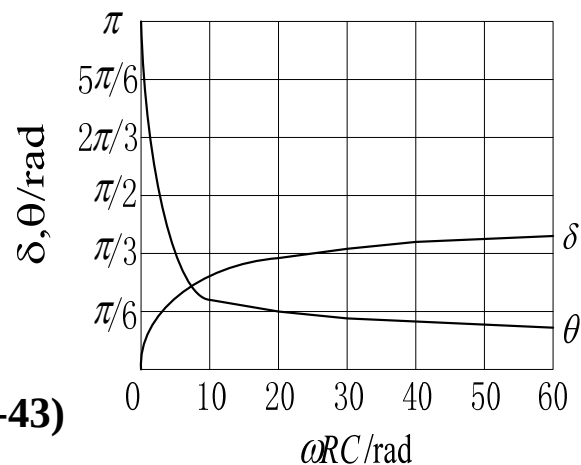


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线



3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

👉 θ 的另外一种确定方法： VD_1 和 VD_4 的关断时刻，从物理意义上讲，就是两个电压下降速度相等的时刻，一个是电源电压的下降速度 $|du_2/d(\omega t)|$ ，另一个是假设二极管 VD_1 和 VD_4 关断而电容开始单独向电阻放电时电压的下降速度 $|du_d/d(\omega t)|_p$ （下标表示假设），据此即可确定 θ 。

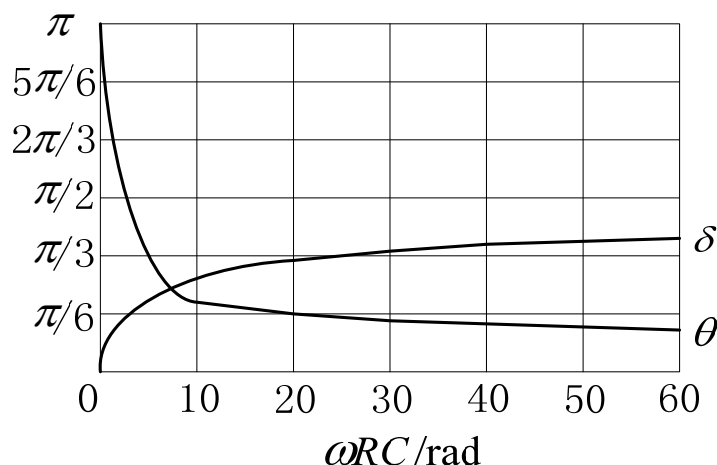


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线



3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

■ 主要的数量关系

◆ 输出电压平均值

👉 空载时, $U_d = \sqrt{2}U_2$

👉 重载时, U_d 逐渐趋近于 $0.9U_2$, 即趋近于接近电阻负载时的特性。

👉 在设计时根据负载的情况选择电容 C 值, 使 $RC \geq (3 \sim 5)T/2$, 此时输出电压为:

$$U_d \approx 1.2U_2 \quad (3-46)$$

◆ 电流平均值

👉 输出电流平均值 I_R 为:

$$I_R = U_d / R \quad (3-47)$$

$$I_d = I_R \quad (3-48)$$

👉 二极管电流 i_D 平均值为:

$$I_D = I_d / 2 = I_R / 2 \quad (3-49)$$

◆ 二极管承受的电压

👉 为变压器二次侧电压最大值, 即 $\sqrt{2}U_2$

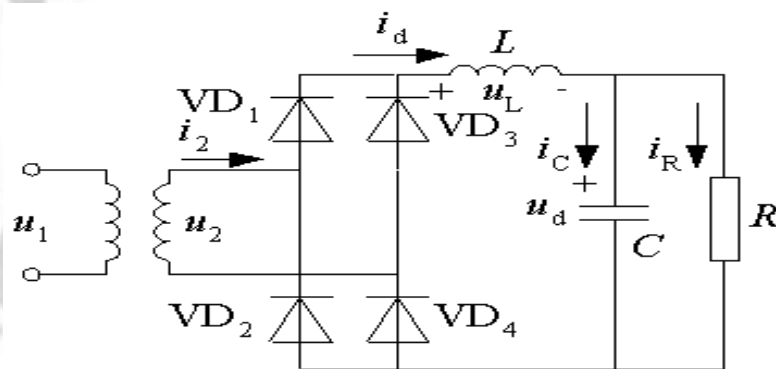


3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

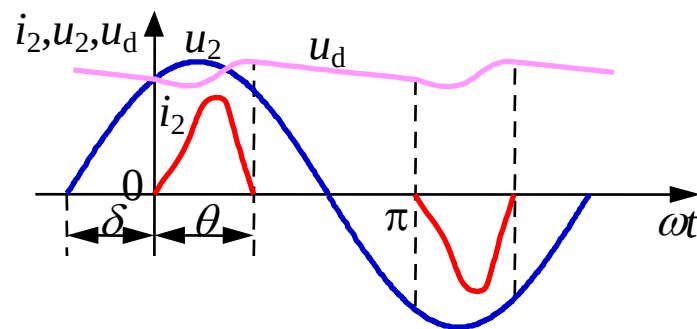
■ 感容滤波的单相桥式不可控整流电路

◆ 实际应用中为了抑制电流冲击，常在直流侧串入较小的电感。

◆ u_d 波形更平直，电流 i_2 的上升段平缓了许多，这对于电路的工作是有利的。



a)



b)

图3-31 感容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

a) 电路图 b) 波形



3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

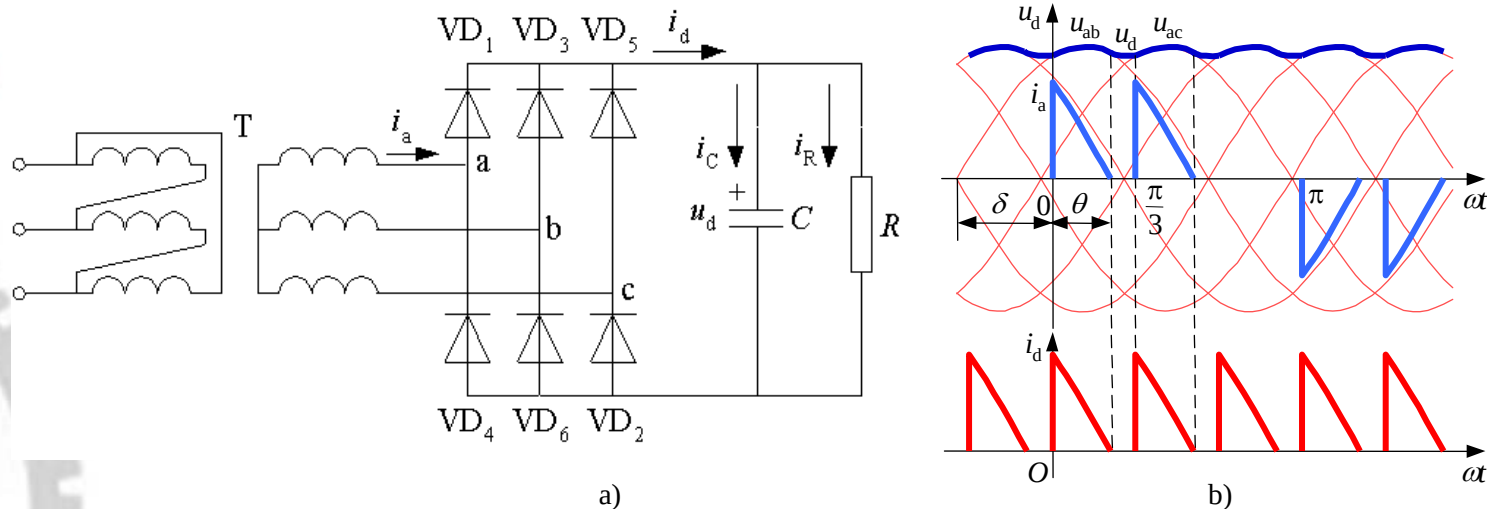


图3-32 电容滤波的三相桥式不可控整流电路及其波形

a) 电路

b) 波形

基本原理

◆当某一对二极管导通时，输出直流电压等于交流侧线电压中最大的一个，该线电压既向电容供电，也向负载供电。

◆当没有二极管导通时，由电容向负载放电， u_d 按指数规律下降。

电流 i_d 断续和连续

◆比如在 VD_1 和 VD_2 同时导通之前 VD_6 和 VD_1 是关断的，交流侧向直流侧的充电电流 i_d 是断续的。

◆ VD_1 一直导通，交替时由 VD_6 导通换相至 VD_2 导通， i_d 是连续的。



3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

- ◆ 由“电压下降速度相等”的原则，可以确定临界条件，假设在 $\omega t + \delta = 2\pi/3$ 的时刻“速度相等”恰好发生，则有

$$\left| \frac{d[\sqrt{6}U_2 \sin(\omega t + \theta)]}{d(\omega t)} \right|_{\omega t + \delta = \frac{2\pi}{3}} = \left| \frac{d\left\{ \sqrt{6}U_2 \sin \frac{2\pi}{3} e^{-\frac{1}{\omega RC}[\omega t - (\frac{2\pi}{3} - \delta)]} \right\}}{d(\omega t)} \right|_{\omega t + \delta = \frac{2\pi}{3}} \quad (3-50)$$

可得 $\omega RC = \sqrt{3}$

这就是临界条件。 $\omega RC > \sqrt{3}$ 和 $\omega RC < \sqrt{3}$ 分别是电流 i_d 断续和连续的条件。

- ◆ 通常只有 R 是可变的，它的大小反映了负载的轻重，因此在轻载时直流侧获得的充电电流是断续的，重载时是连续的。

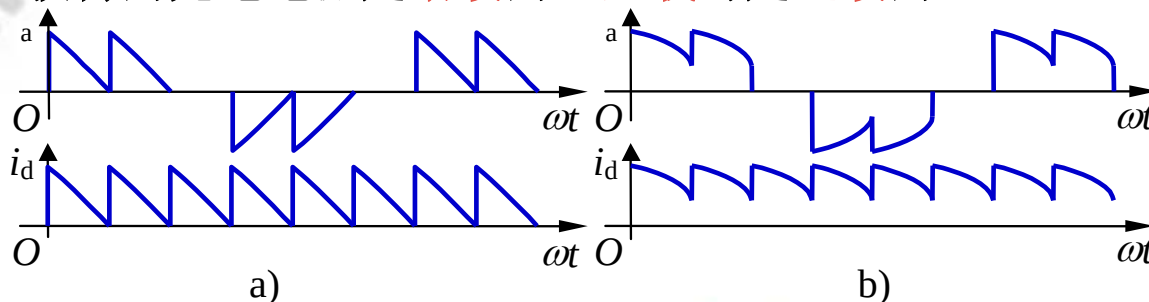


图3-33 电容滤波的三相桥式整流电路当 ωRC 等于和小于 $\sqrt{3}$ 的电流波形
a) $\omega RC = \sqrt{3}$ b) $\omega RC < \sqrt{3}$



3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

■ 考虑电感

- ◆ 实际电路中存在交流侧电感以及为抑制冲击电流而串联的电感。
- ◆ 有电感时，电流波形的前沿平缓了许多，有利于电路的正常工作。
- ◆ 随着负载的加重，电流波形与电阻负载时的交流侧电流波形逐渐接近。

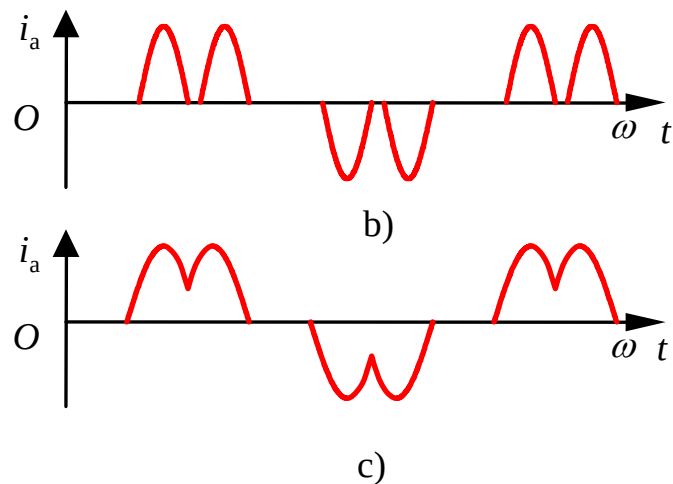
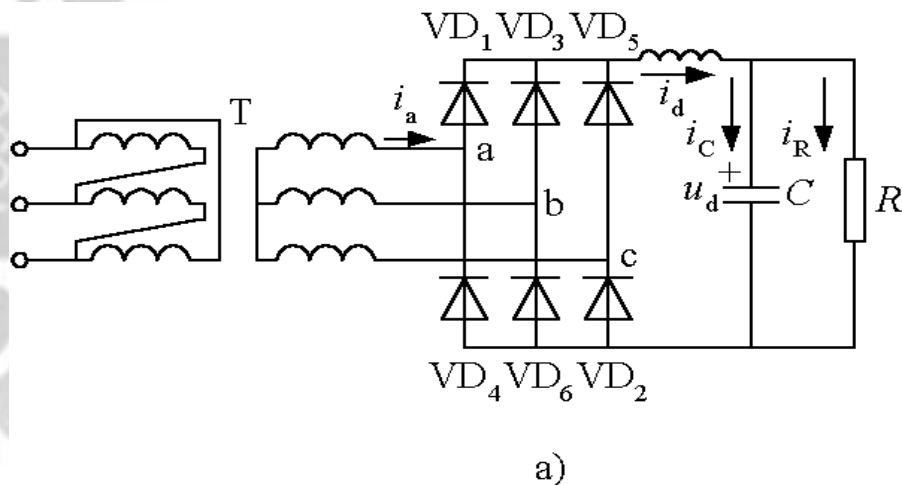


图3-34 考虑电感时电容滤波的三相桥式整流电路及其波形

a) 电路原理图 b) 轻载时的交流侧电流波形 c) 重载时的交流侧电流波形



3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

■ 主要数量关系

◆ 输出电压平均值

☞ U_d 在 $(2.34U_2 \sim 2.45U_2)$ 之间变化。

◆ 电流平均值

☞ 输出电流平均值 I_R 为：

$$I_R = U_d / R \quad (3-51)$$

电容电流 i_C 平均值为零，因此：

$$I_d = I_R \quad (3-52)$$

☞ 二极管电流平均值为 I_d 的 $1/3$ ，即

$$I_D = I_d / 3 = I_R / 3 \quad (3-53)$$

◆ 二极管承受的电压

☞ 为线电压的峰值，为 $\sqrt{6}U_2$ 。



3.5 整流电路的谐波和功率因数

3.5.1 谐波和无功功率分析基础

3.5.2 带阻感负载时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

3.5.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析





3.5 整流电路的谐波和功率因数·引言

- 随着电力电子技术的发展，其应用日益广泛，由此带来的**谐波(harmonics)**和**无功(reactive power)**问题日益严重，引起了关注。
- 无功的危害
 - ◆ 导致设备容量增加。
 - ◆ 使设备和线路的损耗增加。
 - ◆ 线路压降增大，冲击性负载使电压剧烈波动。
- 谐波的危害
 - ◆ 降低发电、输电及用电设备的效率。
 - ◆ 影响用电设备的正常工作。
 - ◆ 引起电网局部的谐振，使谐波放大，加剧危害。
 - ◆ 导致继电保护和自动装置的误动作。
 - ◆ 对通信系统造成干扰。



3.5.1 谐波和无功功率分析基础

■ 谐波

◆ 正弦波电压可表示为

$$u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi_u) \quad (3-54)$$

式中 U 为电压有效值； φ_u 为初相角； ω 为角频率， $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$ ； f 为频率； T 为周期。

◆ 非正弦电压 $u(\omega t)$ 分解为如下形式的傅里叶级数

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3-55)$$

式中

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) d(\omega t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t)$$

$n=1, 2, 3, \dots$





3.5.1 谐波和无功功率分析基础

或

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (3-56)$$

式中, c_n 、 φ_n 和 a_n 、 b_n 的关系为

$$\begin{aligned} c_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} & \varphi_n &= \arctg(a_n / b_n) \\ a_n &= c_n \sin \varphi_n & b_n &= c_n \cos \varphi_n \end{aligned}$$

◆ **基波 (fundamental)** : 频率与工频相同的分量。

谐波 : 频率为基波频率大于1整数倍的分量。

谐波次数 : 谐波频率和基波频率的整数比。

◆ **n次谐波电流含有率**以 HRI_n (**Harmonic Ratio for In**) 表示

$$HRI_n = \frac{I_n}{I_1} \times 100(\%) \quad (3-57)$$

◆ **电流谐波总畸变率** THD_i (**Total Harmonic distortion**) 分别定义为 (I_h 为总谐波电流有效值)

$$THD_i = \frac{I_h}{I_1} \times 100(\%) \quad (3-58)$$



3.5.1 谐波和无功功率分析基础

■ 功率因数

◆ 正弦电路

👉 有功功率就是其平均功率：

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u \cdot i d(\omega t) = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (3-59)$$

式中 U 、 I 分别为电压和电流的有效值， φ 为电流滞后于电压的相位差。

👉 视在功率为：

$$S = UI \quad (3-60)$$

👉 无功功率为：

$$Q = UI \sin \varphi \quad (3-61)$$

👉 功率因数为：

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (3-62)$$

👉 无功功率 Q 与有功功率 P 、视在功率 S 之间的关系：

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (3-63)$$

👉 在正弦电路中，功率因数是由电压和电流的相位差 φ 决定的，其值为：

$$\lambda = \cos \varphi \quad (3-64)$$



3.5.1 谐波和无功功率分析基础

◆ 非正弦电路

👉 有功功率为

$$P = U I_1 \cos \varphi_1$$

(3-65)

式中 I_1 为基波电流有效值， φ_1 为基波电流与电压的相位差。

👉 功率因数为：

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U I_1 \cos \varphi_1}{U I} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \nu \cos \varphi_1$$

(3-66)

式中， $\nu = I_1/I$ ，即基波电流有效值和总电流有效值之比，称为**基波因数**，而 $\cos \varphi_1$ 称为**位移因数**或**基波功率因数**。

👉 无功功率

- ✓ 定义很多，但尚无被广泛接受的科学而权威的定义。
- ✓ 一般简单定义为（反映了能量的流动和交换）：

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}$$

(3-67)

✓ 仿照式（2-61）定义为：

$$Q_f = U I_1 \sin \varphi_1$$

(3-68)

👉 畸变功率 D 为：

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_f^2} = U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$

(3-71)



3.5.2 带阻感负载时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 单相桥式全控整流电路

◆ 电流波形如图3-6所示，将电流波形分解为傅里叶级数，可得

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{4}{\pi} I_d (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots) \\ &= \frac{4}{\pi} I_d \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin n\omega t = \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_n \sin n\omega t \end{aligned} \quad (3-72)$$

其中基波和各次谐波有效值为

$$I_n = \frac{2\sqrt{2} I_d}{n\pi} \quad n=1,3,5,\dots \quad (3-73)$$

可见，电流中仅含奇次谐波，各次谐波有效值与谐波次数成反比，且与基波有效值的比值为谐波次数的倒数。

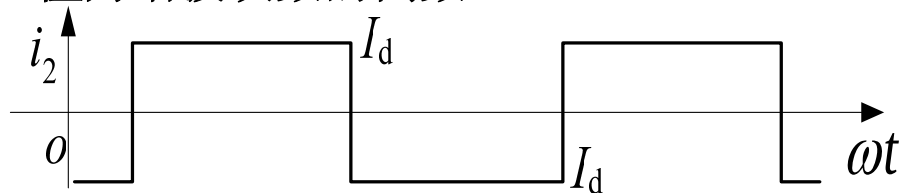


图3-6 i_2 的波形



3.5.2 带阻感负载时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

◆ 功率因数

👉 基波电流有效值为

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d$$

(3-74)

👉 i_2 的有效值 $I = I_d$ ，可得基波因数为

$$\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9$$

(3-75)

👉 电流基波与电压的相位差就等于控制角 α ，故位移因数为

$$\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \cos \alpha$$

(3-76)

👉 功率因数为

$$\lambda = \nu \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \approx 0.9 \cos \alpha$$

(3-77)



3.5.2 带阻感负载时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

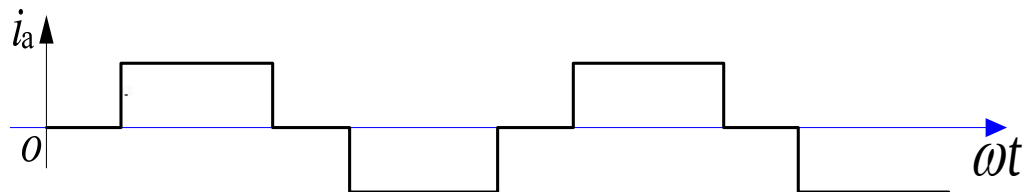


图3-24 i_a 的波形

■ 三相桥式全控整流电路

◆ 以 $\alpha=30^\circ$ 为例，电流有效值为

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (3-78)$$

◆ 电流波形分解为傅立叶级数

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right] \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin \omega t + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sum_{\substack{n=6k\pm1 \\ k=1,2,3\dots}} (-1)^k \frac{1}{n} \sin n\omega t = \sqrt{2} I_1 \sin \omega t + \sum_{\substack{n=6k\pm1 \\ k=1,2,3\dots}} (-1)^k \sqrt{2} I_n \sin n\omega t \end{aligned} \quad (3-79)$$



3.5.2 带阻感负载时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

由式（3-79）可得电流基波和各次谐波有效值分别为

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \\ I_n = \frac{\sqrt{6}}{n\pi} I_d, \quad n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (3-80)$$

结论：电流中仅含 **$6k \pm 1$ （ k 为正整数）次谐波**，各次谐波有效值与谐波次数成反比，且与基波有效值的比值为谐波次数的倒数。

◆ 功率因数

☞ 基波因数为

$$\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{3}{\pi} \approx 0.955 \quad (3-81)$$

☞ 电流基波与电压的相位差仍为 α ，故位移因数仍为

$$\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \cos \alpha \quad (3-82)$$

☞ 功率因数为

$$\lambda = \nu \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \approx 0.995 \cos \alpha \quad (3-83)$$



3.5.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 单相桥式不可控整流电路

◆ 采用感容滤波。

◆ 电容滤波的单相不可控整流电路交流侧谐波组成有如下规律：

👉 谐波次数为奇次。

👉 谐波次数越高，谐波幅值越小。

👉 谐波与基波的关系是不固定的。

👉 $\omega\sqrt{LC}$ 越大，则谐波越小。

◆ 关于功率因数的结论如下：

👉 位移因数接近1，轻载超前，重载滞后。

👉 谐波大小受负载和滤波电感的影响。



3.5.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 三相桥式不可控整流电路

◆ 有滤波电感。

◆ 交流侧谐波组成有如下规律：

👉 谐波次数为 $6k \pm 1$ 次， $k = 1, 2, 3 \dots$ 。

👉 谐波次数越高，谐波幅值越小。

👉 谐波与基波的关系是不固定的。

◆ 关于功率因数的结论如下：

👉 位移因数通常是滞后的，但与单相时相比，位移因数更接近1。

👉 随负载加重（ ωRC 的减小），总的功率因数提高；同时，随滤波电感加大，总功率因数也提高。



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

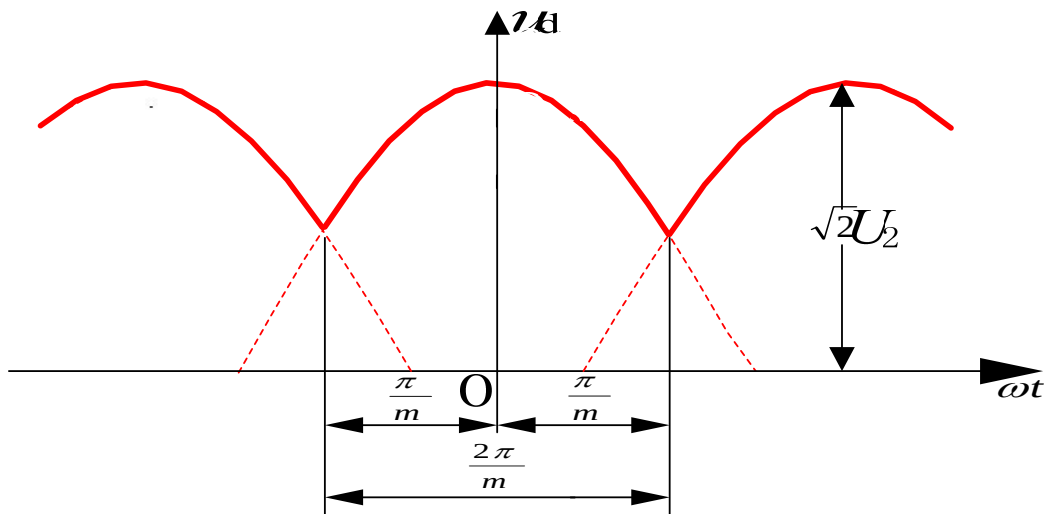


图3-35 $\alpha=0^\circ$ 时， m 脉波整流电路的整流电压波形

■ 整流电路的输出电压是周期性的非正弦函数，其中主要成分为直流，同时包含各种频率的谐波，这些谐波对于负载的工作是不利的。

■ $\alpha=0^\circ$ 时， m 脉波整流电路的整流电压和整流电流的谐波分析

◆ 整流电压表达式为

$$u_{d0} = \sqrt{2} U_2 \cos \omega t$$

(3-84)



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

对该整流输出电压进行傅里叶级数分解，得出：

$$u_{d0} = U_{d0} + \sum_{n=mk}^{\infty} b_n \cos n\omega t = U_{d0} \left[1 - \sum_{n=mk}^{\infty} \frac{2 \cos k\pi}{n^2 - 1} \cos n\omega t \right] \quad (3-85)$$

式中， $k=1, 2, 3\ldots$ ；且：

$$U_{d0} = \sqrt{2} U_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \quad (3-86)$$

$$b_n = -\frac{2 \cos k\pi}{n^2 - 1} U_{d0} \quad (3-87)$$

◆ 电压纹波因数

$$\gamma_u = \frac{U_R}{U_{d0}} \quad (3-88)$$

其中

$$U_R = \sqrt{\sum_{n=mk}^{\infty} U_n^2} = \sqrt{U^2 - U_{d0}^2} \quad (3-89)$$



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

$$U = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} (\sqrt{2}U_2 \cos \omega t)^2 d(\omega t)} = U_2 \sqrt{1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{m}}{\frac{2\pi}{m}}} \quad (3-90)$$

将上述式 (3-89)、(3-90) 和 (3-86) 代入 (3-88) 得

$$\gamma_u = \frac{U_R}{U_{d0}} = \frac{\left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m} - \frac{m^2}{\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{m} \right]^{\frac{1}{2}}}{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3-91)$$

表3-3 不同脉波数 m 时的电压纹波因数

m	2	3	6	12	∞
γ_u (%)	48.2	18.27	4.18	0.994	0



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

◆ 负载电流的傅里叶级数

$$i_d = I_d + \sum_{n=mk}^{\infty} d_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \quad (3-92)$$

上式中：

$$I_d = \frac{U_{d0} - E}{R} \quad (3-93)$$

$$d_n = \frac{b_n}{z_n} = \frac{b_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \quad (3-94)$$

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R} \quad (3-95)$$



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

◆ $\alpha=0^\circ$ 时整流电压、电流中的谐波有如下规律：

👉 m 脉波整流电压 u_{d0} 的谐波次数为 mk ($k=1, 2, 3\dots$)次，即 m 的倍数次；整流电流的谐波由整流电压的谐波决定，也为 mk 次。

👉 当 m 一定时，随谐波次数增大，谐波幅值迅速减小，表明最低次（ m 次）谐波是最主要的，其它次数的谐波相对较少；当负载中有电感时，负载电流谐波幅值 d_n 的减小更为迅速。

👉 m 增加时，最低次谐波次数增大，且幅值迅速减小，电压纹波因数迅速下降。



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

■ α 不为 0° 时的情况

◆ 整流电压分解为傅里叶级数为：

$$u_d = U_d + \sum_{n=6k}^{\infty} c_n \cos(n\omega t - \theta_n) \quad (3-96)$$

◆ 以 n 为参变量， n 次谐波幅值对 α 的关系如图3-36所示：

👉 当 α 从 $0^\circ \sim 90^\circ$ 变化时， u_d 的谐波幅值随 α 增大而增大， $\alpha=90^\circ$ 时谐波幅值最大。

👉 α 从 $90^\circ \sim 180^\circ$ 之间电路工作于有源逆变工作状态， u_d 的谐波幅值随 α 增大而减小。

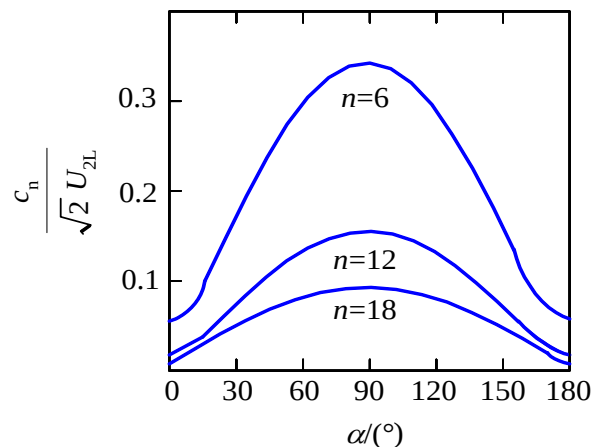


图3-36 三相全控桥电流连续时，以 n 为参变量的 $\frac{c_n}{\sqrt{2}U_{2L}}$ 与 α 的关系



3.6 大功率可控整流电路

3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

3.6.2 多重化整流电路





3.6 大功率可控整流电路·引言

■ 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路的特点

◆ 适用于低电压、大电流的场合。

■ 多重化整流电路的特点：

◆ 在采用相同器件时可达到更大的功率。

◆ 可减少交流侧输入电流的谐波或提高功率因数，从而减小对供电电网的干扰。



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

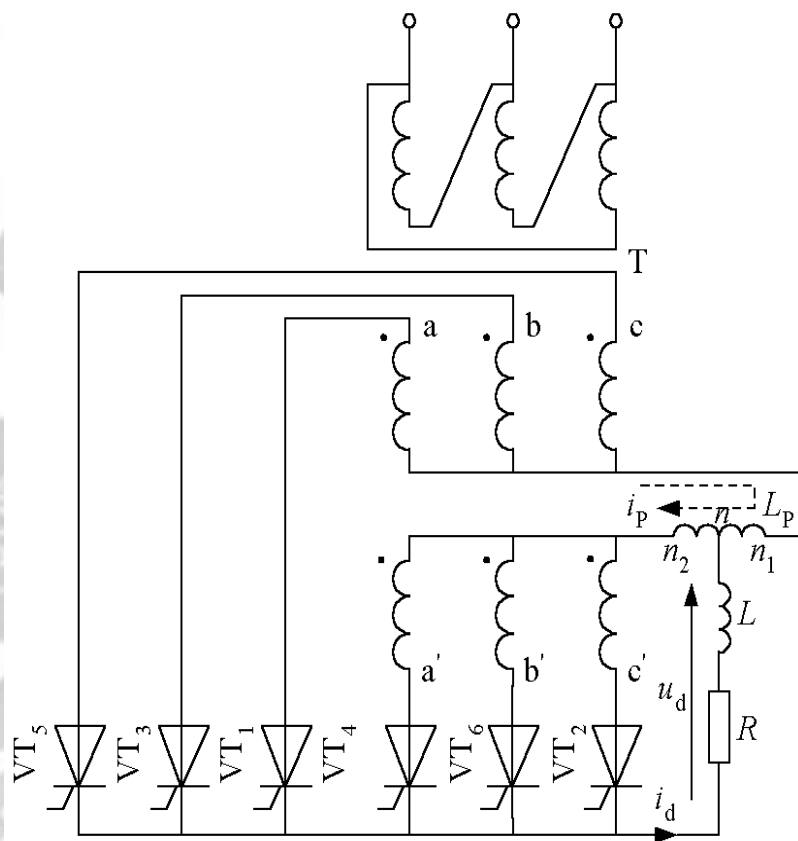


图3-37 带平衡电抗器的
双反星形可控整流电路

■ 电路分析

◆ 电路结构的特点

👉 二次侧为两组匝数相同**极性相反**的绕组，分别接成两组**三相半波电路**。

👉 二次侧两绕组的极性相反可消除铁芯的**直流磁化**，如📖图3-38，虽然两组相电流的瞬时值不同，但是平均电流相等而绕组的极性相反，所以直流安匝互相抵消。

👉 **平衡电抗器**保证两组三相半波整流电路能同时导电。

👉 与三相桥式电路相比，双反星形电路的**输出电流可大一倍**。



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

◆平衡电抗器

👉接平衡电抗器的原因

✓ 两个直流电源并联运行时，只有当电压平均值和瞬时值均相等时，才能使负载均流，在双反星形电路中，两组整流电压平均值相等，但瞬时值不等。

✓ 两个星形的中点 n_1 和 n_2 间的电压等于 u_{d1} 和 u_{d2} 之差，该电压加在 L_p 上，产生电流 i_p ，它通过两组星形自成回路，不流到负载中去，称为环流或平衡电流。

✓ 为了使两组电流尽可能平均分配，一般使 L_p 值足够大，以便限制环流在负载额定电流的1%~2%以内。

✓ 双反星形电路中如不接平衡电抗器，即成为六相半波整流电路。

✓ 六相半波整流电路中，只能有一个晶闸管导电，其余五管均阻断，每管最大导通角为 60° ，平均电流为 $I_d/6$ ；当 $\alpha=0^\circ$ 时， U_d 为 $1.35U_2$ ，比三相半波时的 $1.17U_2$ 略大些；因晶闸管导电时间短，变压器利用率低，极少采用。



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

平衡电抗器的工作原理分析

✓ 平衡电抗器 L_p 承担了 n_1 、 n_2 间的电位差，它补偿了 u_b' 和 u_a 的电动势差，使得 u_b' 和 u_a 两相的晶闸管能同时导电。

✓ ωt_1 时， $u_b' > u_a$ ， VT_6 导通，此电流在流经 L_p 时， L_p 上要感应一电动势 u_p ，其方向是要阻止电流增大。可导出 L_p 两端电压、整流输出电压的数学表达式如下：

$$u_p = u_{d2} - u_{d1}$$

$$u_d = u_{d2} - \frac{1}{2}u_p = u_{d1} + \frac{1}{2}u_p = \frac{1}{2}(u_{d1} + u_{d2})$$

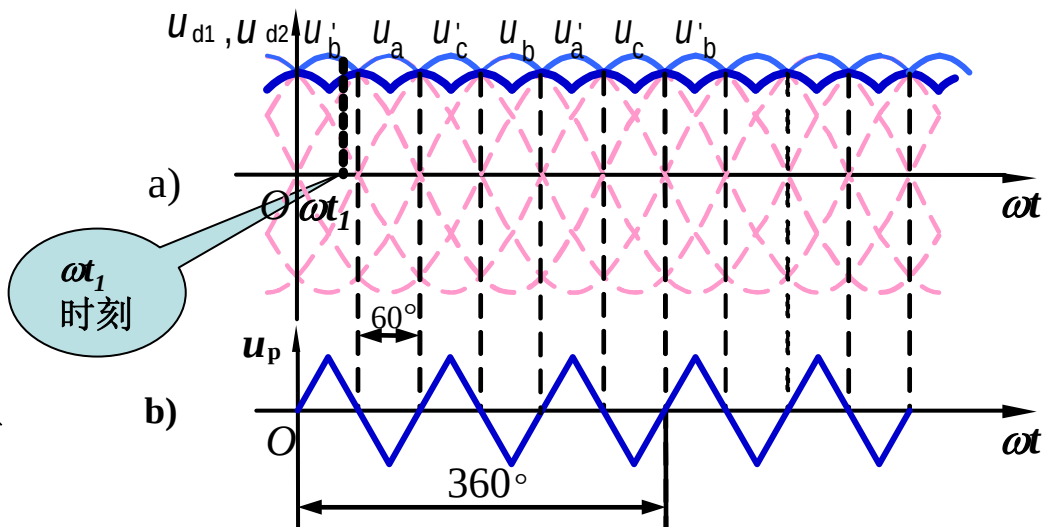


图3-39 平衡电抗器作用下输出电压的波形和平衡电抗器上电压的波形

(3-97)

(3-98)

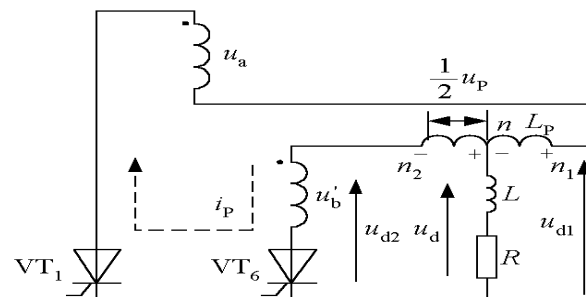


图3-40 平衡电抗器作用下两个晶闸管同时导电的情况



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

- ✓ 虽然 $u_{d1} < u_{d2}$ ，但由于 L_p 的平衡作用，使得晶闸管 VT_6 和 VT_1 同时导通。
- ✓ 时间推迟至 u_b' 与 u_a 的交点时， $u_b' = u_a$ ， $u_p = 0$ 。
- ✓ 之后 $u_b' < u_a$ ，则流经 b' 相的电流要减小，但 L_p 有阻止此电流减小的作用， u_p 的极性反向， L_p 仍起平衡的作用，使 VT_6 继续导电。
- ✓ 直到 $u_c' > u_b'$ ，电流才从 VT_6 换至 VT_2 ，此时 VT_1 、 VT_2 同时导电。
- ✓ 每一组中的每一个晶闸管仍按三相半波的导电规律而各轮流导电。
- ✓ 平衡电抗器中点作为整流电压输出的负端，其输出的整流电压瞬时值为两组三相半波整流电压瞬时值的平均值。

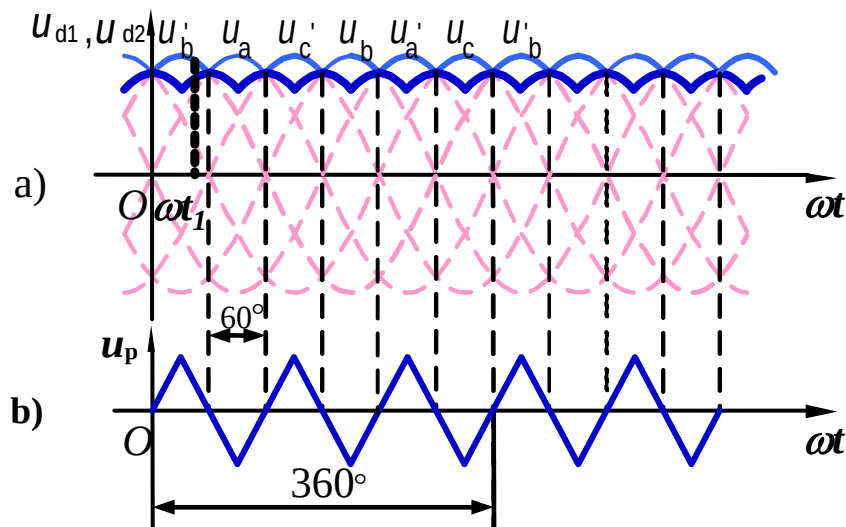


图3-39 平衡电抗器作用下输出电压的波形和平衡电抗器上电压的波形

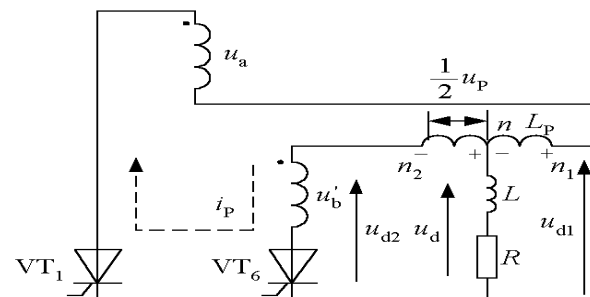


图3-40 平衡电抗器作用下两个晶闸管同时导电的情况



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

■ 谐波分析

◆ 将图3-38中 u_{d1} 和 u_{d2} 的波形用傅氏级数展开, 可得当 $\alpha=0^\circ$ 时的 u_{d1} 、 u_{d2} , 即

$$u_{d1} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[1 + \frac{1}{4} \cos 3\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t + \frac{1}{40} \cos 9\omega t - \dots \right] \quad (3-99)$$

$$\begin{aligned} u_{d2} &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[1 + \frac{1}{4} \cos 3(\omega t - 60^\circ) - \frac{2}{35} \cos 6(\omega t - 60^\circ) + \frac{1}{40} \cos 9(\omega t - 60^\circ) - \dots \right] \\ &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[1 - \frac{1}{4} \cos 3\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{1}{40} \cos 9\omega t - \dots \right] \end{aligned} \quad (3-100)$$

由式(3-97)和(3-98)可得

$$u_p = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[-\frac{1}{2} \cos 3\omega t - \frac{1}{20} \cos 9\omega t - \dots \right] \quad (3-101)$$

$$u_d = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[1 - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \dots \right] \quad (3-102)$$

◆ 负载电压 u_d 中的谐波分量比直流分量要小得多, 而且最低次谐波为六次谐波。

◆ 直流平均电压为 $U_{d0} = 3\sqrt{6}U_2 / (2\pi) = 1.17U_2$



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

■ $\alpha=30^\circ$ 、 $\alpha=60^\circ$ 和 $\alpha=90^\circ$ 时输出电压的波形分析

◆ 当需要分析各种控制角时的输出波形时，可根据式 (3-98) 先求出两组三相半波电路的 u_{d1} 和 u_{d2} 波形，然后做出波形 $(u_{d1}+u_{d2})/2$ 。

◆ 输出电压波形与三相半波电路比较，脉动程度减小了，脉动频率加大一倍， $f=300\text{Hz}$ 。

◆ 在电感负载情况下，移相范围是 90° 。

◆ 在电阻负载情况下，移相范围为 120° 。

◆ 整流电压平均值为 $U_d=1.17 U_2 \cos \alpha$

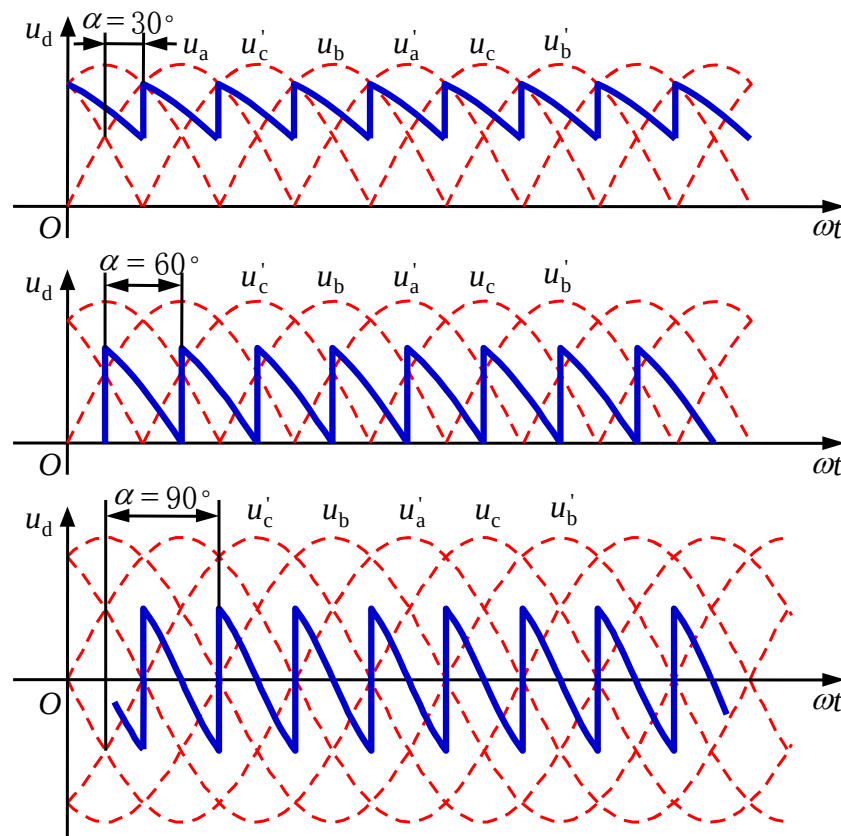


图3-41 当 $\alpha=30^\circ$ 、 60° 、 90° 时，双反星形电路的输出电压波形



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

- 将双反星形电路与三相桥式电路进行比较可得出以下结论
 - ◆ 三相桥为两组三相半波**串联**，而双反星形为两组三相半波**并联**，且后者需用**平衡电抗器**。
 - ◆ 当 U_2 相等时，双反星形的 U_d 是三相桥的 $1/2$ ，而 I_d 是单相桥的 2 倍。
 - ◆ 两种电路中，晶闸管的导通及触发脉冲的分配关系一样， u_d 和 i_d 的波形形状一样。



3.6.2 多重化整流电路

■可采用多重化整流电路减轻整流装置所产生的谐波、无功功率等对电网的**干扰**，将几个整流电路多重联结可以减少交流侧输入**电流谐波**，而对晶闸管多重整流电路采用顺序控制的方法可提高**功率因数**。

■移相多重联结

◆有**并联多重联结**和**串联多重联结**。

◆可减少**输入电流谐波**，减小**输出电压**中的**谐波**并提高**纹波频率**，因而可减小平波电抗器。

◆使用**平衡电抗器**来平衡2组整流器的电流。

◆图3-42的电路是2个三相桥并联而成的**12脉波整流电路**。

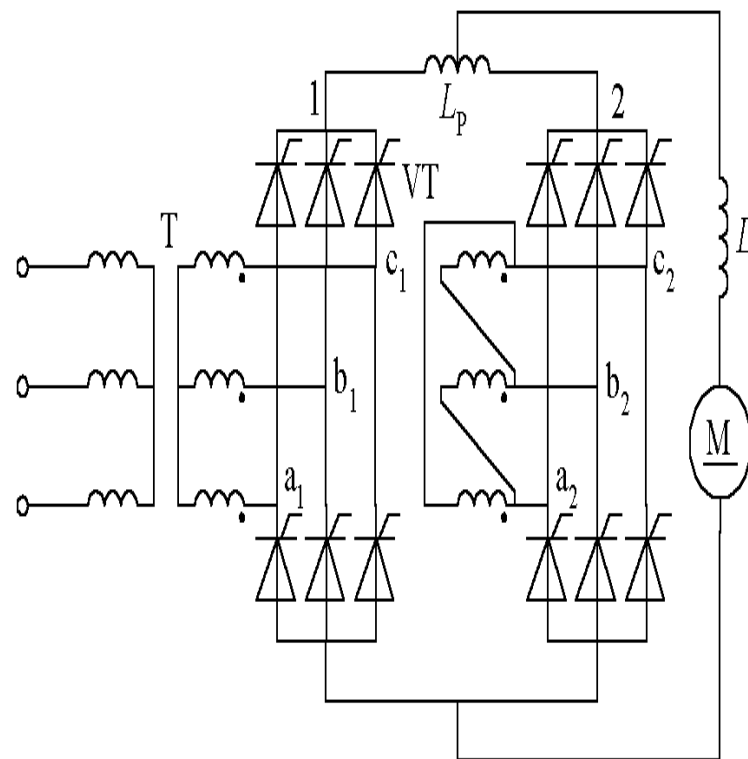


图3-42 并联多重联结的12脉波整流电路



3.6.2 多重化整流电路

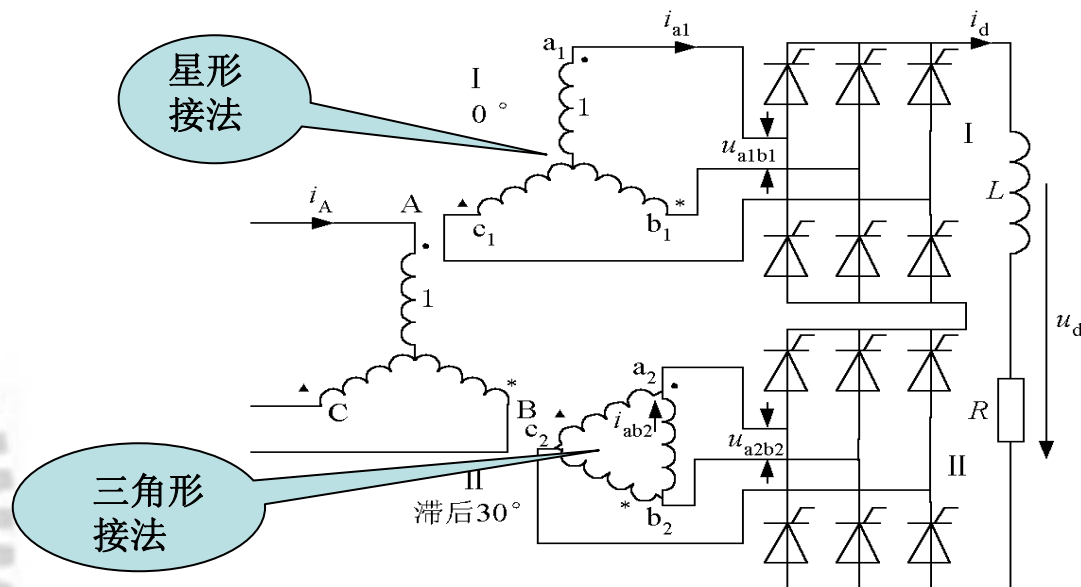


图3-43 移相 30° 串联2重联结电路

◆ 移相 30° 构成的串联2重联结电路

- ✎ 整流变压器二次绕组分别采用星形和三角形接法构成相位相差 30° 、大小相等的两组电压，接到相互串联的2组整流桥。
- ✎ 因绕组接法不同，变压器一次绕组和两组二次绕组的匝比如图所示，为 $1:1:\sqrt{3}$
- ✎ 该电路为12脉波整流电路。



3.6.2 多重化整流电路

对图3-44波形 i_A 进行傅里叶分析，可得其基波幅值 I_{m1} 和 n 次谐波幅值 I_{mn} 分别如下：

$$I_{m1} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (\text{单桥时为 } \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d) \quad (3-103)$$

$$I_{mn} = \frac{1}{n} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad n = 12k \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3-104)$$

即输入电流谐波次数为 $12k \pm 1$ ，其幅值与次数成反比而降低。

其他特性如下：

✓ 直流输出电压

$$U_d = \frac{6\sqrt{6}U_2}{\pi} \cos \alpha$$

✓ 位移因数

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha \quad (\text{单桥时相同})$$

✓ 功率因数

$$\lambda = \nu \cos \varphi_1 = 0.9886 \cos \alpha$$



3.6.2 多重化整流电路

◆利用变压器二次绕组接法的不同，互相错开 20° ，可将三组桥构成**串联3重联结电路**

- ✎整流变压器采用星形三角形组合无法移相 20° ，需采用**曲折接法**。
- ✎整流电压 u_d 在每个电源周期内脉动**18次**，故此电路为**18脉波整流电路**。
- ✎交流侧输入电流谐波更少，为 **$18k \pm 1$ 次**（ $k=1, 2, 3, \dots$ ）， u_d 的脉动也更小。
- ✎输入位移因数和功率因数分别为：

$$\begin{aligned}\cos\varphi_1 &= \cos\alpha \\ \lambda &= 0.9949\cos\alpha\end{aligned}$$

◆将整流变压器的二次绕组移相 15° ，可构成**串联4重联结电路**

- ✎为**24脉波整流电路**。
- ✎其交流侧输入电流谐波次为 **$24k \pm 1$** ， $k=1, 2, 3, \dots$ 。
- ✎输入位移因数功率因数分别为：

$$\begin{aligned}\cos\varphi_1 &= \cos\alpha \\ \lambda &= 0.9971\cos\alpha\end{aligned}$$

◆采用多重联结的方法并不能提高**位移因数**，但可使**输入电流谐波**大幅减小，从而也可以在一定程度上提高**功率因数**。



3.6.2 多重化整流电路

■ 多重联结电路的顺序控制

◆ 只对一个桥的 α 角进行控制，其余各桥的工作状态则根据需要输出的整流电压而定，或者不工作而使该桥输出直流电压为零，或者 $\alpha = 0$ 而使该桥输出电压最大。

◆ 根据所需总直流输出电压从低到高的变化，按顺序依次对各桥进行控制，因而被称为顺序控制。

◆ 以用于电气机车的3重晶闸管整流桥顺序控制为例

👉 当需要输出的直流电压低于三分之一最高电压时，只对第I组桥的 α 角进行控制，同时 VT_{23} 、 VT_{24} 、 VT_{33} 、 VT_{34} 保持导通，这样第II、III组桥的直流输出电压就为零。

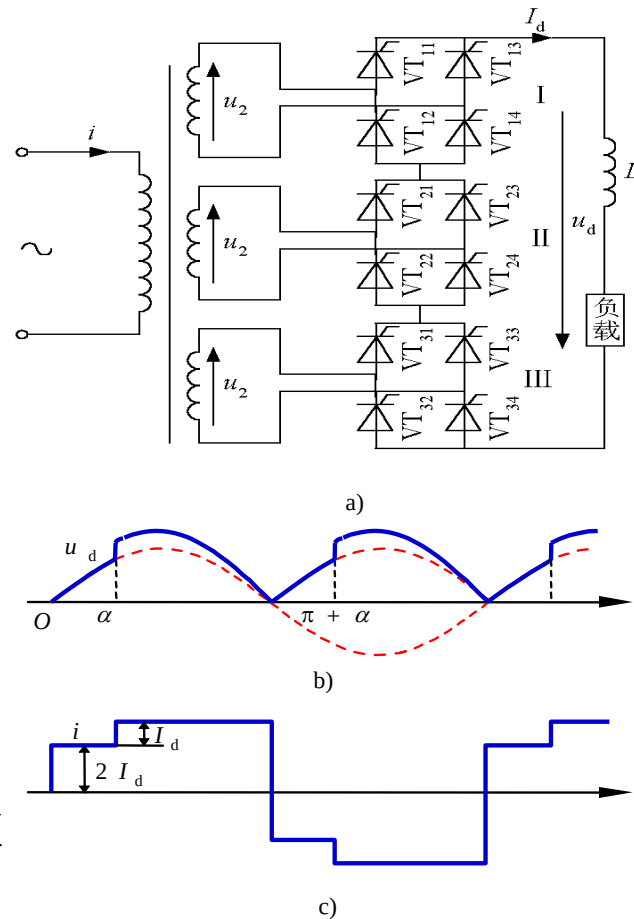


图3-45 单相串联3重联结电路及顺序控制时的波形



3.6.2 多重化整流电路

- 当需要输出的直流电压达到三分之一最高电压时，第I组桥的 α 角为 0° 。
- 需要输出电压为三分之一到三分之二最高电压时，第I组桥的 α 角固定为 0° ， VT_{33} 和 VT_{34} 维持导通，仅对第II组桥的 α 角进行控制。
- 需要输出电压为三分之二最高电压以上时，第I、II组桥的 α 角固定为 0° ，仅对第III组桥的 α 角进行控制。

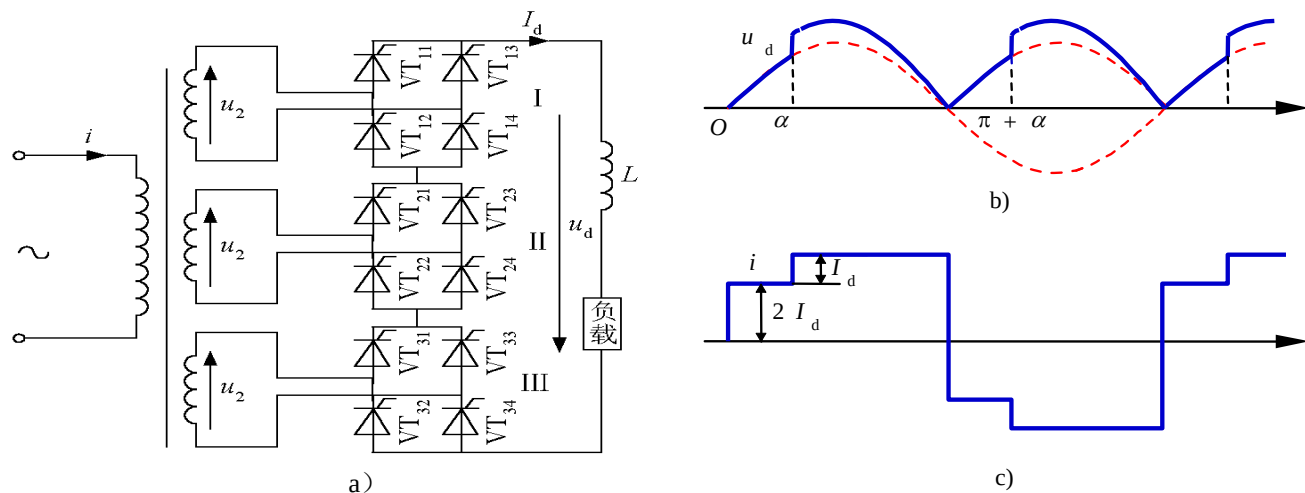


图3-45 单相串联3重联结电路及顺序控制时的波形



3.6.2 多重化整流电路

◆使直流输出电压波形不含负的部分，可采取如下控制方法

✎以第I组桥为例，当电压相位为 α 时，触发 VT_{11} 、 VT_{14} 使其导通并流过直流电流。

✎在电压相位为 π 时，触发 VT_{13} ，则 VT_{11} 关断，通过 VT_{13} 、 VT_{14} 续流，桥的输出电压为零而不会出现负的部分。

✎电压相位为 $\pi + \alpha$ 时，触发 VT_{12} ，则 VT_{14} 关断，由 VT_{12} 、 VT_{13} 导通而输出直流电压。

✎电压相位为 2π 时，触发 VT_{11} ，则 VT_{13} 关断，由 VT_{11} 和 VT_{12} 续流，桥的输出电压为零。

◆顺序控制的电流波形中，正（或负）半周期内前后四分之一周期波形不对称，因此含有一定的偶次谐波，但其基波分量比电压的滞后少，因而位移因数高，从而提高了总的功率因数。

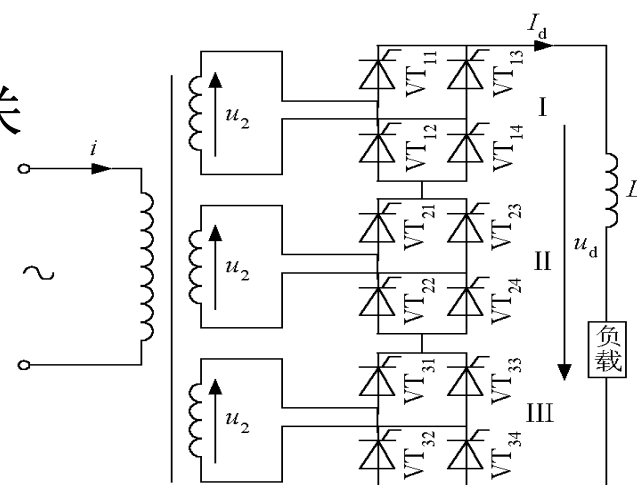


图3-45 a)单相串联3重联结电路



3.7 整流电路的有源逆变工作状态

3.7.1 逆变的概念

3.7.2 三相桥整流电路的 有源逆变工作状态

3.7.3 逆变失败与最小逆 变角的限制





3.7.1 逆变的概念

■ 什么是逆变？为什么要逆变？

◆ **逆变 (inversion)**：把直流电转变成交流电的过程。

◆ 逆变电路：把直流电逆变成交流电的电路。

👉 当交流侧和电网连结时，为**有源逆变**电路。

👉 变流电路的交流侧不与电网联接，而直接接到负载，即把直流电逆变为某一频率或可调频率的交流电供给负载，称为**无源逆变**。

◆ 对于**可控整流电路**，满足一定条件就可工作于**有源逆变**，其电路形式未变，只是电路工作条件转变。既工作在整流状态又工作在逆变状态，称为**变流电路**。





3.7.1 逆变的概念

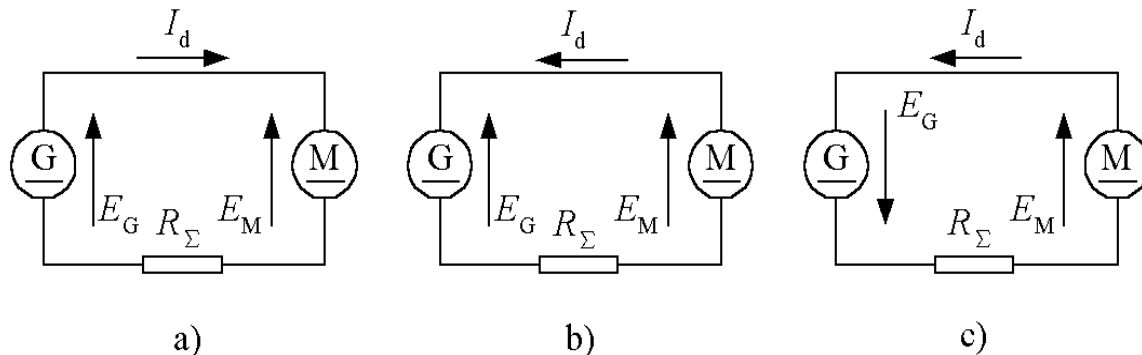


图3-46 直流发电机—电动机之间电能的流转

a) 两电动势同极性 $E_G > E_M$ b) 两电动势同极性 $E_M > E_G$ c) 两电动势反极性，形成短路

■ 直流发电机—电动机系统电能的流转

◆ **M**作**电动运转**， $E_G > E_M$ ，电流 I_d 从**G**流向**M**，电能由**G**流向**M**，转变为**M**轴上输出的机械能。

◆ **回馈制动**状态中，**M**作发电运转， $E_M > E_G$ ，电流反向，从**M**流向**G**，**M**轴上输入的机械能转变为电能反送给**G**。

◆ 两电动势**顺向串联**，向电阻**R**供电，**G**和**M**均输出功率，由于**R**一般都很小，实际上形成短路，在工作中必须严防这类事故发生。

◆ 两个电动势**同极性相接**时，电流总是从电动势高的流向电动势低的，由于回路电阻很小，即使很小的电动势差值也能产生大的电流，使两个电动势之间交换很大的功率，这对分析有源逆变电路是十分有用的。



3.7.1 逆变的概念

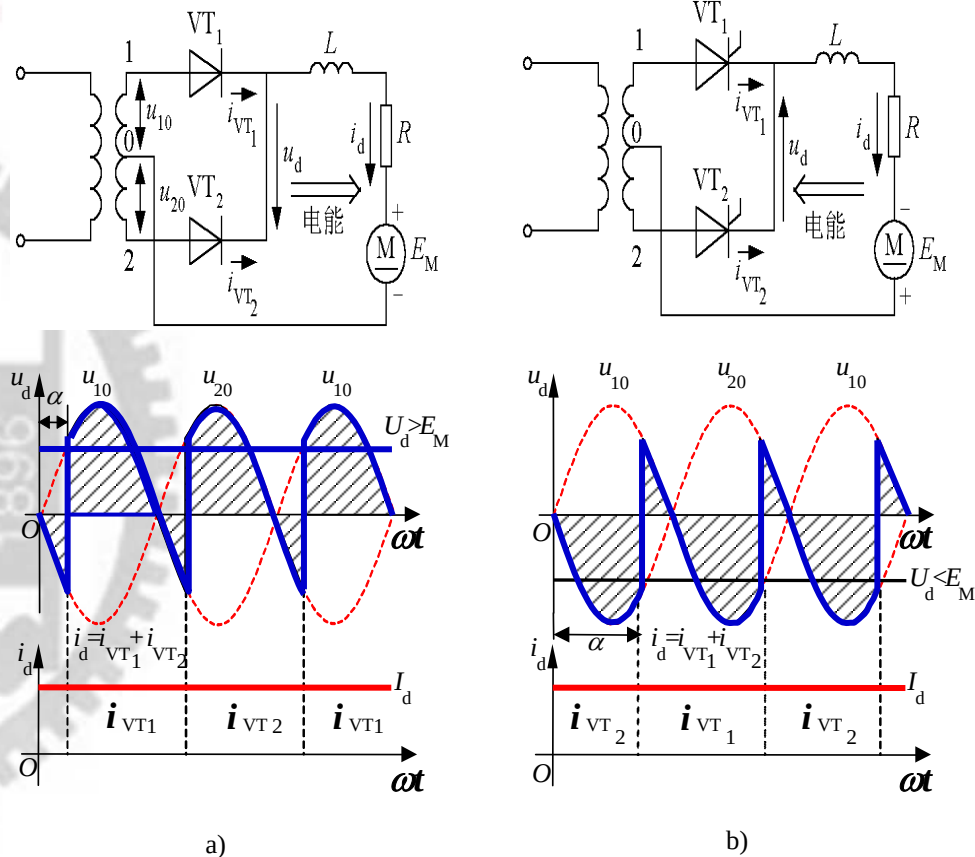


图3-47 单相全波电路的整流和逆变

■ 逆变产生的条件

◆ 以单相全波电路代替上述发电机来分析

👉 电动机M作电动机运行，全波电路应工作在整流状态， α 的范围在 $0 \sim \pi/2$ 间，直流侧输出 U_d 为正值，并且 $U_d > E_M$ ，交流电网输出功率，电动机则输入电功率。

👉 电动机M作发电回馈制动运行，由于晶闸管器件的单向导电性，电路内 I_d 的方向依然不变，而M轴上输入的机械能转变为电能反送给G，只能改变 E_M 的极性，为了避免两电动势顺向串联， U_d 的极性也必须反过来，故 α 的范围在 $\pi/2 \sim \pi$ ，且 $|E_M| > |U_d|$ 。



3.7.1 逆变的概念

◆ 产生逆变的条件

- 👉 要有**直流电动势**，其极性须和晶闸管的导通方向一致，其值应大于变流器直流侧的平均电压。
- 👉 要求晶闸管的控制角 $\alpha > \pi/2$ ，使 U_d 为负值。
- 👉 两者必须同时具备才能实现有源逆变。

◆ **半控桥或有续流二极管的电路**，因其整流电压 u_d 不能出现负值，也不允许直流侧出现负极性的电动势，故不能实现有源逆变，欲实现有源逆变，只能采用**全控电路**。



3.7.2 三相桥整流电路的有源逆变工作状态

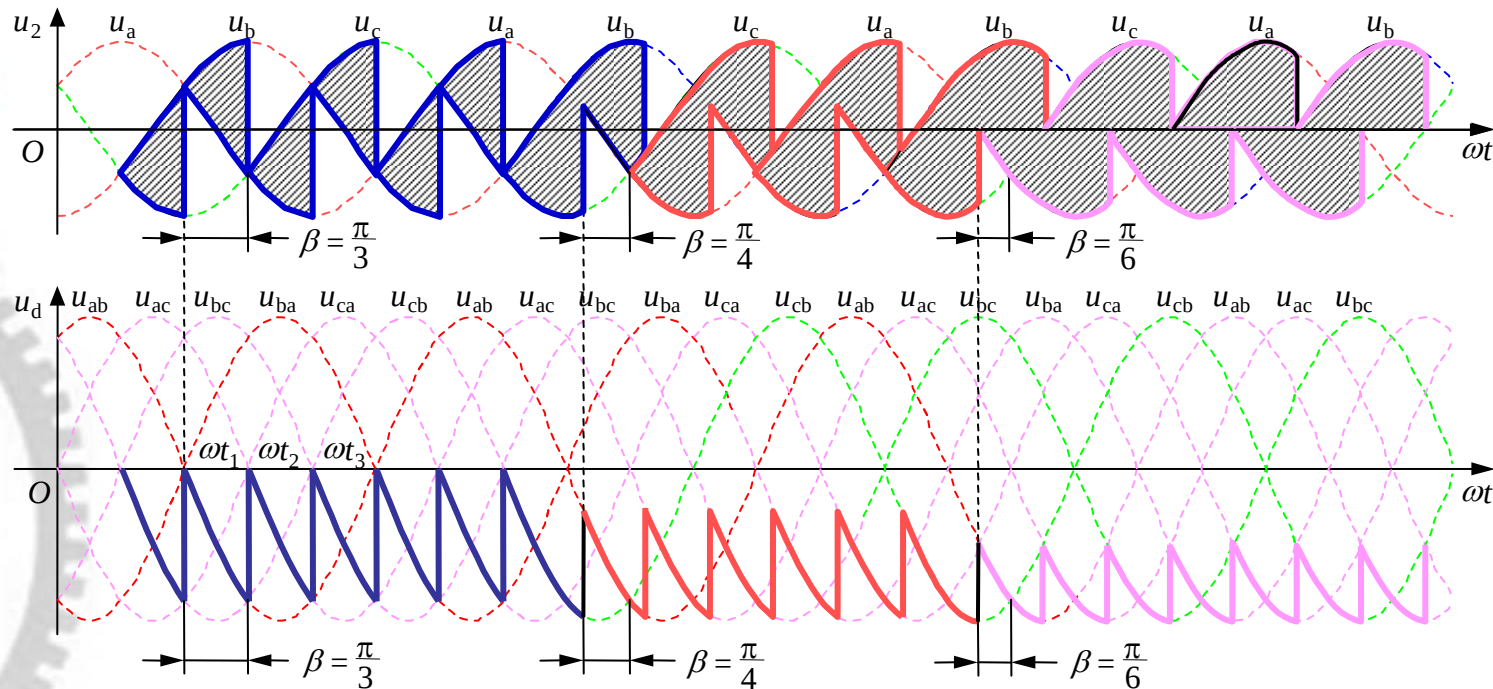


图3-48 三相桥式整流电路工作于有源逆变状态时的电压波形

■ 逆变角

◆ 通常把 $\alpha > \pi/2$ 时的控制角用 $\pi - \alpha = \beta$ 表示， β 称为**逆变角**。

◆ β 的大小自 $\beta = 0$ 的起始点向**左方**计量。

◆ 三相桥式电路工作于有源逆变状态，不同逆变角时的输出电压波形及晶闸管两端电压波形如图3-48所示。



3.7.2 三相桥整流电路的有源逆变工作状态

■ 基本的数量关系

◆ 三相桥式电路的输出电压

$$U_d = -3.34 U_2 \cos \beta = -1.35 U_2 L \cos \beta \quad (3-105)$$

◆ 输出直流电流的平均值

$$I_d = \frac{U_d - E_M}{R_\Sigma}$$

◆ 流过晶闸管的电流有效值

$$I_{VT} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0.577 I_d \quad (3-106)$$

◆ 从交流电源送到直流侧负载的有功功率为

$$P_d = R_\Sigma I_d^2 + E_M I_d \quad (3-107)$$

当逆变工作时，由于 E_M 为负值，故 P_d 一般为负值，表示功率由直流电源输送到交流电源。

◆ 变压器二次侧线电流的有效值

$$I_2 = \sqrt{2} I_{VT} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (3-108)$$



3.7.3 逆变失败与最小逆变角的限制

- 逆变运行时，一旦发生换相失败，外接的直流电源就会通过晶闸管电路形成短路，或者使变流器的输出平均电压和直流电动势变成顺向串联，由于逆变电路的内阻很小，形成很大的短路电流，这种情况称为**逆变失败**，或称为**逆变颠覆**。
- 逆变失败的原因
 - ◆ **触发电路**工作不可靠，不能适时、准确地给各晶闸管分配脉冲，如脉冲丢失、脉冲延时等，致使晶闸管不能正常换相。
 - ◆ **晶闸管**发生故障，该断时不断，或该通时不通。
 - ◆ **交流电源**缺相或突然消失。
 - ◆ 换相的**裕量角**不足，引起换相失败。



3.7.3 逆变失败与最小逆变角的限制

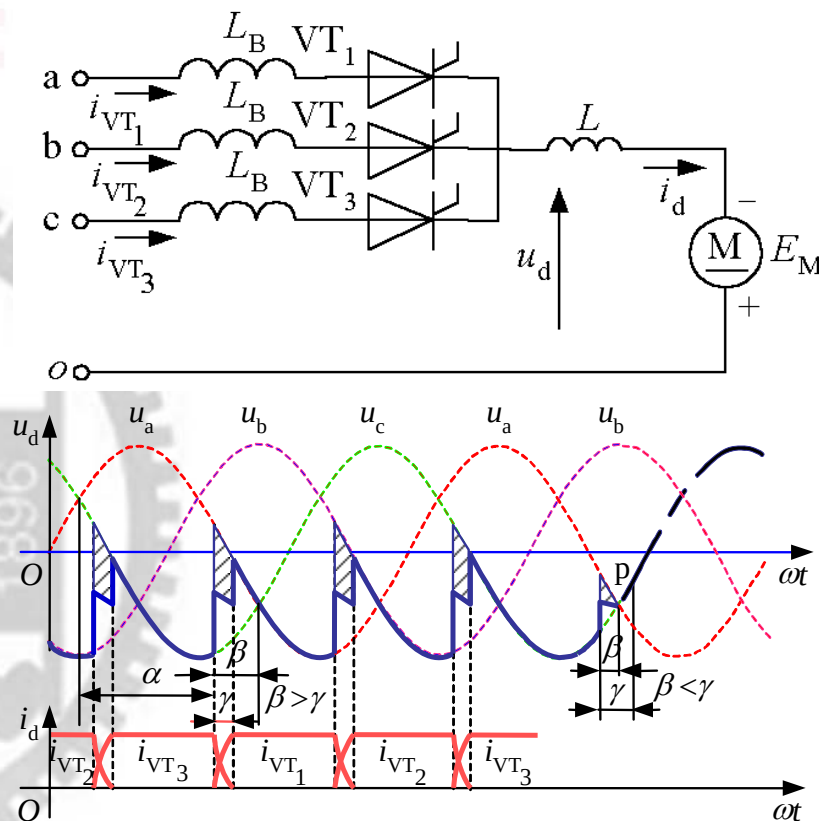


图3-49 交流侧电抗对逆
变换相过程的影响

◆考虑变压器漏抗引起重叠角 对逆变电路换相的影响

以 VT_3 和 VT_1 的换相过程来分析, 在 $\beta > \gamma$ 时, 经过换相过程后, a相电压 u_a 仍高于c相电压 u_c , 所以换相结束时, 能使 VT_3 承受反压而关断。

当 $\beta < \gamma$ 时, 换相尚未结束, 电路的工作状态到达自然换相点p点之后, u_c 将高于 u_a , 晶闸管 VT_1 承受反压而重新关断, 使得应该关断的 VT_3 不能关断却继续导通, 且c相电压随着时间的推迟愈来愈高, 电动势顺向串联导致逆变失败。

为了防止逆变失败, 不仅逆变角 β 不能等于零, 而且不能太小, 必须限制在某一允许的最小角度内。



3.7.3 逆变失败与最小逆变角的限制

■ 确定最小逆变角 $\beta_{\min}$ 的依据

◆ 逆变时允许采用的最小逆变角 β 应等于

$$\beta_{\min} = \delta + \gamma + \theta' \quad (3-109)$$

👉 δ 为晶闸管的关断时间 t_q 折合的电角度,约 $4^\circ \sim 5^\circ$

👉 γ 为换相重叠角,可查阅相关手册,也可根据表3-2计算,即

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3-110)$$

根据逆变工作时 $\alpha = \pi - \beta$, 并设 $\beta = \gamma$, 上式可改写成

$$\cos\gamma = 1 - \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3-111)$$

由此计算出 γ

👉 θ 为安全裕量角,主要针对脉冲不对称程度(一般可达 5°),约取为 10° 。

◆ 设计逆变电路时,必须保证 $\beta \geq \beta_{\min}$,因此常在触发电路中附加一保护环节,保证触发脉冲不进入小于 $\beta_{\min}$ 的区域内。



3.8 相控电路的驱动控制

3.8.1 同步信号为锯齿波的触发电路

3.8.2 集成触发器

3.8.3 触发电路的定相





3.8 相控电路的驱动控制·引言

■ 相控电路

- ◆ 晶闸管可控整流电路，通过控制触发角 α 的大小即控制触发脉冲起始相位来控制输出电压大小。
- ◆ 采用晶闸管相控方式时的交流电力变换电路和交交变频电路（第4章）。

■ 相控电路的驱动控制

- ◆ 为保证相控电路正常工作，很重要的是应保证按触发角 α 的大小在正确的时刻向电路中的晶闸管施加有效的触发脉冲。
 - ◆ 晶闸管相控电路，习惯称为触发电路。
- 大、中功率的变流器广泛应用的是晶体管触发电路，其中以同步信号为锯齿波的触发电路应用最多。

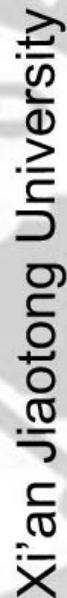
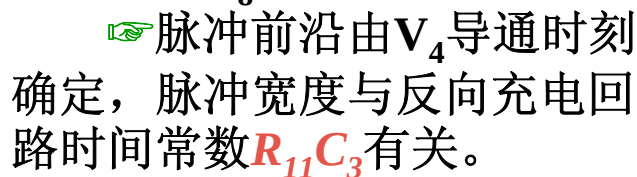


图3-50 同步信号为锯齿波的触发电路





3.8.1 同步信号为锯齿波的触发电路

■ 锯齿波的形成和脉冲移相环节

◆ 锯齿波电压形成的方案较多，如采用自举式电路、恒流源电路等，本电路采用恒流源电路。

◆ 恒流源电路方案由 V_1 、 V_2 、 V_3 和 C_2 等元件组成，其中 V_1 、 VS 、 RP_2 和 R_3 为一恒流源电路

■ 同步环节

◆ 触发电路与主电路的同步是指要求锯齿波的频率与主电路电源的频率相同且相位关系确定。

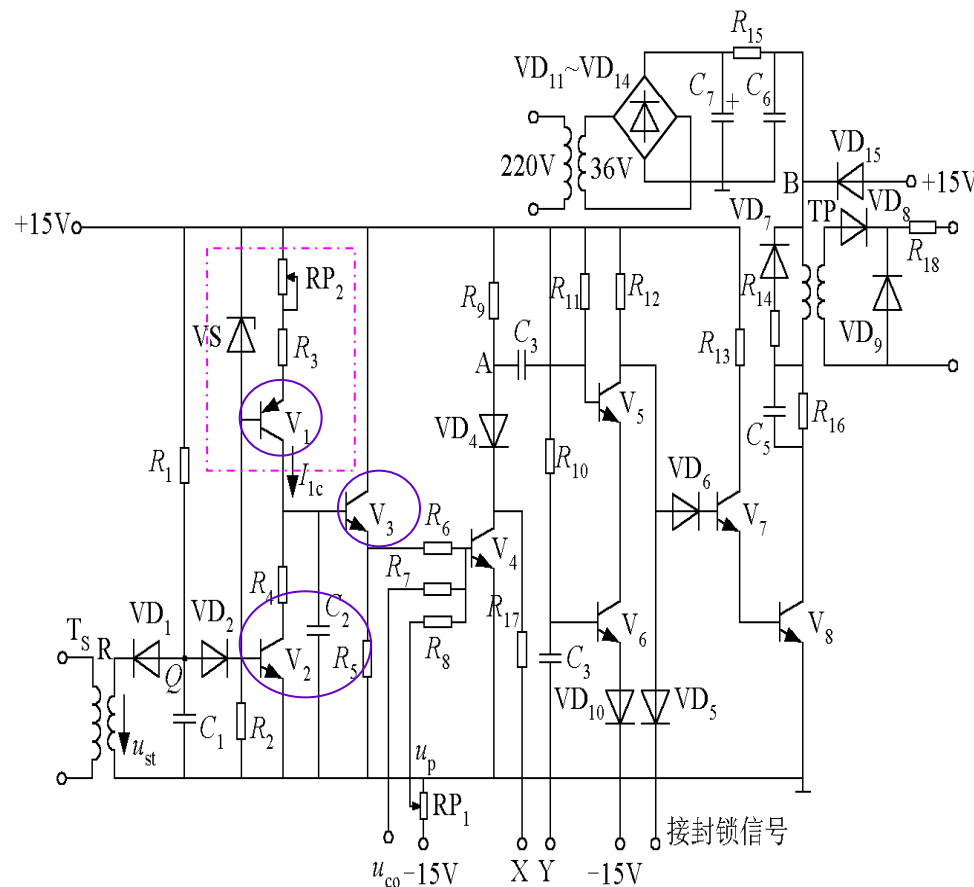


图3-50 同步信号为锯齿波的触发电路



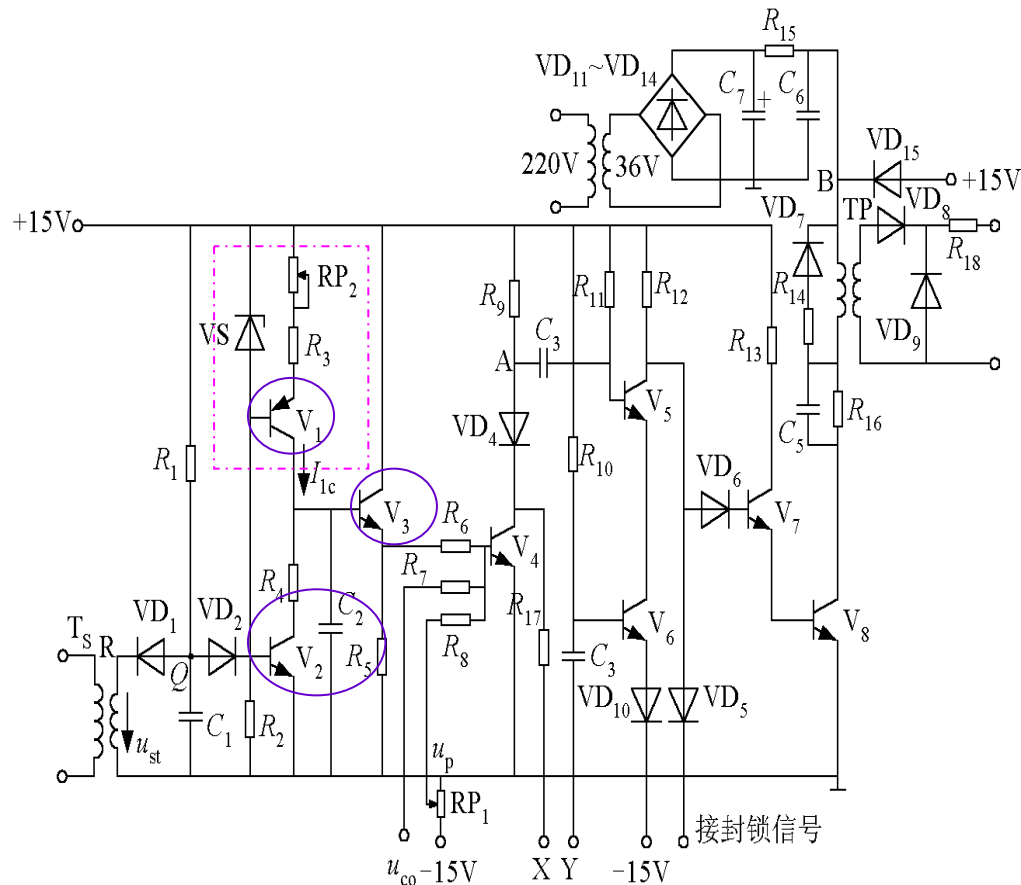
3.8.1 同步信号为锯齿波的触发电路

◆ 锯齿波是由开关 V_2 管来控制的

👉 V_2 开关的频率就是锯齿波的频率——由同步变压器所接的交流电压决定。

👉 V_2 由导通变截止期间产生锯齿波——锯齿波起点基本就是同步电压由正变负的过零点。

👉 V_2 截止状态持续的时间就是锯齿波的宽度——取决于充电时间常数 R_1C_1 。





3.8.1 同步信号为锯齿波的触发电路

■ 双窄脉冲形成环节

◆ **内双脉冲电路**：每个触发单元的一个周期内输出两个间隔 60° 的脉冲的电路。

◆ V_5 、 V_6 构成一个“或”门

👉 当 V_5 、 V_6 都导通时， V_7 、 V_8 都截止，没有脉冲输出。

👉 只要 V_5 、 V_6 有一个截止，都会使 V_7 、 V_8 导通，有脉冲输出。

👉 第一个脉冲由本相触发单元的 u_{co} 对应的控制角 α 产生。隔 60° 的第二个脉冲是由滞后 60° 相位的后一相触发单元产生（通过 V_6 ）。

◆ 在三相桥式全控整流电路中，器件的导通次序为 VT_1 - VT_2 - VT_3 - VT_4 - VT_5 - VT_6 ，彼此间隔 60° ，相邻器件**成双接通**，所以某个器件导通的同时，触发单元需要给前一个导通的器件补送一个脉冲。



3.8.2 集成触发器

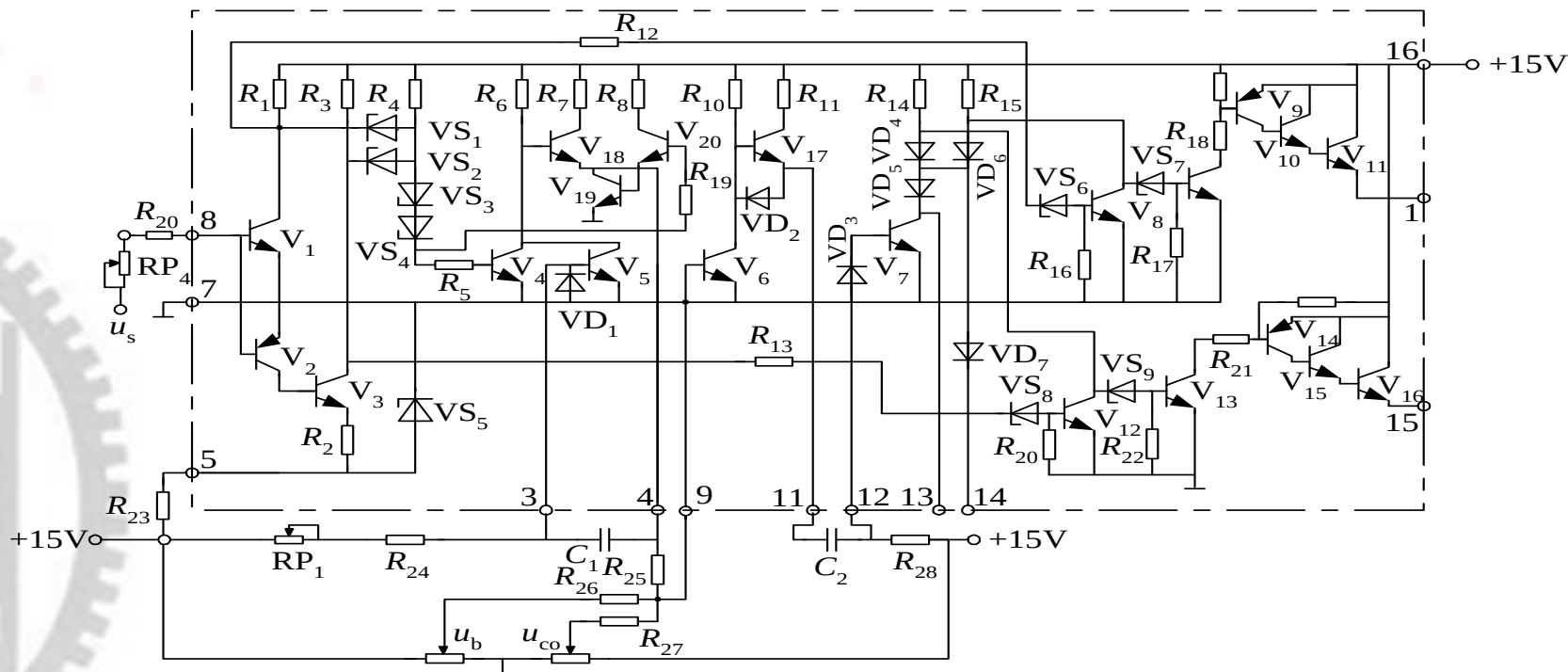


图3-52 KJ004电路原理图

■ **集成电路**可靠性高，技术性能好，体积小，功耗低，调试方便，已逐步取代**分立式电路**。

■ KJ004

◆ 与分立元件的锯齿波移相触发电路相似,分为**同步**、**锯齿波形成**、**移相**、**脉冲形成**、**脉冲分选**及**脉冲放大**几个环节。



3.8.2 集成触发器

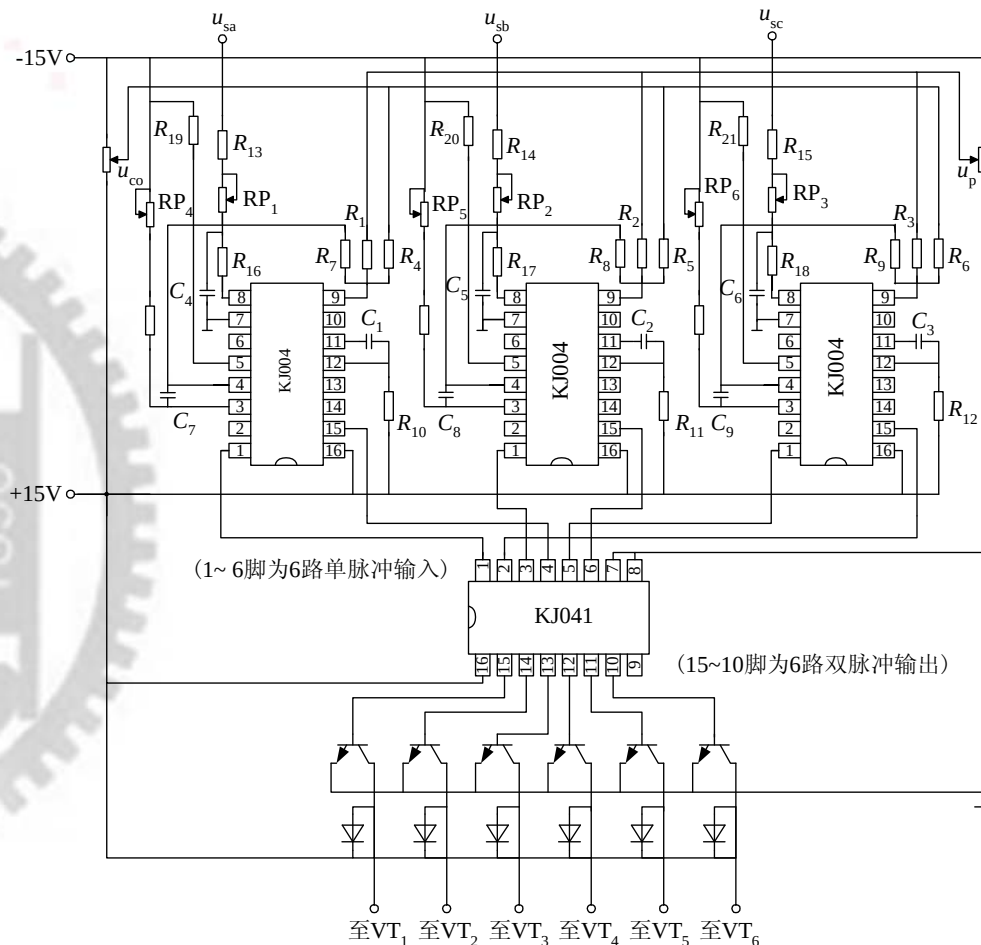


图3-53 三相全控桥整流电路的集成触发电路

■ 完整的三相全控桥触发电路

◆ 3个KJ004集成块和1个KJ041集成块，可形成六路双脉冲，再由六个晶体管进行脉冲放大即可。

◆ KJ041内部是由12个二极管构成的6个或门，其作用是将6路单脉冲输入转换为6路双脉冲输出。

■ 模拟触发电路与数字触发电路

◆ 模拟触发电路的优点是结构简单、可靠；缺点是易受电网电压影响，触发脉冲不对称度较高，可达 $3^{\circ}\sim 4^{\circ}$ ，精度低。

◆ 数字触发电路的脉冲对称度很好，如基于8位单片机的数字触发器精度可达 $0.7^{\circ}\sim 1.5^{\circ}$ 。



3.8.3 触发电路的定相

- 触发电路的定相：触发电路应保证每个晶闸管触发脉冲与施加于晶闸管的交流电压保持固定、正确的相位关系。
- 触发电路的定相
 - ◆ 利用一个同步变压器保证触发电路和主电路频率一致。
 - ◆ 接下来的问题是触发电路的定相，即选择同步电压信号的相位，以保证触发脉冲相位正确，关键是确定同步信号与晶闸管阳极电压的关系。



3.8.3 触发电路的定相

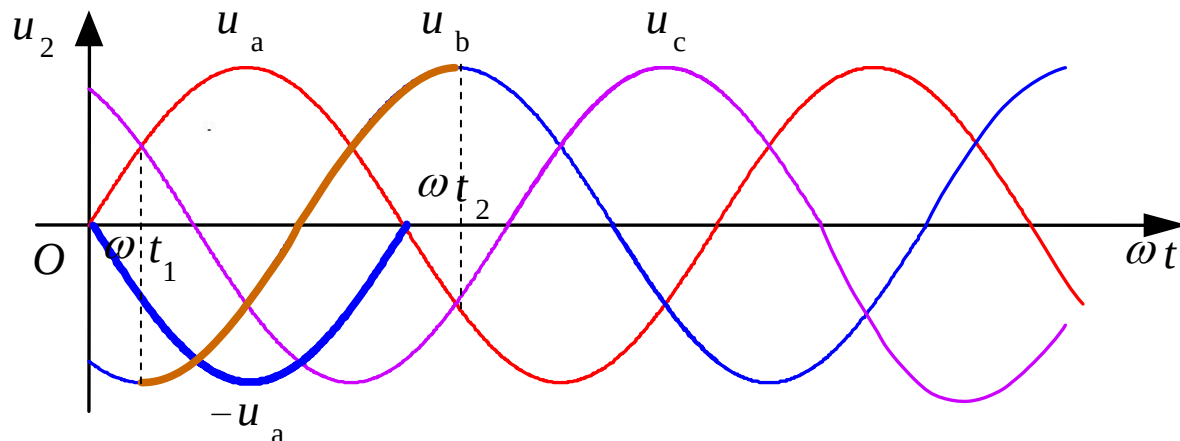


图3-54 三相全控桥中同步电压与主电路电压关系示意图

◆ 分析三相全控桥

- 👉 VT_1 所接主电路电压为 $+u_a$, VT_1 的触发脉冲从 0° 至 180° 的范围为 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 。
- 👉 锯齿波的上升段为 240° , 上升段起始的 30° 和终了的 30° 线性度不好, 舍去不用, 使用中间的 180° , 锯齿波的中点与同步信号的 300° 位置对应。
- 👉 将 $\alpha = 90^\circ$ 确定为锯齿波的中点, 锯齿波向前向后各有 90° 的移相范围。于是 $\alpha = 90^\circ$ 与同步电压的 300° 对应, 也就是 $\alpha = 0^\circ$ 与同步电压的 210° 对应。
- 👉 $\alpha = 0^\circ$ 对应于 u_a 的 30° 的位置, 则同步信号的 180° 与 u_a 的 0° 对应, 说明 VT_1 的同步电压应滞后于 u_a 180° 。
- 👉 对于其他5个晶闸管, 也存在同样的对应关系。



3.8.3 触发电路的定相

◆图3-55给出了变压器接法的一种情况及相应的矢量图，其中主电路整流变压器为**D,y-11**联结，同步变压器为**D,y-11,5**联结，同步电压选取的结果如表3-4所示，为防止电网电压波形畸变对触发电路产生干扰，可对同步电压进行**R-C**滤波，当**R-C**滤波器滞后角为**60°**时，同步电压选取结果如表3-5所示。

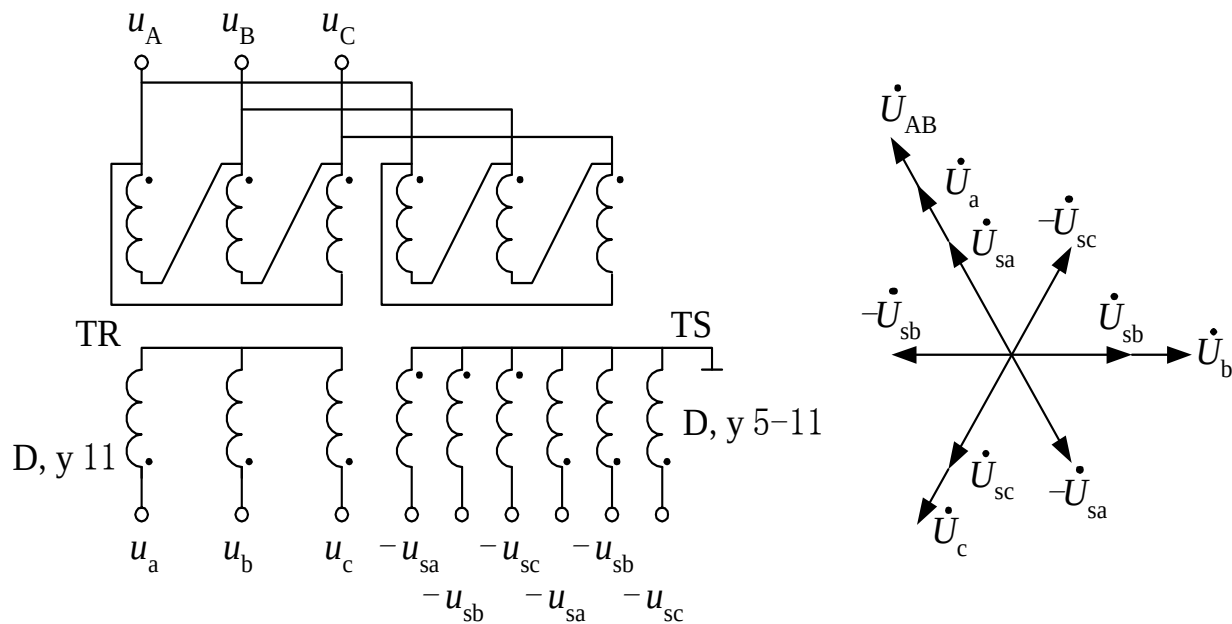


图3-53 同步变压器和整流变压器的接法及矢量图



3.8.3 触发电路的定相

表3-4 三相全控桥各晶闸管的同步电压（采用图3-59变压器接法时）

晶闸管	VT_1	VT_2	VT_3	VT_4	VT_5	VT_6
主电路电压	$+u_a$	$-u_c$	$+u_b$	$-u_a$	$+u_c$	$-u_b$
同步电压	$-u_{sa}$	$+u_{sc}$	$-u_{sb}$	$+u_{sa}$	$-u_{sc}$	$+u_{sb}$

表3-5 三相桥各晶闸管的同步电压（有R-C滤波滞后 60° ）

晶闸管	VT_1	VT_2	VT_3	VT_4	VT_5	VT_6
主电路电压	$+u_a$	$-u_c$	$+u_b$	$-u_a$	$+u_c$	$-u_b$
同步电压	$+u_{sb}$	$-u_{sa}$	$+u_{sc}$	$-u_{sb}$	$+u_{sa}$	$-u_{sc}$



3.8.3 触发电路的定相

◆例：三相全控桥，电动机负载，要求可逆，整流变压器的接法是D，y-5，采用NPN锯齿波触发器，并附有滞后30°的R-C滤波器，决定晶闸管的同步电压和同步变压器的联结形式。

解：整流变压器接法如图3-56所示

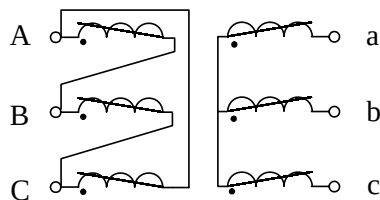


图3-56 整流变压器接法

以a相为例， u_a 的 120° 对应于 $\alpha = 90^\circ$ ，此时 $U_d = 0$ ，处于整流和逆变的临界点。该点与锯齿波的中点重合，即对应于同步信号的 300° ，所以同步信号滞后 $u_a 180^\circ$ ，又因为R-C滤波已使同步信号滞后 30° ，所以同步信号只要再滞后 150° 就可以了。

满足上述关系的同步电压相量图及同步变压器联结形式如下两幅图所示。

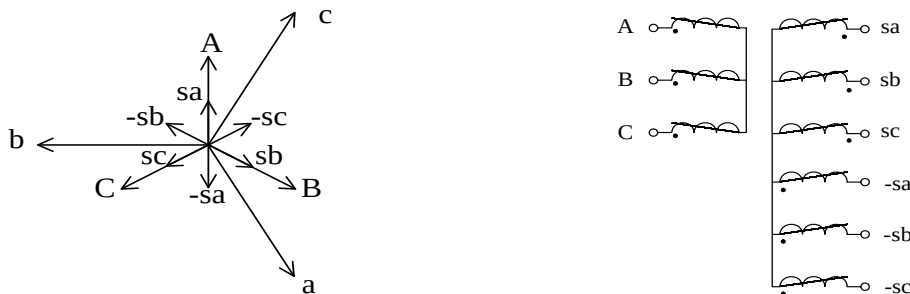


图3-57 同步电压相量图及同步变压器联接图

a 同步电压相量图 b 同步变压器联接图

各晶闸管的同步电压选取如下表：

晶闸管	VT ₁	VT ₂	VT ₃	VT ₄	VT ₅	VT ₆
同步电压	$-u_{sb}$	u_{sa}	$-u_{sc}$	u_{sb}	$-u_{sa}$	u_{sc}



本章小结

- 可控整流电路，重点掌握：电力电子电路作为分段线性电路进行分析的基本思想、单相全控桥式整流电路和三相全控桥式整流电路的原理分析与计算、各种负载对整流电路工作情况的影响。
- 电容滤波的不可控整流电路的工作情况，重点了解其工作特点。
- 与整流电路相关的一些问题，包括：
 - ◆ 变压器漏抗对整流电路的影响，重点建立换相压降、重叠角等概念，并掌握相关的计算，熟悉漏抗对整流电路工作情况的影响。
 - ◆ 整流电路的谐波和功率因数分析，重点掌握谐波的概念、各种整流电路产生谐波情况的定性分析，功率因数分析的特点、各种整流电路的功率因数分析。



本章小结

- 大功率可控整流电路的接线形式及特点，熟悉双反星形可控整流电路的工作情况，建立整流电路多重化的概念。
- 可控整流电路的有源逆变工作状态，重点掌握产生有源逆变的条件、三相可控整流电路有源逆变工作状态的分析计算、逆变失败及最小逆变角的限制等。
- 用于晶闸管的触发电路。重点熟悉锯齿波移相的触发电路的原理，了解集成触发芯片及其组成的三相桥式全控整流电路的触发电路，建立同步的概念，掌握同步电压信号的选取方法。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

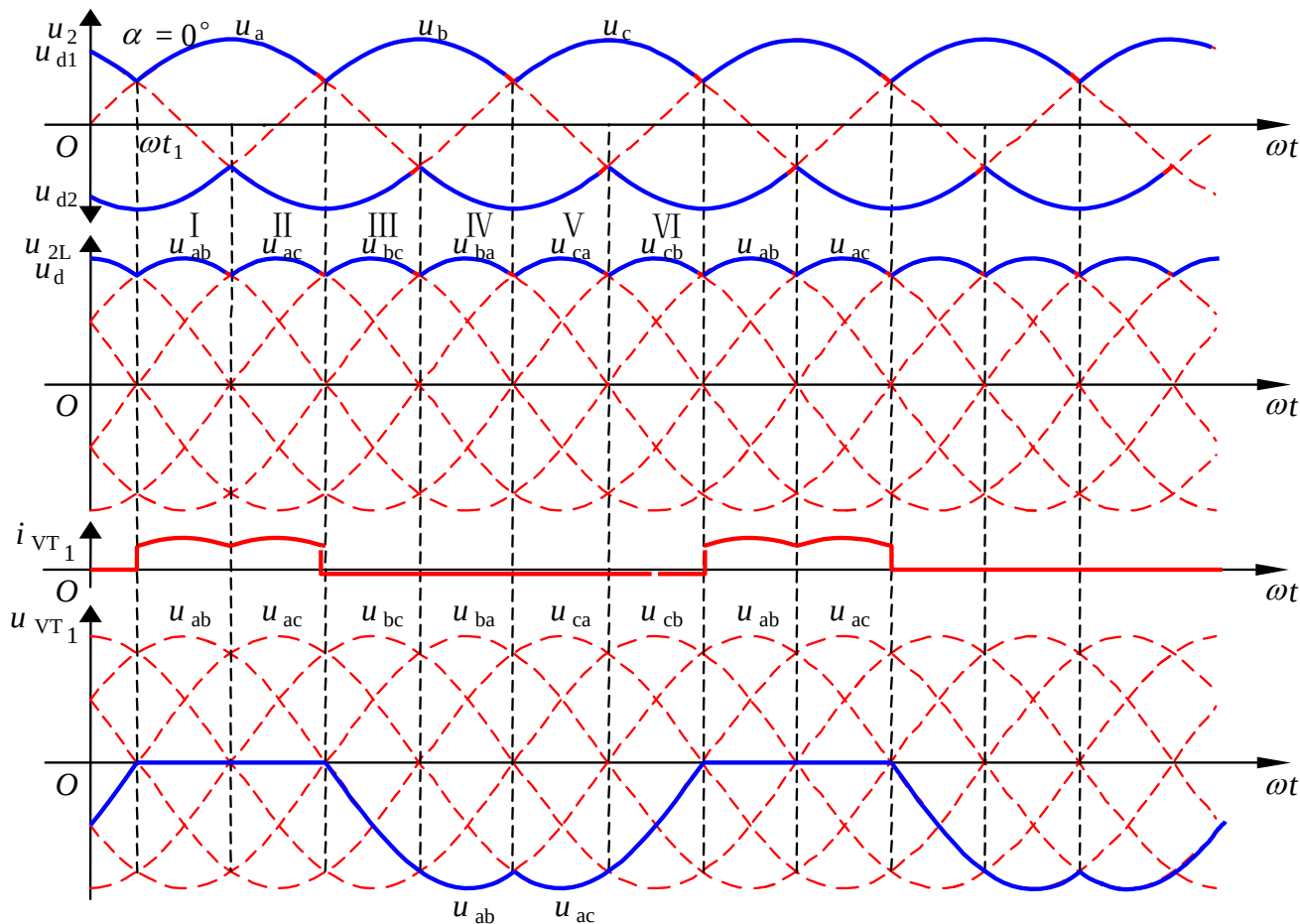


图3-19 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=0^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

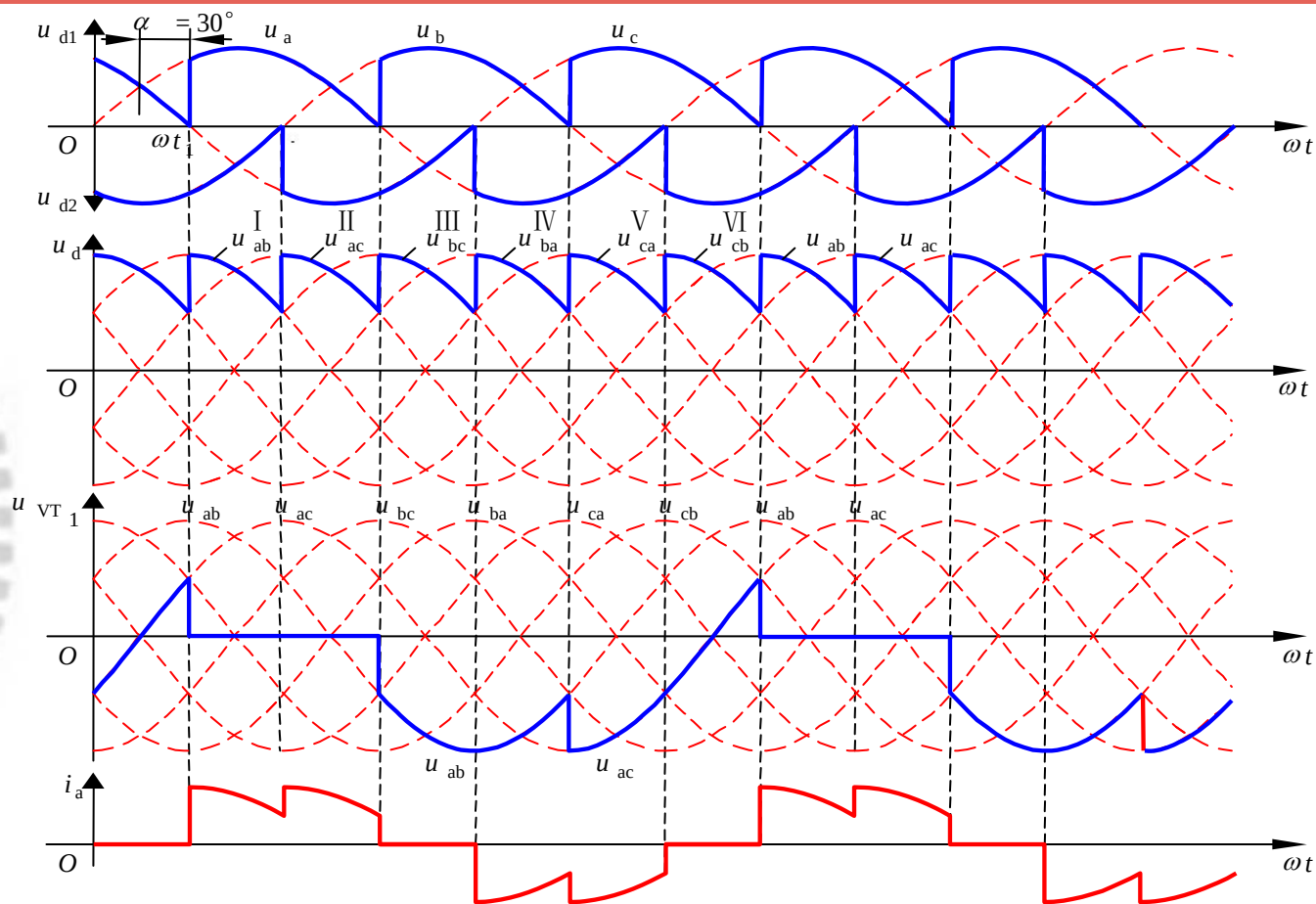


图3-20 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=30^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

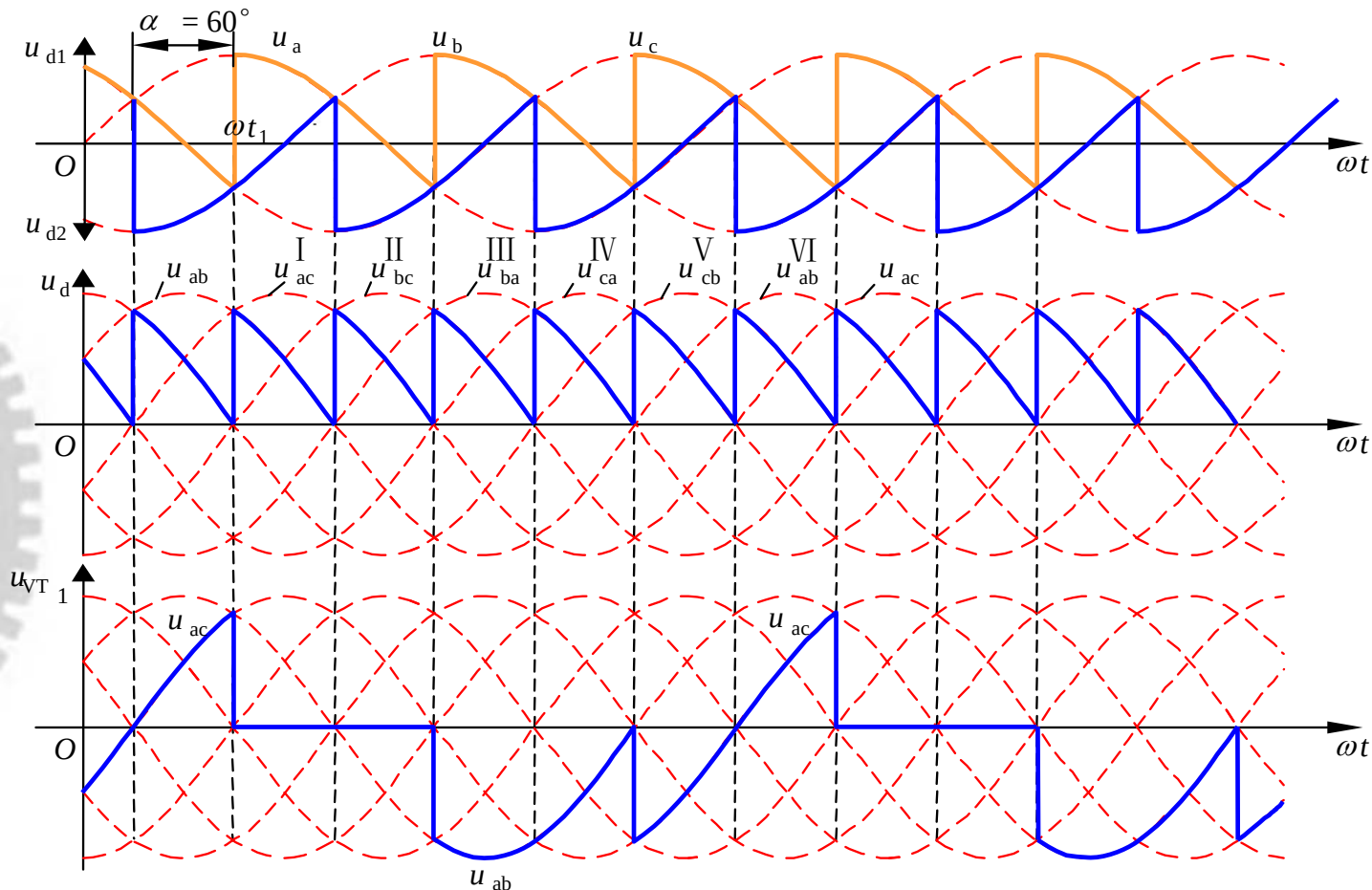


图3-21 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=60^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

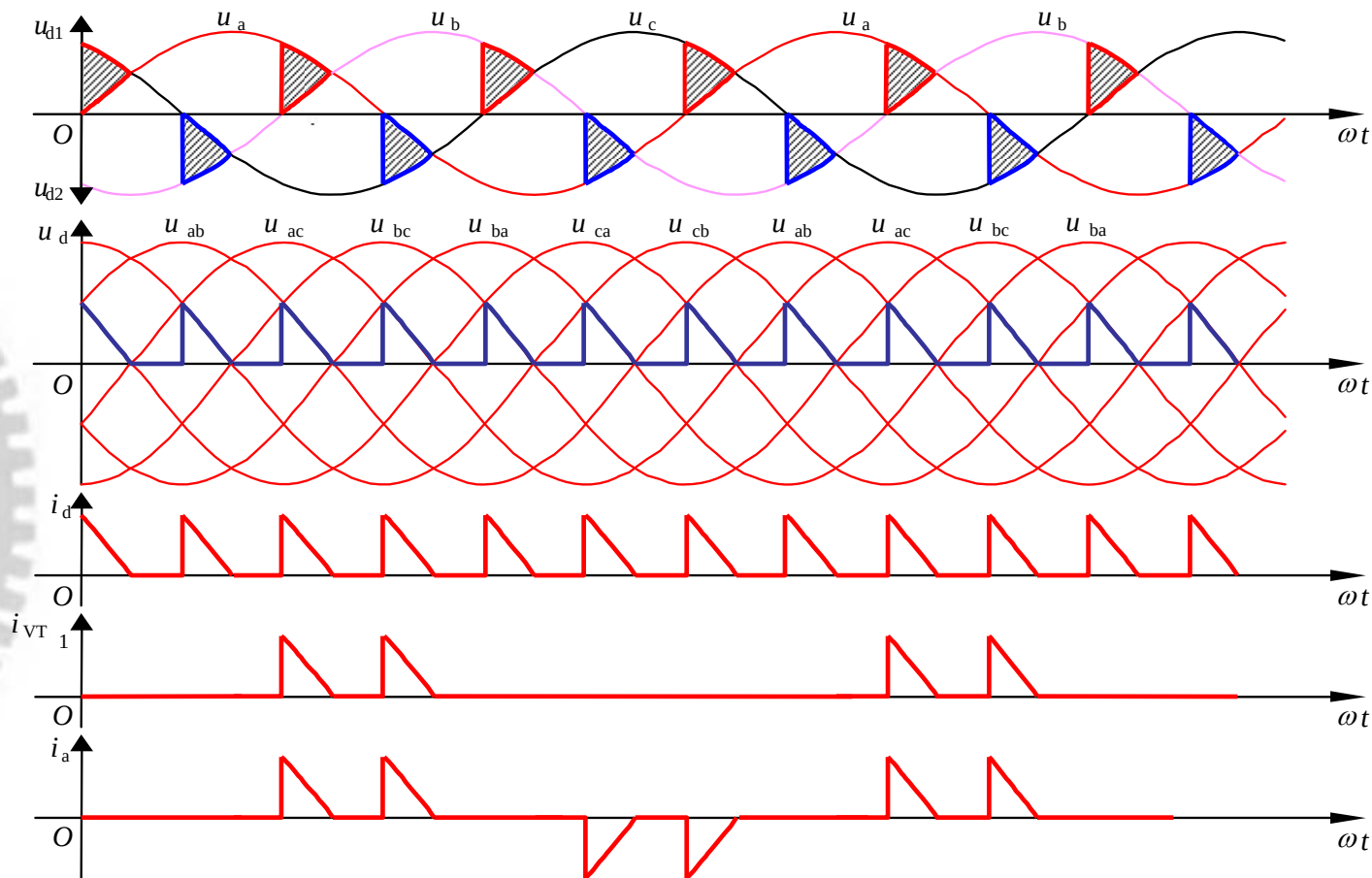


图3-22 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=90^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

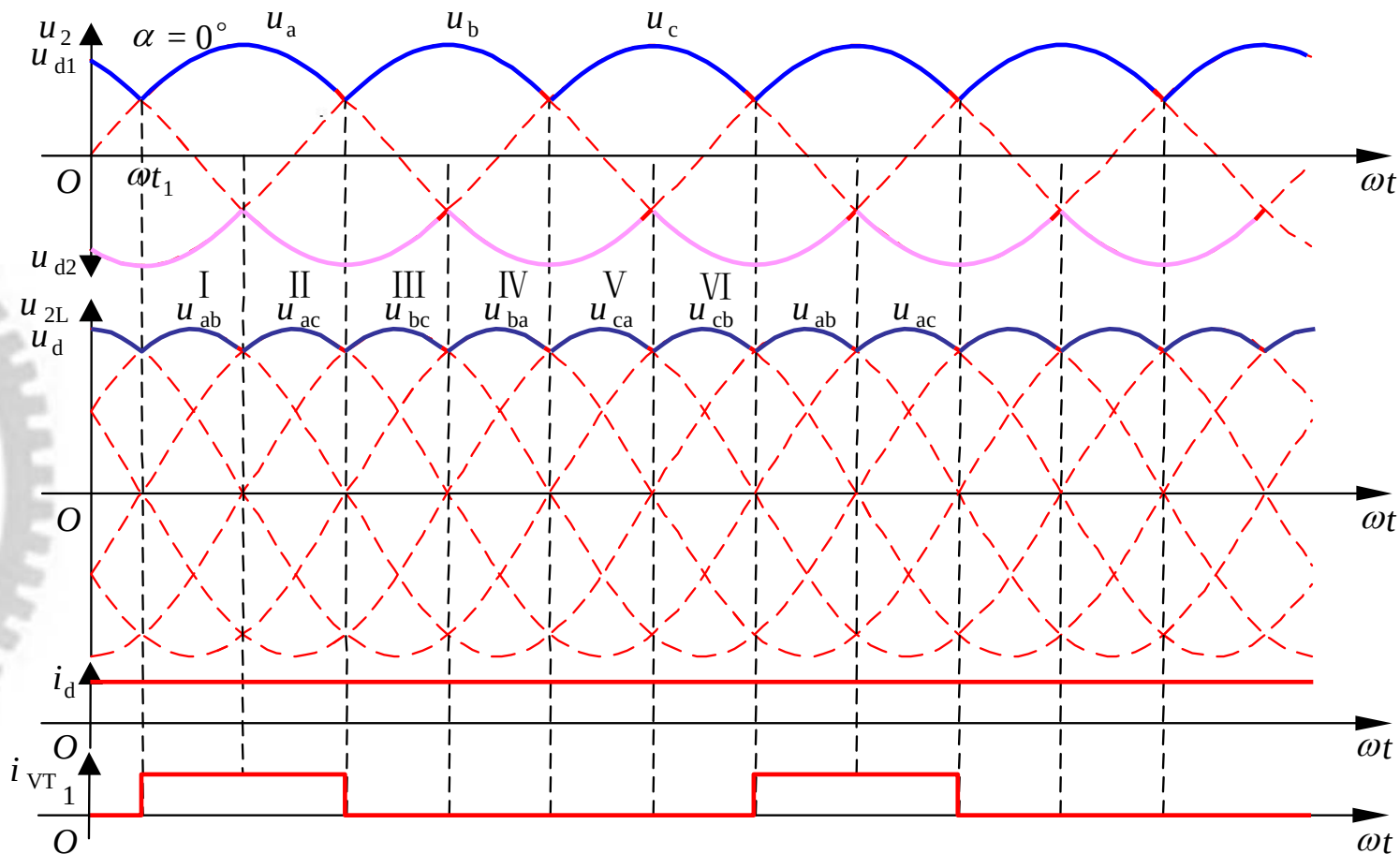


图3-23 三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha=0^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

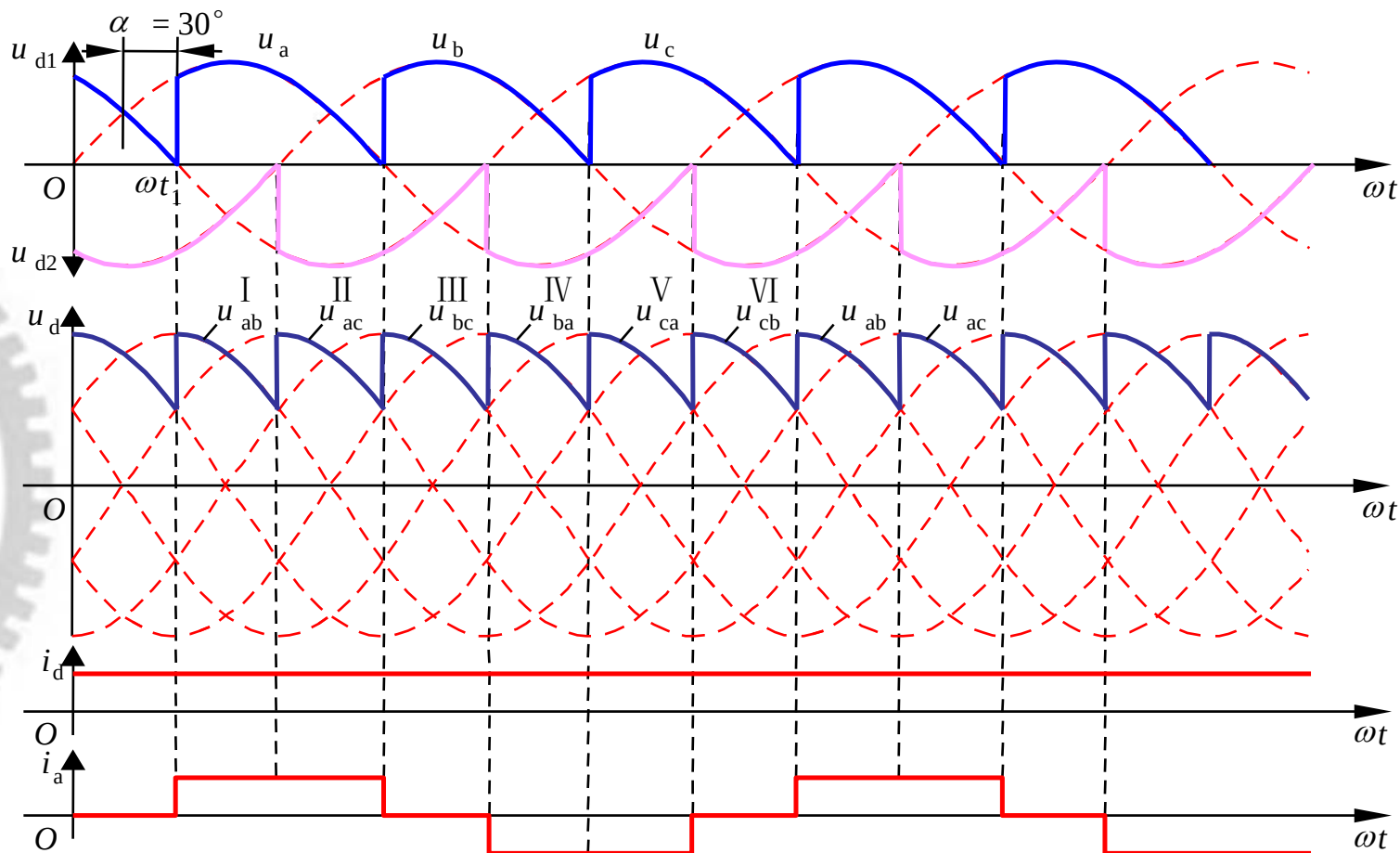


图3-24 三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha=30^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

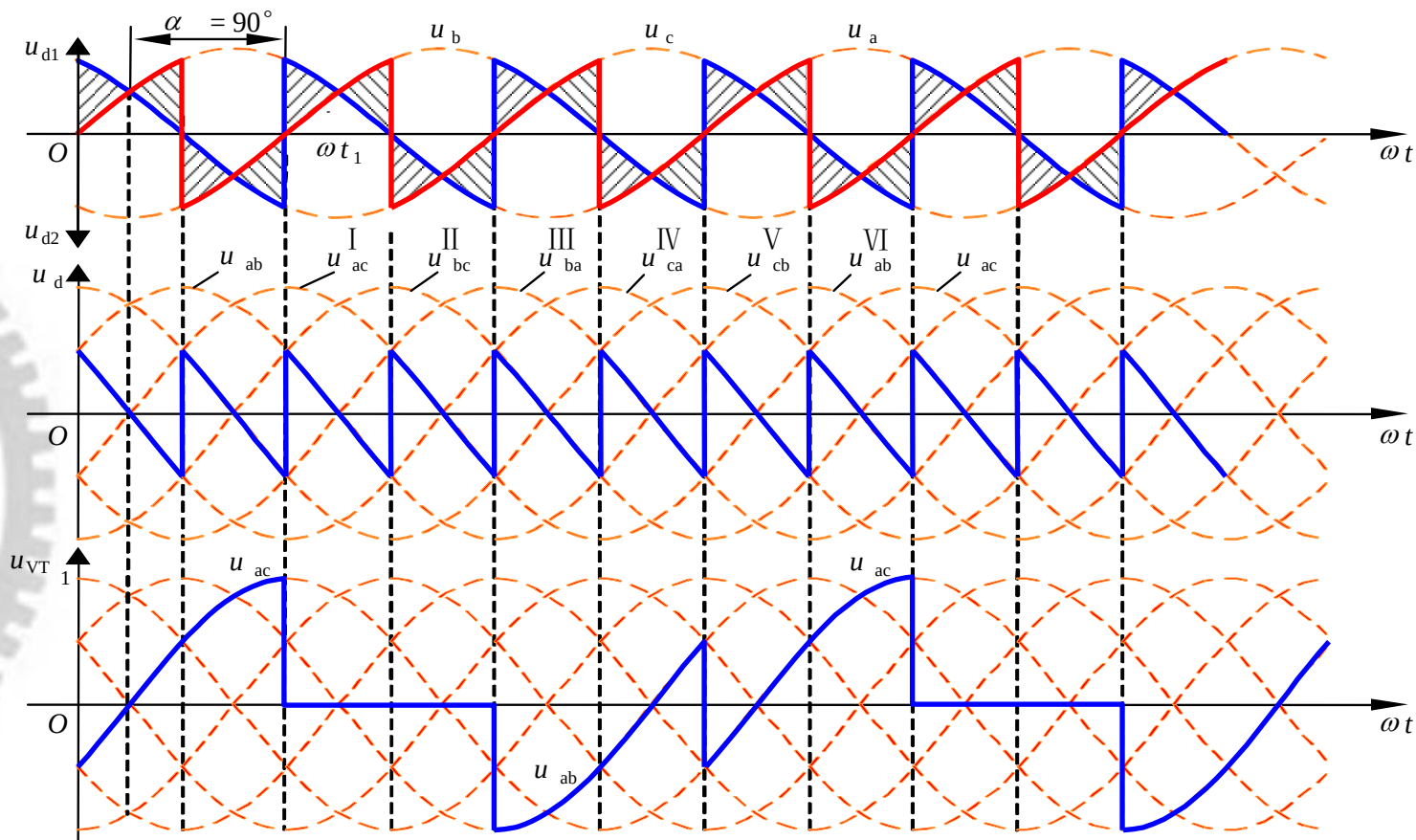


图3-25 三相桥式整流电路带阻感负载， $\alpha=90^\circ$ 时的波形



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

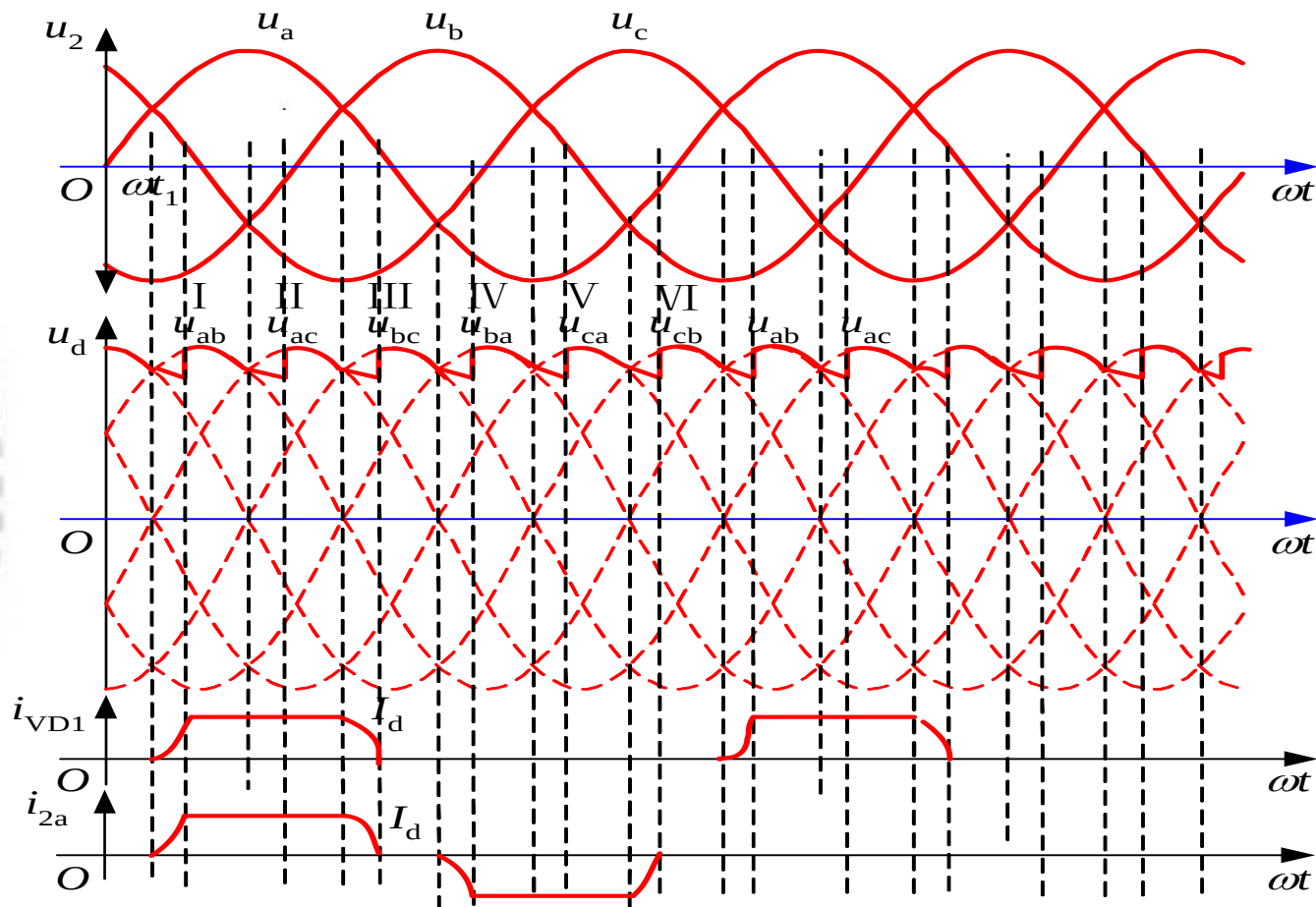


图3-27 u_d 、 i_{VD1} 和 i_{2a} 的波形



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

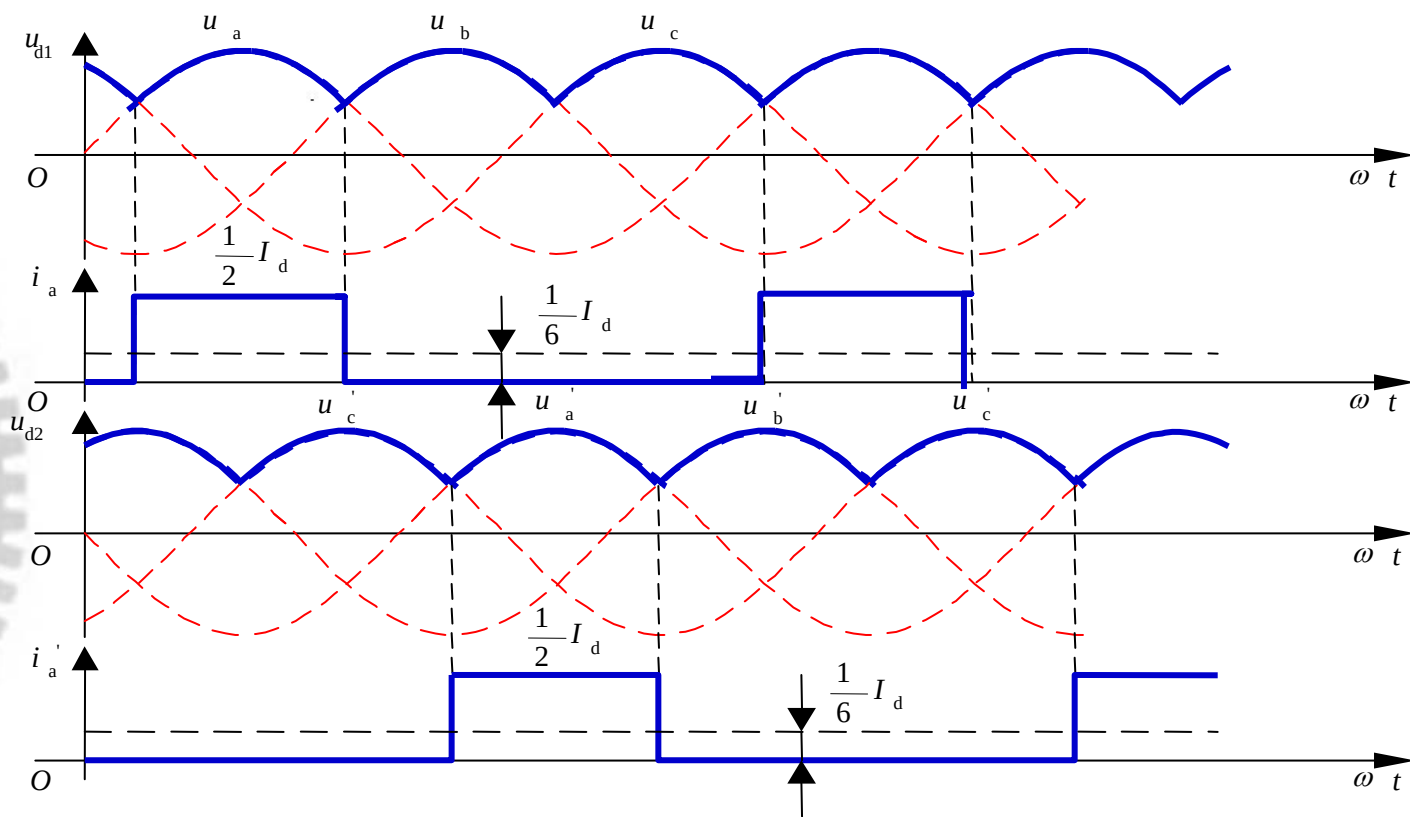


图3-38 双反星形电路， $\alpha=0^\circ$ 时两组整流电压、电流波形

第4章 逆变电路

4.1 换流方式

4.2 电压型逆变电路

4.3 电流型逆变电路

4.4 多重逆变电路和多电平逆变电路

本章小结





引言

■ 逆变的概念

- ◆ 与整流相对应，**直流电**变成**交流电**。
- ◆ 交流侧接电网，为**有源逆变**。
- ◆ 交流侧接负载，为**无源逆变**，本章主要讲述无源逆变。

■ 逆变与变频

- ◆ 变频电路：分为**交交变频**和**交直交变频**两种。
- ◆ 交直交变频由交直变换（整流）和直交变换两部分组成，后一部分就是逆变。

■ 逆变电路的主要应用

- ◆ 各种直流电源，如蓄电池、干电池、太阳能电池等。
- ◆ 交流电机调速用变频器、不间断电源、感应加热电源等电力电子装置的核心部分都是逆变电路。



4.1 换流方式

4.1.1 逆变电路的基本工作原理

4.1.2 换流方式分类

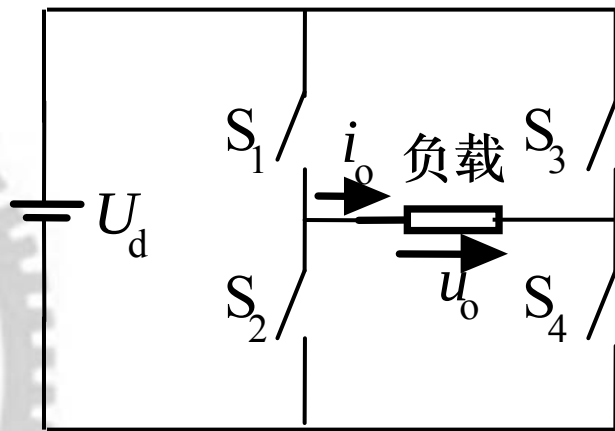




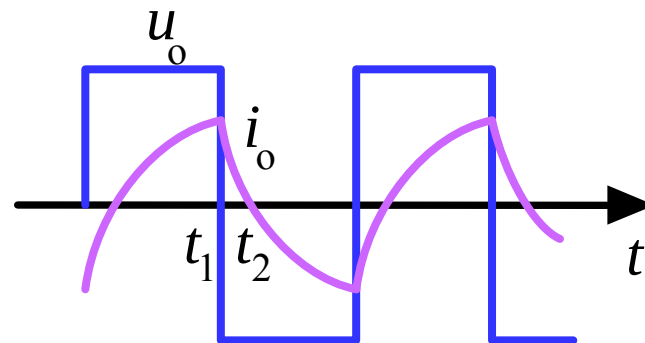
4.1.1 逆变电路的基本工作原理

■ 以单相桥式逆变电路为例说明最基本的工作原理

◆ $S_1 \sim S_4$ 是桥式电路的4个臂，由电力电子器件及辅助电路组成。



a)



b)

图4-1 逆变电路及其波形举例

◆ 当开关 S_1 、 S_4 闭合， S_2 、 S_3 断开时，负载电压 u_o 为正；当开关 S_1 、 S_4 断开， S_2 、 S_3 闭合时， u_o 为负，这样就把直流电变成了交流电。

◆ 改变两组开关的切换频率，即可改变输出交流电的频率。

◆ 电阻负载时，负载电流 i_o 和 u_o 的波形相同，相位也相同。

◆ 阻感负载时， i_o 相位滞后于 u_o ，波形也不同。



4.1.2 换流方式分类

■ 换流

- ◆ 电流从一个支路向另一个支路转移的过程，也称为换相。
- ◆ 研究换流方式主要是研究如何使器件关断。

■ 换流方式分为以下几种

◆ 器件换流（Device Commutation）

☞ 利用全控型器件的自关断能力进行换流。

☞ 在采用IGBT、电力MOSFET、GTO、GTR等全控型器件的电路中的换流方式是器件换流。

◆ 电网换流（Line Commutation）

☞ 电网提供换流电压的换流方式。

☞ 将负的电网电压施加在欲关断的晶闸管上即可使其关断。不需要器件具有门极可关断能力，但不适用于没有交流电网的无源逆变电路。



4.1.2 换流方式分类

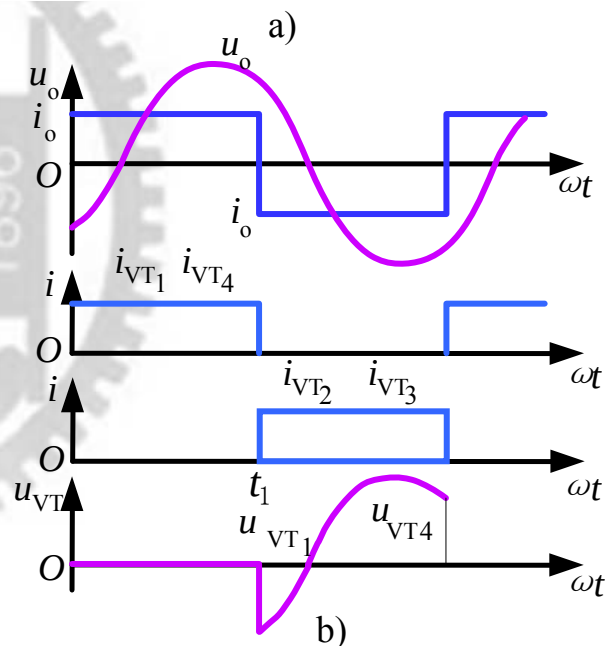
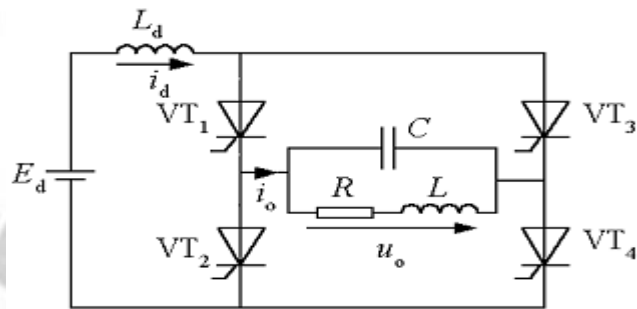


图4-2 负载换流电路及其工作波形

◆ 负载换流 (Load Commutation)

由负载提供换流电压的换流方式。

负载电流的相位超前于负载电压的场合，都可实现负载换流，如电容性负载和同步电动机。

图4-2a是基本的负载换流逆变电路，整个负载工作在接近并联谐振状态而略呈容性，直流侧串大电感，工作过程可认为 i_d 基本没有脉动。

✓ 负载对基波的阻抗大而对谐波的阻抗小，所以 u_o 接近正弦波。

✓ 注意触发 VT_2 、 VT_3 的时刻 t_1 必须在 u_o 过零前并留有足够的裕量，才能使换流顺利完成。



4.1.2 换流方式分类

◆ 强迫换流 (Forced Commutation)

👉 设置**附加的换流电路**，给欲关断的晶闸管强迫施加反压或反电流的换流方式称为强迫换流。

👉 通常利用附加电容上所储存的能量来实现，因此也称为**电容换流**。

👉 分类

✓ **直接耦合式强迫换流**：由换流电路内电容直接提供换流电压。

✓ **电感耦合式强迫换流**：通过换流电路内的电容和电感的耦合来提供换流电压或换流电流。

👉 直接耦合式强迫换流

✓ 如图4-3，当晶闸管VT处于通态时，预先给电容充电。当S合上，就可使VT被施加反压而关断。

✓ 也叫电压换流。

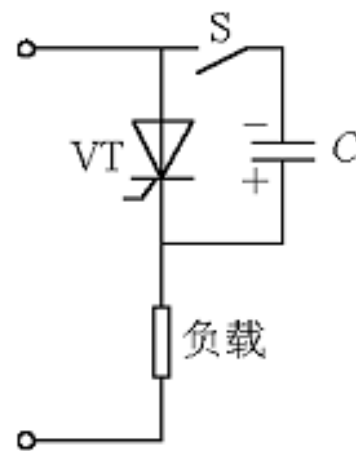


图4-3 直接耦合式强迫换流原理图



4.1.2 换流方式分类

电感耦合式强迫换流

✓ 图4-4a中晶闸管在LC振荡第一个半周期内关断，图4-4b中晶闸管在LC振荡第二个半周期内关断，注意两图中电容所充的电压极性不同。

✓ 在这两种情况下，晶闸管都是在正向电流减至零且二极管开始流过电流时关断，二极管上的管压降就是加在晶闸管上的反向电压。

✓ 也叫**电流换流**。

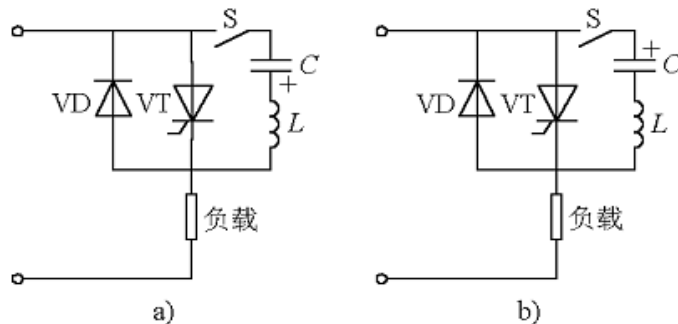


图4-4 电感耦合式强迫换流原理图

换流方式总结

- ◆ **器件换流**只适用于**全控型器件**，其余三种方式主要是针对**晶闸管**而言的。
- ◆ 器件换流和强迫换流属于**自换流**，电网换流和负载换流属于**外部换流**。
- ◆ 当电流不是从一个支路向另一个支路转移，而是在支路内部终止流通而变为零，则称为**熄灭**。



4.2 电压型逆变电路

4.2.1 单相电压型逆变电路

4.2.2 三相电压型逆变电路





4.2 电压型逆变电路·引言

■ 根据直流侧电源性质的不同，可以分为两类

◆ **电压型**逆变电路：直流侧是电压源。

◆ **电流型**逆变电路：直流侧是电流源。

■ 电压型逆变电路的特点

◆ 直流侧为**电压源**或并联**大电容**，直流侧电压基本无脉动。

◆ 由于直流电压源的**钳位作用**，输出电压为**矩形波**，输出电流因负载阻抗不同而不同。

◆ 阻感负载时需提供无功功率，为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变桥各臂并联**反馈二极管**。

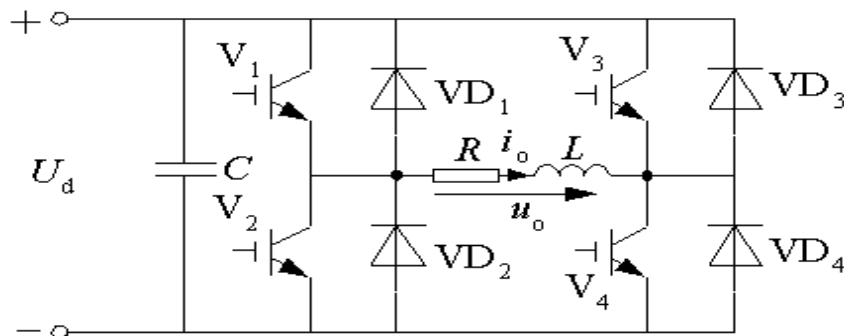


图4-5 电压型逆变电路举例（全桥逆变电路）



4.2.1 单相电压型逆变电路

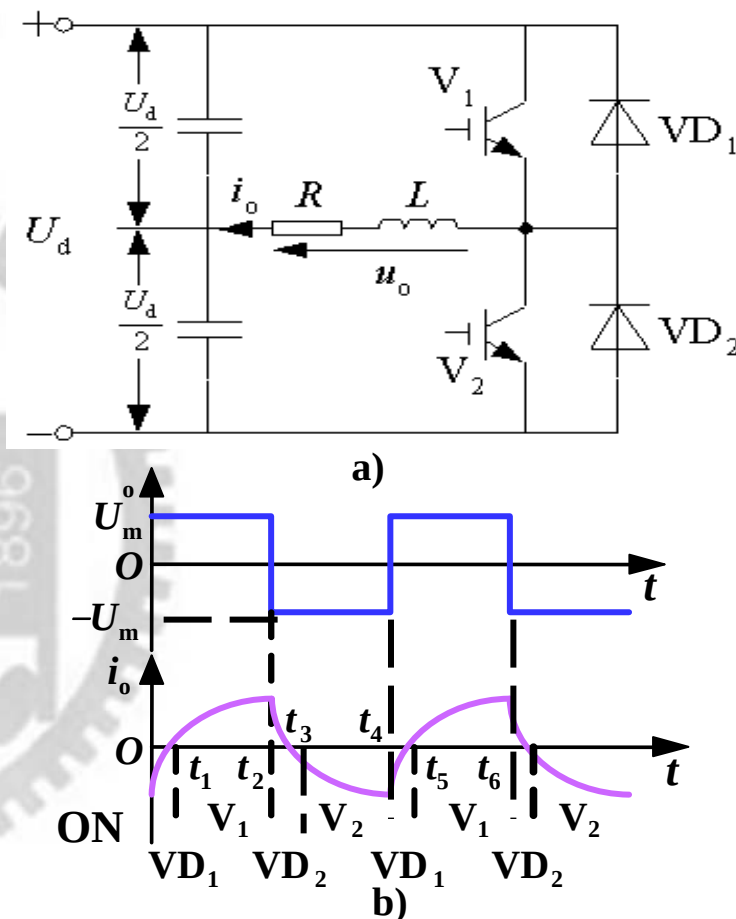


图4-6 单相半桥电压型逆变电路及其工作波形

■ 半桥逆变电路

◆ 在直流侧接有两个相互串联的足够大的电容，两个电容的**联结点**便成为直流电源的**中点**，负载联接在直流电源中点和两个桥臂联结点之间。

◆ 工作原理

☞ 设开关器件**V₁**和**V₂**的栅极信号在一个周期内各有半周正偏，半周反偏，且二者互补。

☞ 输出电压**u_o**为**矩形波**，其幅值为 $U_m = U_d/2$ 。

☞ 电路带**阻感负载**， t_2 时刻给**V₁**关断信号，给**V₂**开通信号，则**V₁**关断，但感性负载中的电流**i_o**不能立即改变方向，于是**VD₂**导通续流，当**t₃**时刻**i_o**降零时，**V_{D2}**截止，**V₂**开通，**i_o**开始反向，由此得出如图所示的电流波形。



4.2.1 单相电压型逆变电路

👉 V_1 或 V_2 通时, i_o 和 u_o 同方向, 直流侧向负载提供能量; VD_1 或 VD_2 通时, i_o 和 u_o 反向, 电感中贮能向直流侧反馈。 VD_1 、 VD_2 称为**反馈二极管**,它又起着使负载电流连续的作用, 又称**续流二极管**。

◆优点是简单, 使用器件少; 其缺点是输出交流电压的幅值 U_m 仅为 $U_d/2$, 且直流侧需要两个电容器串联, 工作时还要控制两个电容器电压的均衡; 因此, 半桥电路常用于**几kW以下**的小功率逆变电源。

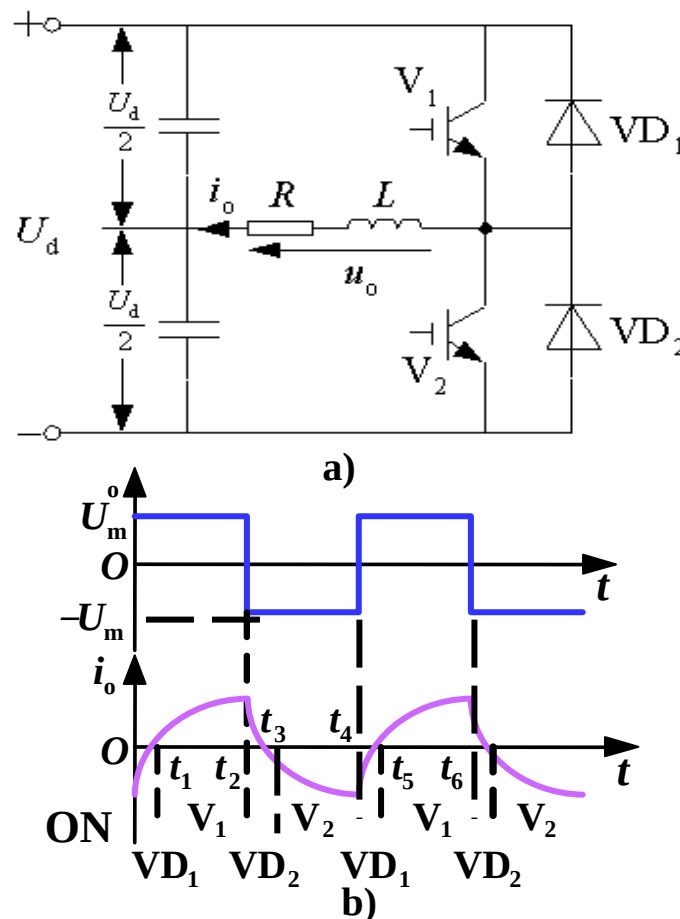


图4-6 单相半桥电压型逆变电路及其工作波形



4.2.1 单相电压型逆变电路

■ 全桥逆变电路

- ◆ 共四个桥臂，可看成两个半桥电路组合而成。
- ◆ 两对桥臂交替导通 180° 。
- ◆ 输出电压和电流波形与半桥电路形状相同，但幅值高出一倍。
- ◆ 在这种情况下，要改变输出交流电压的有效值只能通过改变直流电压 U_d 来实现。
- ◆ U_d 的矩形波 u_o 展开成傅里叶级数得

$$u_o = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (4-1)$$

其中基波的幅值 U_{o1m} 和基波有效值 U_{o1} 分别为

$$U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d \quad (4-2)$$

$$U_{o1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = 0.9U_d \quad (4-3)$$

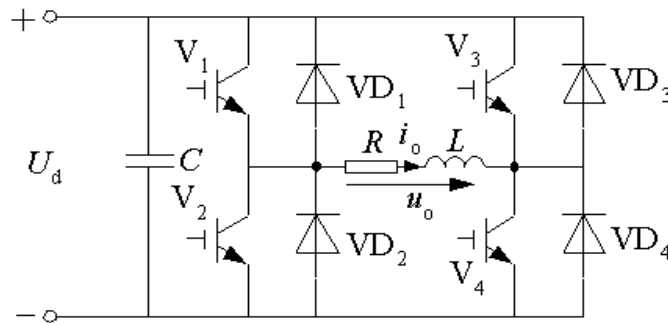


图4-5 全桥逆变电路



4.2.1 单相电压型逆变电路

◆ 移相调压方式

✎ V_3 的基极信号比 V_1 落后 θ ($0 < \theta < 180^\circ$)。 V_3 、 V_4 的栅极信号分别比 V_2 、 V_1 的前移 $180^\circ - \theta$ 。 输出电压是正负各为 θ 的脉冲。

✎ 工作过程

✓ t_1 时刻前 V_1 和 V_4 导通, $u_o = U_d$ 。

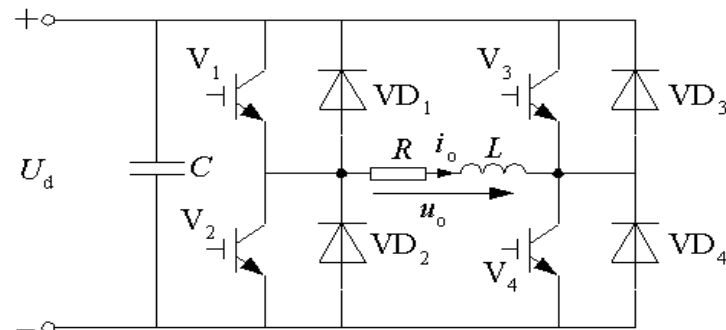
✓ t_1 时刻 V_4 截止, 而因负载电感中的电流 i_o 不能突变, V_3 不能立刻导通, VD_3 导通续流, $u_o = 0$ 。

✓ t_2 时刻 V_1 截止, 而 V_2 不能立刻导通, VD_2 导通续流, 和 VD_3 构成电流通路, $u_o = -U_d$ 。

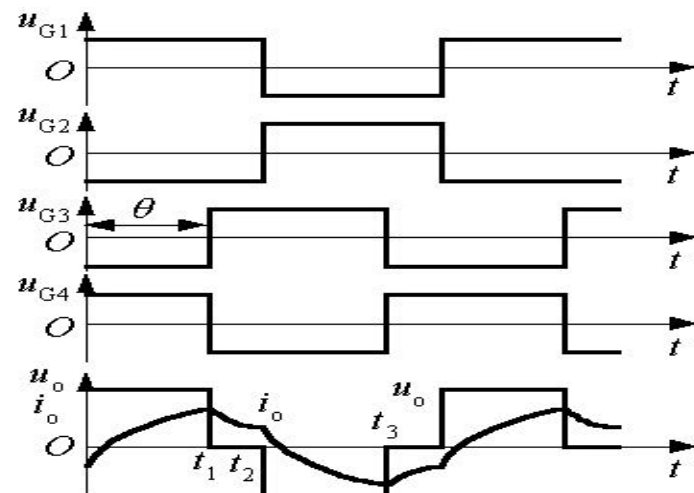
✓ 到负载电流过零并开始反向时, VD_2 和 VD_3 截止, V_2 和 V_3 开始导通, u_o 仍为 $-U_d$ 。

✓ t_3 时刻 V_3 截止, 而 V_4 不能立刻导通, VD_4 导通续流, u_o 再次为零。

✎ 改变 θ 就可调节输出电压。



a)



b)

图4-7 单相全桥逆变电路的移相调压方式



4.2.1 单相电压型逆变电路

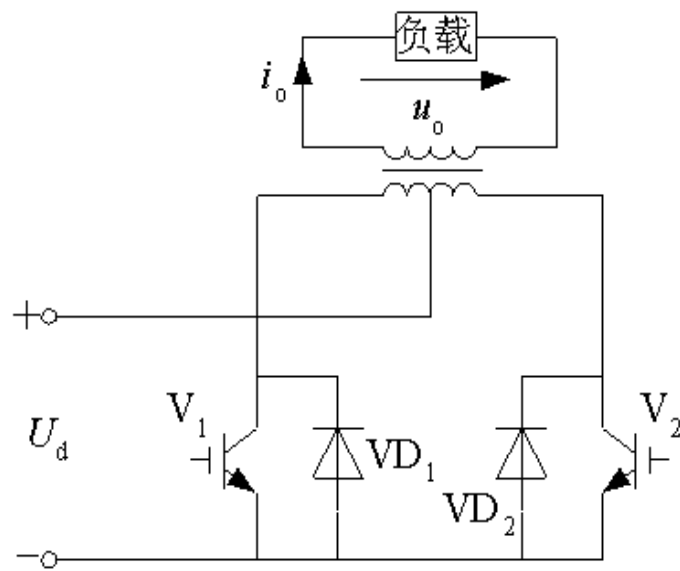


图4-8 带中心抽头变压器的逆变电路

■ 带中心抽头变压器的逆变电路

◆ 交替驱动两个IGBT，经变压器耦合给负载加上矩形波交流电压。

◆ 两个二极管的作用也是提供无功能量的反馈通道。

◆ U_d 和负载参数相同，变压器匝比为1: 1: 1时， u_o 和 i_o 波形及幅值与全桥逆变电路完全相同。

◆ 与全桥电路相比较

✎ 比全桥电路少用一半开关器件。

✎ 器件承受的电压为 $2U_d$ ，比全桥电路高一倍。

✎ 必须有一个变压器。



4.2.2 三相电压型逆变电路

- 三个单相逆变电路可组合成一个三相逆变电路。
- 三相桥式逆变电路
 - ◆ 基本工作方式是**180° 导电方式**。
 - ◆ 同一相（即同一半桥）上下两臂交替导电，各相开始导电的角度差**120°**，任一瞬间有**三个桥臂**同时导通。
 - ◆ 每次换流都是在同一相上下两臂之间进行，也称为**纵向换流**。

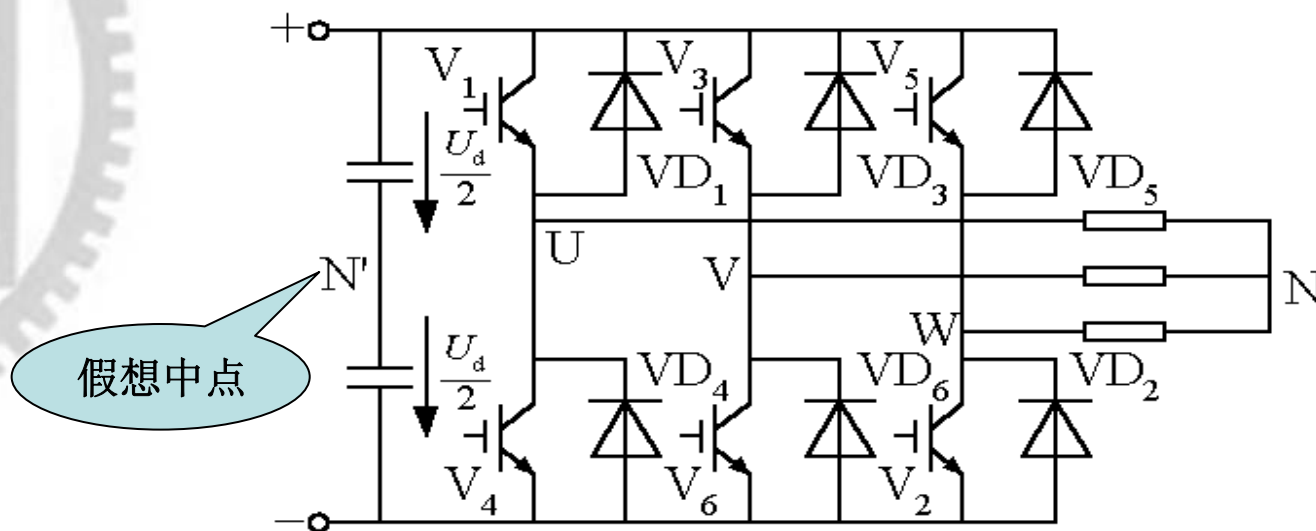


图4-9 三相电压型桥式逆变电路



4.2.2 三相电压型逆变电路

■ 工作波形

◆ 对于U相输出来说，当桥臂1导通时， $u_{UN'} = U_d/2$ ，当桥臂4导通时， $u_{UN'} = -U_d/2$ ， $u_{UN'}$ 的波形是幅值为 $U_d/2$ 的矩形波，V、W两相的情况和U相类似。

◆ 负载线电压 u_{UV} 、 u_{VW} 、 u_{WU} 可由下式求出

$$\left. \begin{aligned} u_{UV} &= u_{UN'} - u_{VN'} \\ u_{VW} &= u_{VN'} - u_{WN'} \\ u_{WU} &= u_{WN'} - u_{UN'} \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

◆ 负载各相的相电压分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{UN} &= u_{UN'} - u_{NN'} \\ u_{VN} &= u_{VN'} - u_{NN'} \\ u_{WN} &= u_{WN'} - u_{NN'} \end{aligned} \right\} \quad (4-5)$$

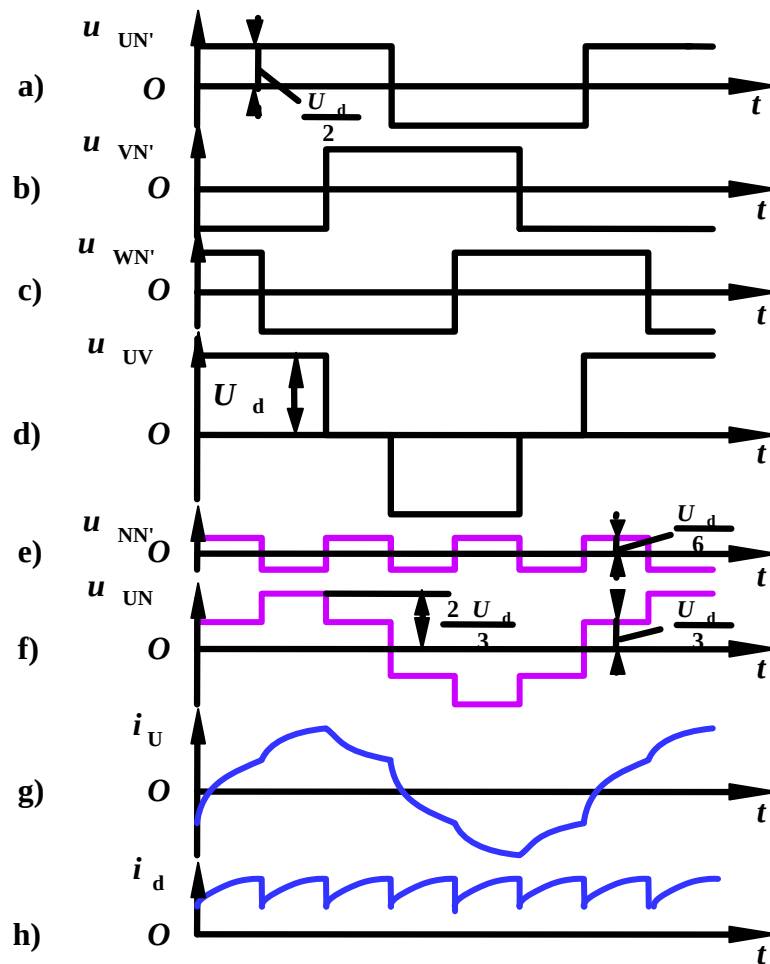


图4-10 电压型三相桥式逆变电路的工作波形



4.2.2 三相电压型逆变电路

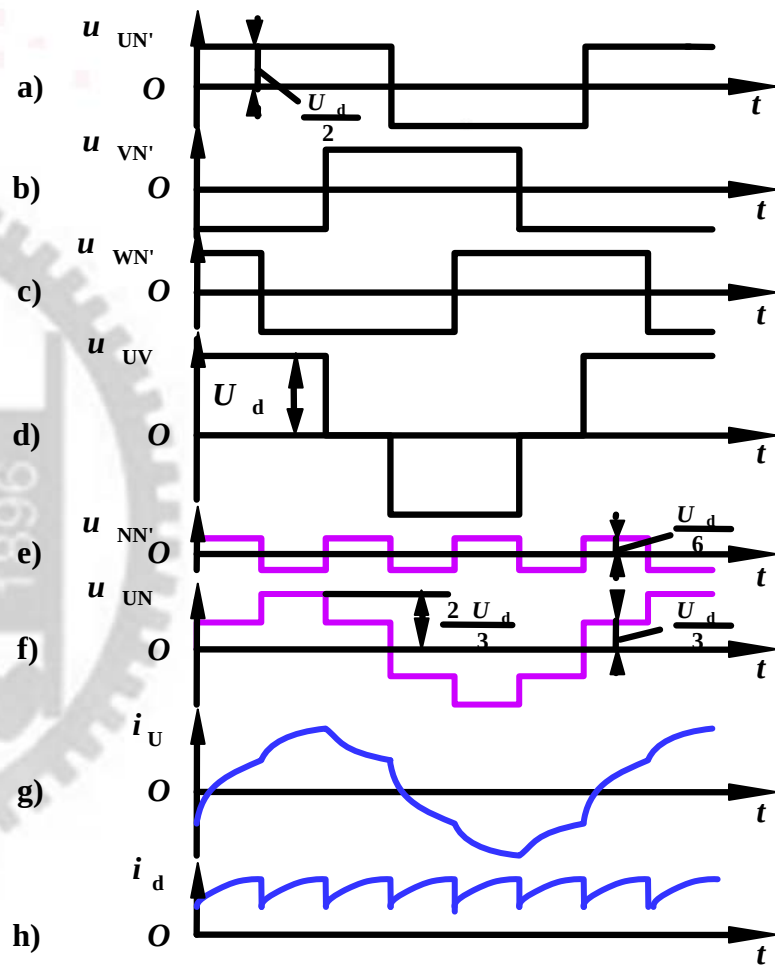


图4-10 电压型三相桥式逆变电路的工作波形

◆把上面各式相加并整理可求得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}) - \frac{1}{3}(u_{UN} + u_{VN} + u_{WN})$$

(4-6)

设负载为三相对称负载，则有

$u_{UN} + u_{VN} + u_{WN} = 0$ ，故可得

$$u_{NN'} = \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'})$$

(4-7)

◆负载参数已知时，可以由 u_{UN} 的波形求出U相电流 i_U 的波形，图4-10g给出的是阻感负载下 $\varphi < \pi/3$ 时 i_U 的波形。

◆把桥臂1、3、5的电流加起来，就可得到直流侧电流 i_d 的波形，如图4-10h所示，可以看出 i_d 每隔 60° 脉动一次。



4.2.2 三相电压型逆变电路

■ 基本的数量关系

◆ 把输出线电压 u_{UV} 展开成傅里叶级数得

$$\begin{aligned} u_{UV} &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right) \\ &= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left[\sin \omega t + \sum_n \frac{1}{n} (-1)^k \sin n\omega t \right] \end{aligned} \quad (4-8)$$

式中, $n=6k \pm 1$, k 为自然数。

◆ 输出线电压有效值 U_{UV} 为

$$U_{UV} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UV}^2 d\omega t} = 0.816 U_d \quad (4-9)$$

其中基波幅值 U_{UV1m} 和基波有效值 U_{UV1} 分别为

$$U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} = 1.1U_d \quad (4-10)$$

$$U_{UV1} = \frac{U_{UV1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_d = 0.78U_d \quad (4-11)$$



4.2.2 三相电压型逆变电路

◆把 u_{UN} 展开成傅里叶级数得

$$\begin{aligned} u_{UN} &= \frac{2U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t + \dots \right) \\ &= \frac{2U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \sum_n \frac{1}{n} \sin n\omega t \right) \end{aligned} \quad (4-12)$$

式中, $n = 6k \pm 1$, k 为自然数。

◆负载相电压有效值 U_{UN} 为

$$U_{UN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UN}^2 d\omega t} = 0.471 U_d \quad (4-13)$$

其中基波幅值 U_{UN1m} 和基波有效值 U_{UN1} 分别为

$$U_{UN1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.637 U_d \quad (4-14)$$

$$U_{UN1} = \frac{U_{UN1m}}{\sqrt{2}} = 0.45 U_d \quad (4-15)$$

■ 为了防止同一相上下两桥臂的开关器件同时导通而引起直流侧电源的短路, 要采取“先断后通”的方法。



4.2.2 三相电压型逆变电路

■ 例：三相桥式电压型逆变电路， 180° 导电方式， $U_d=200V$ 。试求输出相电压的基波幅值 U_{UN1m} 和有效值 U_{UN1} 、输出线电压的基波幅值 U_{UV1m} 和有效值 U_{UV1} 、输出线电压中7次谐波的有效值 U_{UV7} 。

解：

$$U_{UN1} = \frac{U_{UN1m}}{\sqrt{2}} = 0.45U_d = \mathbf{0.45 \times 200 = 90 \text{ (V)}}$$

$$U_{UN1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.637U_d = \mathbf{0.637 \times 200 = 127.4 \text{ (V)}}$$

$$U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} = 1.1U_d = \mathbf{1.1 \times 200 = 220 \text{ (V)}}$$

$$U_{UV1} = \frac{U_{UV1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi}U_d = 0.78U_d = \mathbf{0.78 \times 200 = 156 \text{ (V)}}$$

$$U_{UV7} = 2\sqrt{3}U_d / (3.14 \times 7 \times \sqrt{2}) = \mathbf{22.3 \text{ (V)}}$$



4.3 电流型逆变电路

4.3.1 单相电流型逆变电路

4.3.2 三相电流型逆变电路





4.3 电流型逆变电路 · 引言

- 直流电源为**电流源**的逆变电路称为电流型逆变电路。
- 电流型逆变电路主要特点
 - ◆ 直流侧串**大电感**，电流基本无脉动，相当于电流源。
 - ◆ 交流输出电流为**矩形波**，与负载阻抗角无关，输出电压波形和相位因负载不同而不同。
 - ◆ 直流侧电感起缓冲无功能量的作用，不必给开关器件反并联二极管。
- 电流型逆变电路中，采用**半控型器件**的电路仍应用较多，换流方式有**负载换流**、**强迫换流**。

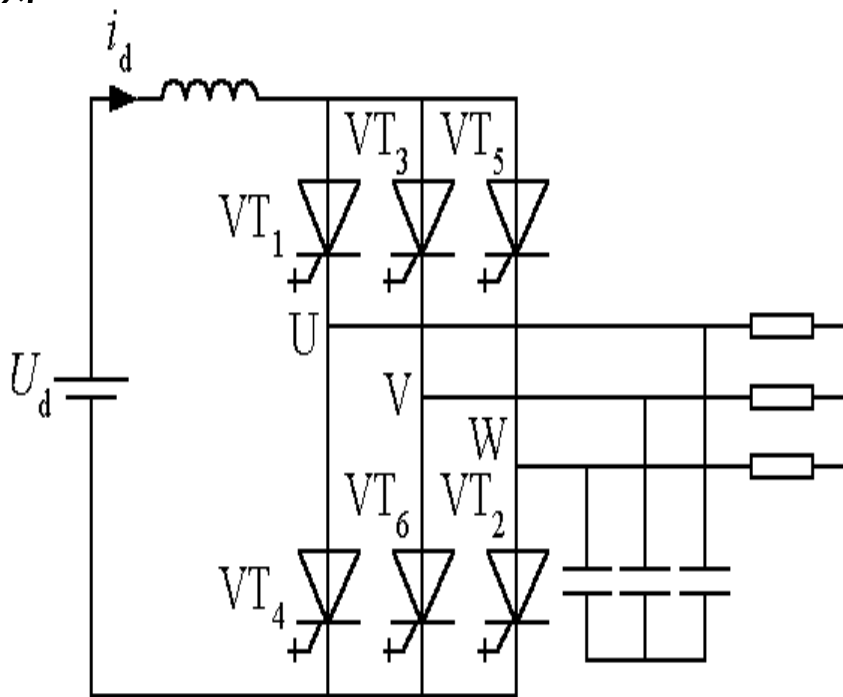


图4-11 电流型三相桥式逆变电路



4.3.1 单相电流型逆变电路

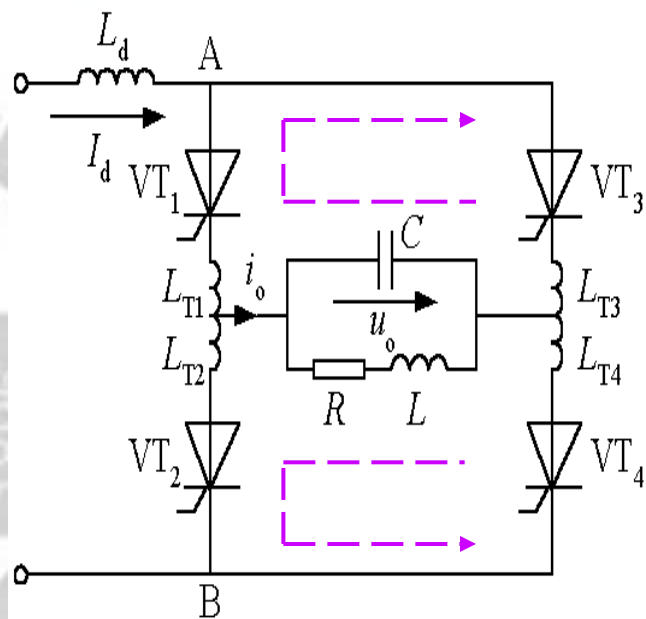


图4-12 单相桥式电流型
(并联谐振式) 逆变电路

■ 电路分析

◆ 由四个桥臂构成，每个桥臂的晶闸管各串联一个**电抗器**，用来限制晶闸管开通时的 **di/dt** 。

◆ 采用**负载换相**方式工作的，要求负载电流略超前于负载电压，即负载略呈**容性**。

◆ 电容 **C** 和 **L** 、 **R** 构成**并联谐振电路**。

◆ 输出电流波形接近**矩形波**，含基波和各奇次谐波，且谐波幅值远小于基波。



4.3.1 单相电流型逆变电路

■ 工作波形分析

◆ 在交流电流的一个周期内，
有两个稳定导通阶段和两个换流阶段。

◆ $t_1 \sim t_2$: VT_1 和 VT_4 稳定导通阶段， $i_o = I_d$ ， t_2 时刻前在C上建立了左正右负的电电压。

◆ 在 t_2 时刻触发 VT_2 和 VT_3 开通，开始进入换流阶段。

✎ 由于换流电抗器 L_T 的作用， VT_1 和 VT_4 不能立刻关断，其电流有一个减小过程， VT_2 和 VT_3 的电流也有一个增大过程。

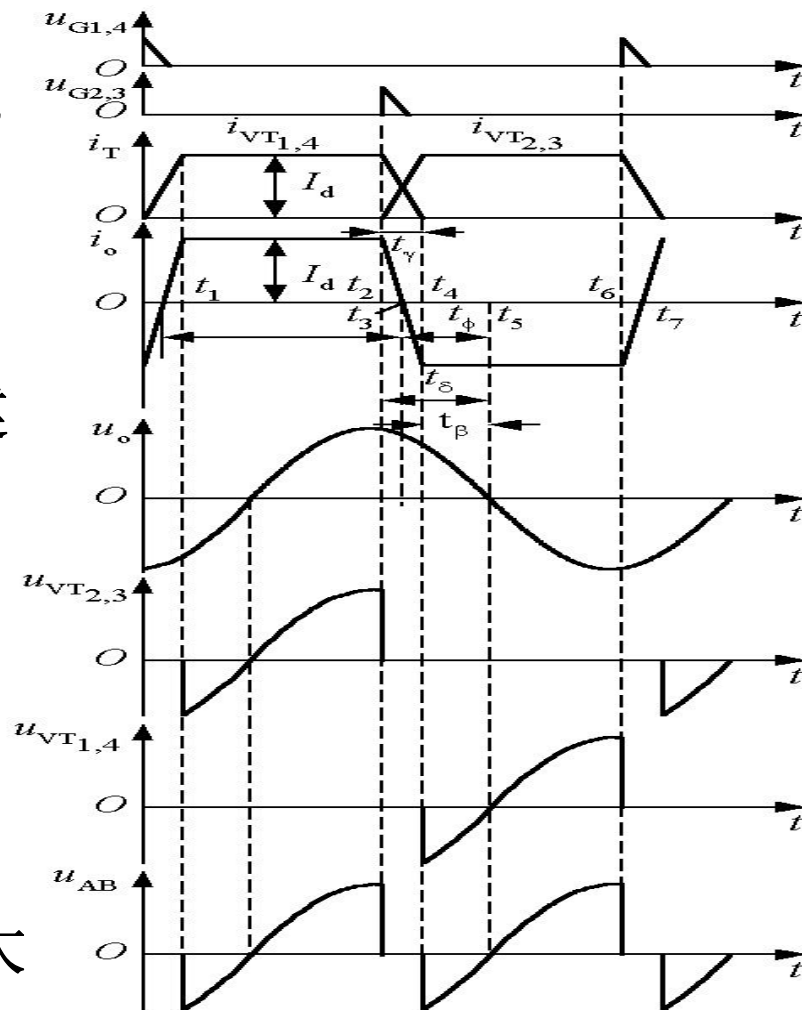


图4-13 并联谐振式逆变电路工作波形



4.3.1 单相电流型逆变电路

👉 4个晶闸管全部导通，负载电容电压经两个并联的放电回路同时放电。

✓ 一个回路是经 L_{T1} 、 VT_1 、 VT_3 、 L_{T3} 回到电容 C 。

✓ 另一个回路是经 L_{T2} 、 VT_2 、 VT_4 、 L_{T4} 回到电容 C 。

◆ 当 $t=t_4$ 时， VT_1 、 VT_4 电流减至零而关断，直流侧电流 I_d 全部从 VT_1 、 VT_4 转移到 VT_2 、 VT_3 ，换流阶段结束。

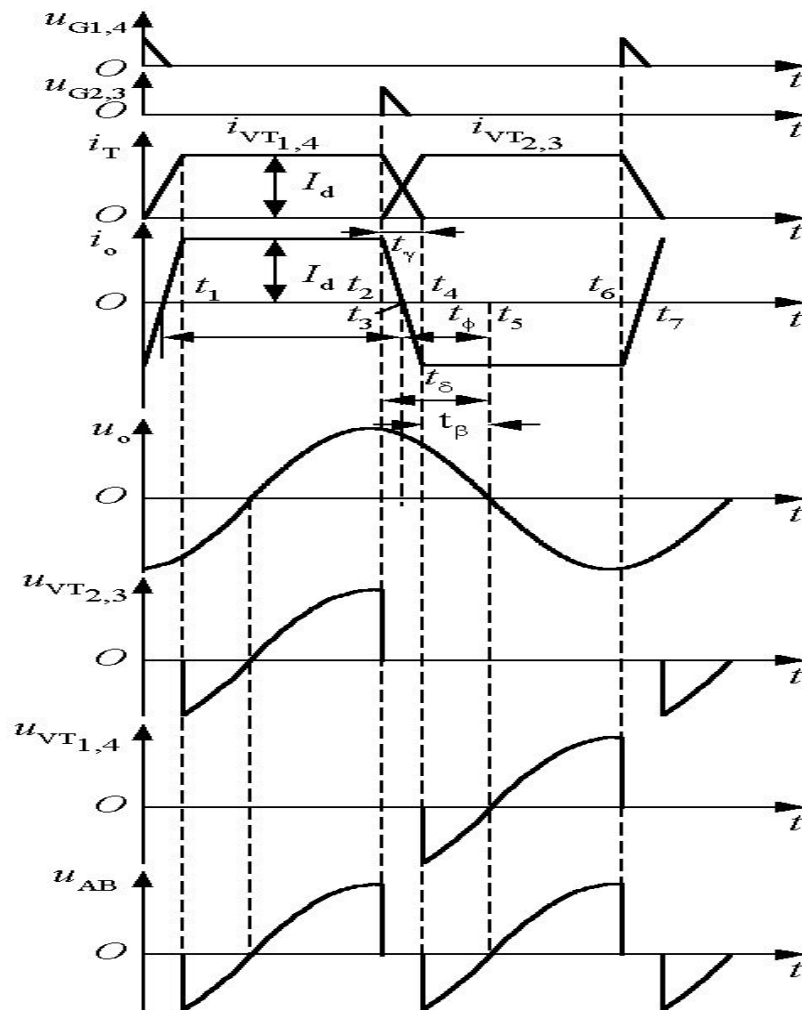


图4-13 并联谐振式逆变电路工作波形



4.3.1 单相电流型逆变电路

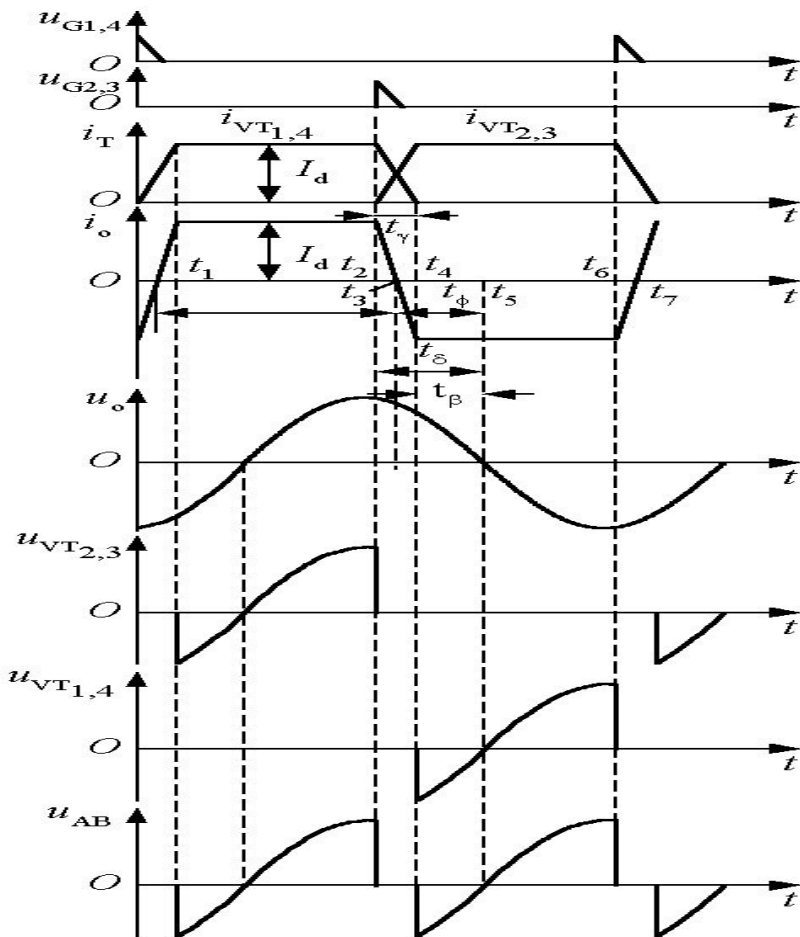


图4-13 并联谐振式逆变电路工作波形

◆ 晶闸管需一段时间才能恢复正向阻断能力， t_4 时刻换流结束后还要使 VT_1 、 VT_4 承受一段反压时间 t_β ， $t_\beta = t_5 - t_4$ 应大于晶闸管的关断时间 t_q 。

◆ 为保证可靠换流应在 u_o 过零前 $t_\delta = t_5 - t_2$ 时刻触发 VT_2 、 VT_3 ， t_δ 为触发引前时间

$$t_\delta = t_\gamma + t_\beta \quad (4-16)$$

i_o 超前于 u_o 的时间 φ （负载的功率因数角）

$$t_\varphi = \frac{t_\gamma}{2} + t_\beta \quad (4-17)$$

把 t_φ 表示为电角度 φ （弧度）可得

$$\varphi = \omega \left(\frac{t_\gamma}{2} + t_\beta \right) = \frac{\gamma}{2} + \beta \quad (4-18)$$



4.3.1 单相电流型逆变电路

■基本的数量关系

◆ i_o 展开成傅里叶级数可得

$$i_o = \frac{4I_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right) \quad (4-19)$$

其基波电流有效值 I_{o1} 为

$$I_{o1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9I_d \quad (4-20)$$

◆负载电压有效值 U_o 和直流电压 U_d 的关系

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-(\gamma+\beta)} u_{AB} d\omega t \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-(\gamma+\beta)} \sqrt{2}U_o \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{2}U_o}{\pi} [\cos(\beta + \gamma) + \cos \beta] \\ &= \frac{2\sqrt{2}U_o}{\pi} \cos\left(\beta + \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2} \end{aligned}$$



4.3.1 单相电流型逆变电路

一般情况下 γ 值较小，可近似认为 $\cos(\gamma/2) \approx 1$ ，再考虑到式(4-18)可得

或

$$U_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_o \cos \varphi$$

$$U_o = \frac{\pi U_d}{2\sqrt{2} \cos \varphi} = 1.11 \frac{U_d}{\cos \varphi} \quad (4-21)$$

■ 实际工作过程中，感应线圈参数随时间变化，必须使工作频率适应负载的变化而自动调整，这种控制方式称为**自励方式**。

◆ 固定工作频率的控制方式称为**他励方式**。

◆ 自励方式存在**起动问题**，解决方法：

👉 先用他励方式，系统开始工作后再转入自励方式。

👉 附加预充电起动电路。



4.3.2 三相电流型逆变电路

■ 电路分析

◆基本工作方式是**120° 导电方式**，每个臂一周期内导电**120°**，每个时刻上下桥臂组各有一个臂导通。

◆换流方式为**横向换流**。

■ 波形分析

◆输出电流波形和负载性质无关，正负脉冲各**120°**的**矩形波**。

◆输出电流和三相桥整流带大电感负载时的交流电流波形相同，谐波分析表达式也相同。

◆输出线电压波形和负载性质有关，**大体为正弦波**，但叠加了一些脉冲。

◆输出交流电流的基波有效值 I_{U1} 和直流电流 I_d 的关系为

$$I_{U1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78 I_d \quad (4-22)$$

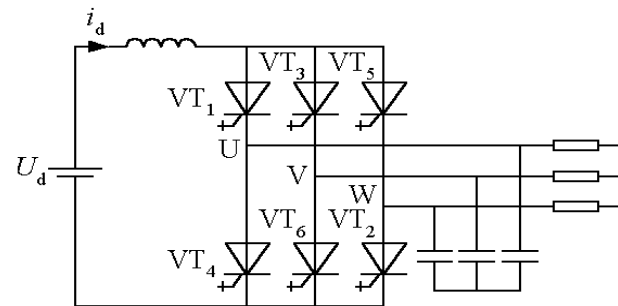


图5-11 电流型三相桥式逆变电路

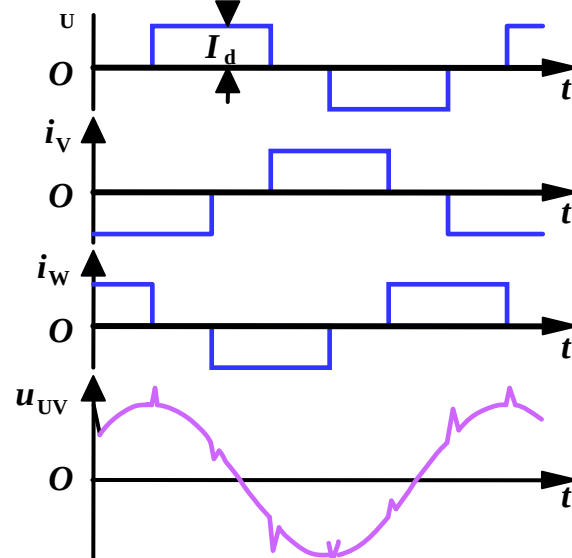


图5-14 电流型三相桥式逆变电路的输出波形



4.3.2 三相电流型逆变电路

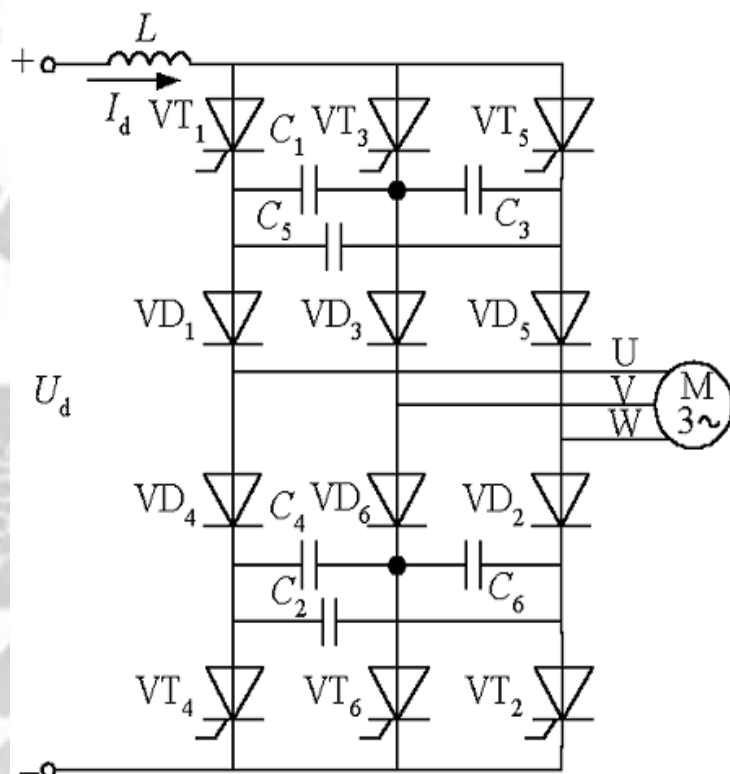


图4-15 串联二极管
式晶闸管逆变电路

■ 串联二极管式晶闸管逆变电路

◆ 主要用于中大功率交流电动机调速系统。

◆ 电路分析

✎ 是**电流型**三相桥式逆变电路，各桥臂的晶闸管和二极管串联使用。

✎ **120° 导电工作方式**，输出波形和图4-14的波形大体相同。

✎ 采用**强迫换流**方式，电容 $C_1 \sim C_6$ 为换流电容。

◆ 换流过程分析

✎ 电容器所充电压的规律：对于共阳极晶闸管，它与导通晶闸管相连一端极性为正，另一端为负，不与导通晶闸管相连的电容器电压为零，共阴极的情况与此类似，只是电压极性相反。



4.3.2 三相电流型逆变电路

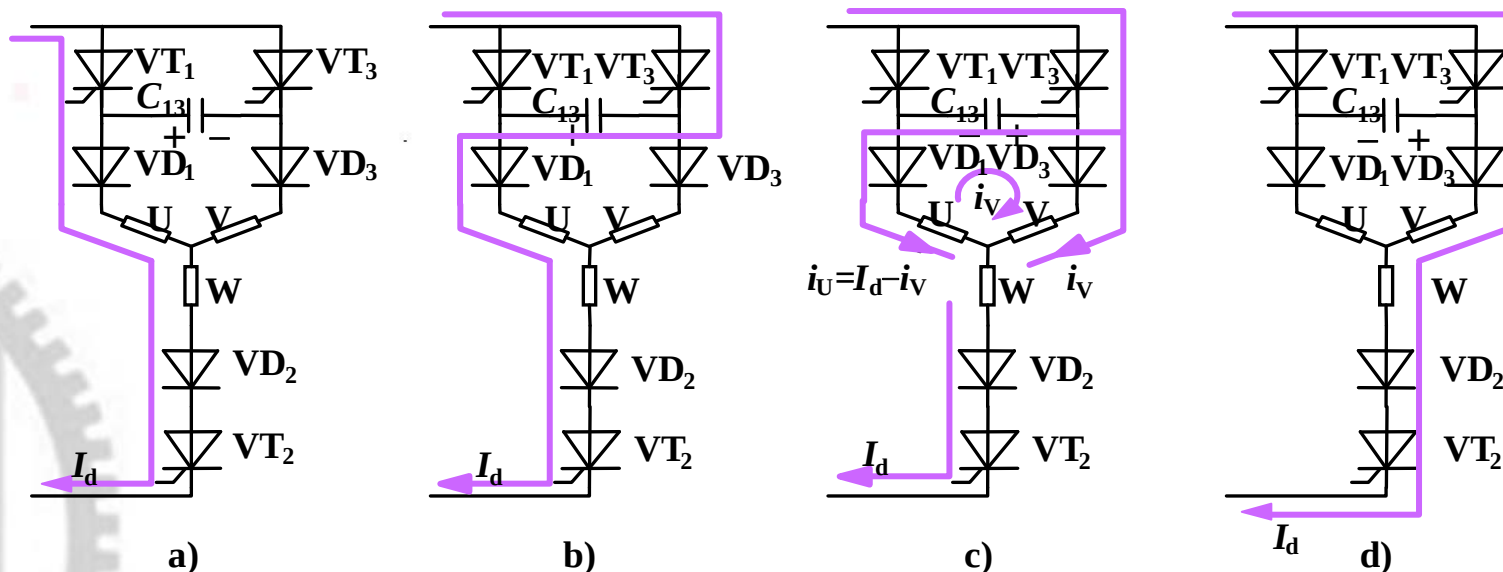


图4-16 换流过程各阶段的电流路径

👉 **等效换流电容**概念：图4-16中的换流电容 C_{13} 就是图4-14中的 C_3 与 C_5 串联后再与 C_1 并联的等效电容。

👉 分析从 VT_1 向 VT_3 换流的过程

✓ 假设换流前 VT_1 和 VT_2 通， C_{13} 电压 U_{C0} 左正右负。

✓ 换流阶段分为**恒流放电**和**二极管换流**两个阶段。

✓ t_1 时刻触发 VT_3 导通， VT_1 被施以反压而**关断**， I_d 从 VT_1 换到 VT_3 ， C_{13} 通过 VD_1 、U相负载、W相负载、 VD_2 、 VT_2 、直流电源和 VT_3 放电，放电电流恒为 I_d ，故称**恒流放电阶段**，如图4-16b。



4.3.2 三相电流型逆变电路

- ✓ u_{C13} 下降到零之前, VT_1 承受反压, 反压时间大于 t_q 就能保证可靠关断。
- ✓ t_2 时刻 u_{C13} 降到零, 之后 C_{13} 反向充电, 忽略负载电阻压降, 则二极管 VD_3 导通, 电流为 i_V , VD_1 电流为 $i_U = I_d - i_V$, VD_1 和 VD_3 同时导通, 进入 **二极管换流阶段**。
- ✓ 随着 C_{13} 电压增高, 充电电流渐小, i_V 渐大, t_3 时刻 i_U 减到零, $i_V = I_d$, VD_1 承受反压而关断, 二极管换流阶段结束。
- ✓ t_3 以后, 进入 VT_2 、 VT_3 **稳定导通阶段**。

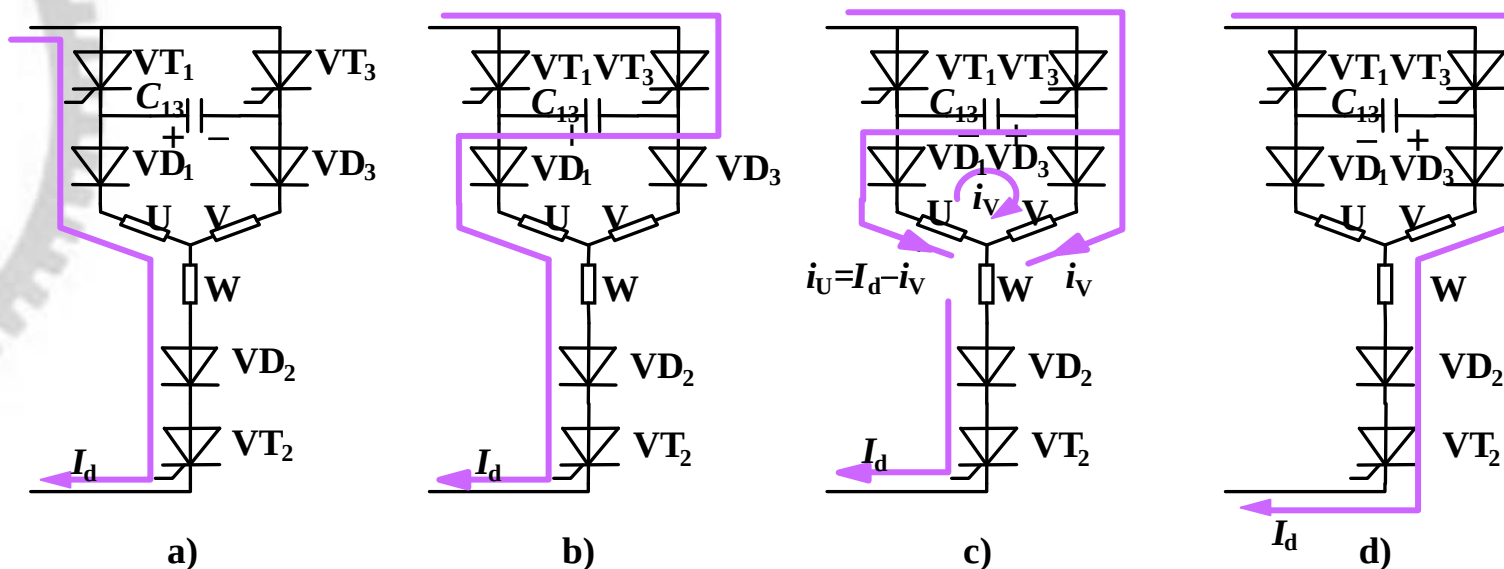


图4-16 换流过程各阶段的电流路径



4.3.2 三相电流型逆变电路

✓ 从 VT_1 向 VT_3 换流的过程中，如果负载为交流电动机，则在 t_2 时刻 u_{C13} 降至零时，如电机反电动势 $e_{vu} > 0$ ，则 VD_3 仍承受反向电压而不能导通。直到 u_{C13} 升高到与 e_{vu} 相等后， VD_3 才承受正向电压而导通，进入 VD_3 和 VD_1 同时导通的二极管换流阶段。

◆ 波形分析

✎ 图4-17给出了电感负载时 u_{C13} 、 i_U 和 i_V 的波形图。

✎ u_{C1} 的波形和 u_{C13} 完全相同。

✎ u_{C3} 从零变到 $-U_{C0}$ ， u_{C5} 从 U_{C0} 变到零，变化幅度是 C_1 的一半。

✎ 这些电压恰好符合相隔 120° 后从 VT_3 到 VT_5 换流时的要求，为下次换流准备好了条件。

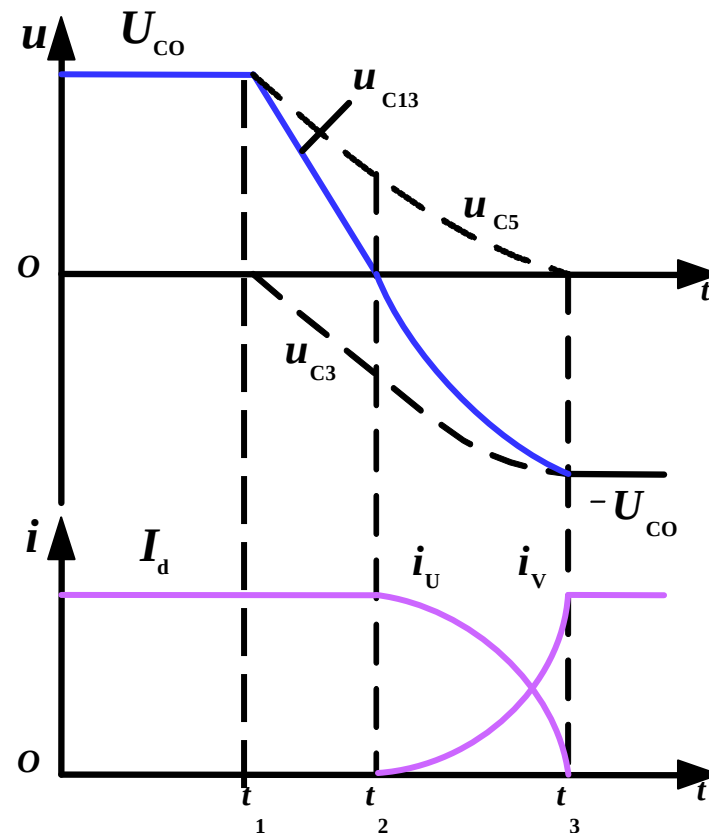


图4-17 串联二极管晶闸管
逆变电路换流过程波形



4.3.2 三相电流型逆变电路

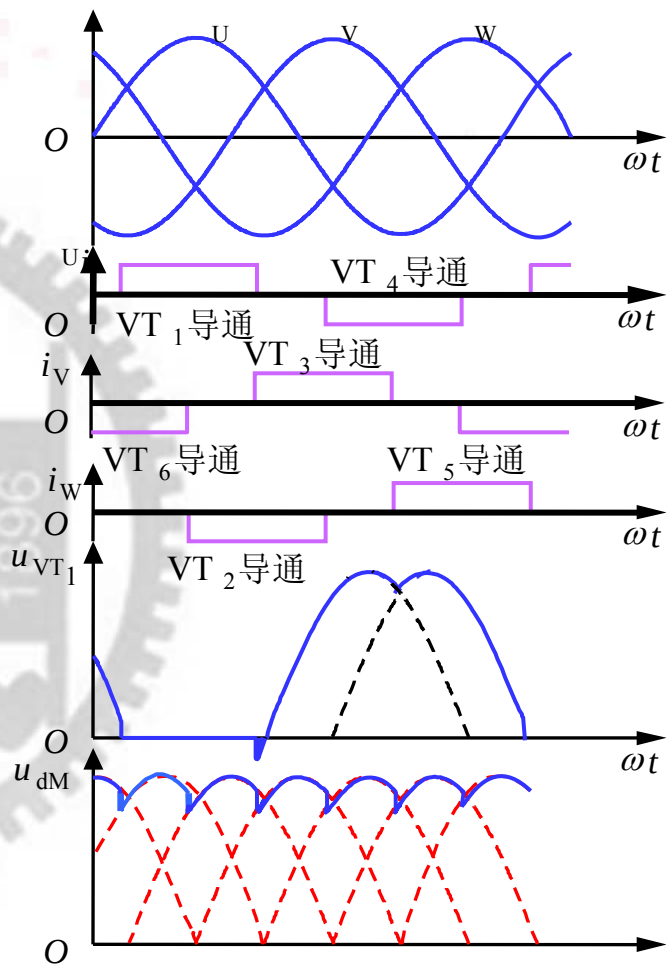


图4-19 无换相器电动机电路工作波形

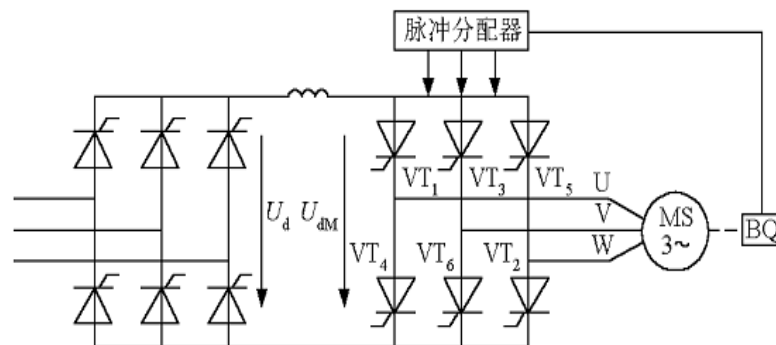


图4-18 无换相器电动机的基本电路

- 负载为同步电动机
 - ◆ 其工作特性和调速方式都和直流电动机相似，但没有换向器，因此被称为**无换向器电动机**。
 - ◆ 采用**120° 导电方式**，利用电动机**反电势**实现换流。
 - ◆ **BQ**是转子位置检测器，用来检测磁极位置以决定什么时候给哪个晶闸管发出触发脉冲。



4.4 多重逆变电路和多电平逆变电路

4.4.1 多重逆变电路

4.4.2 多电平逆变电路





4.4 多重逆变电路和多电平逆变电路·引言

- **电压型**逆变电路的输出电压是矩形波，**电流型**逆变电路的输出电流是矩形波，**矩形波**中含有较多的**谐波**，对负载会产生不利影响。
- 常常采用多重逆变电路把几个矩形波组合起来，使之成为**接近正弦波**的波形。
- 也可以改变电路结构，构成多电平逆变电路，它能够输出较多的电平，从而使输出电压向正弦波靠近。



4.4.1 多重逆变电路

■ 二重单相电压型逆变电路

◆ 两个单相全桥逆变电路组成，输出通过变压器 T_1 和 T_2 串联起来。

◆ 输出波形

👉 两个单相的输出 u_1 和 u_2 是 180° 矩形波。

👉 u_1 和 u_2 相位错开 $\varphi=60^\circ$ ，其中的3次谐波就错开了 $3 \times 60^\circ = 180^\circ$ ，变压器串联合成后，**3次谐波互相抵消**，总输出电压中不含3次谐波。

👉 u_o 波形是 120° 矩形波，含 **$6k \pm 1$ 次谐波**， $3k$ 次谐波都被抵消。

■ 由此得出的一些结论

◆ 把若干个逆变电路的输出按一定的相位差组合起来，使它们所含的某些主要谐波分量相互抵消，就可以得到较为接近正弦波的波形。

◆ 多重逆变电路有**串联多重**和**并联多重**两种方式，电压型逆变电路多用串联多重方式，电流型逆变电路多用并联多重方式。

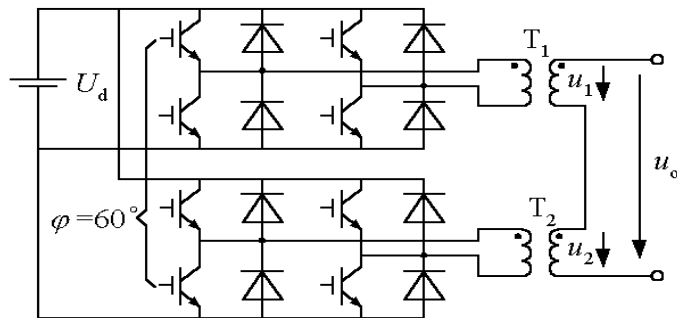


图4-20 二重单相逆变电路

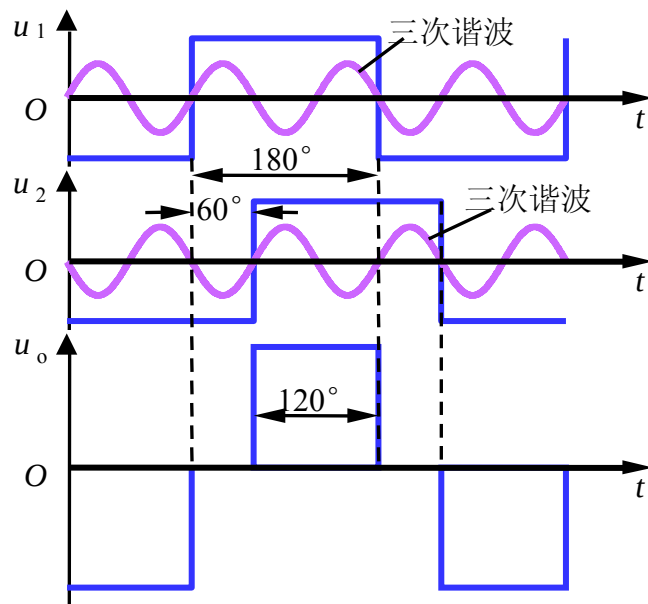


图4-21 二重逆变电路的工作波形



4.4.1 多重逆变电路

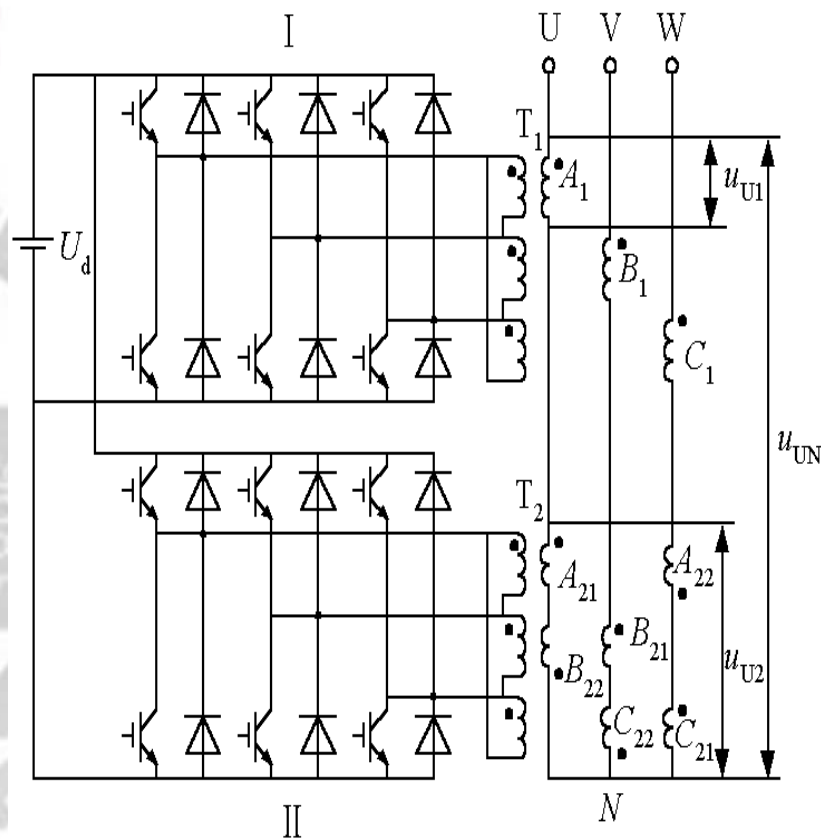


图4-22 三相电压型二重逆变电路

■ 三相电压型二重逆变电路

◆ 电路分析

由两个三相桥式逆变电路构成，输出通过**变压器串联**合成。

两个逆变电路均为**180° 导通方式**。

工作时，逆变桥II的相位比逆变桥I滞后**30°**。

T_1 为 Δ / Y 联结，线电压变比为 $1:\sqrt{3}$ ， T_2 一次侧 Δ 联结，二次侧两绕组**曲折星形接法**，其二次电压相对于一次电压而言，比 T_1 的接法超前 30° ，以抵消逆变桥II比逆变桥I滞后的 30° ，这样 u_{U2} 和 u_{U1} 的**基波相位就相同**。

如果 T_2 和 T_1 一次侧匝数相同，为了使 u_{U2} 和 u_{U1} **基波幅值相同**， T_2 和 T_1 二次侧间的匝比就应为 $1/\sqrt{3}$ 。



4.4.1 多重逆变电路

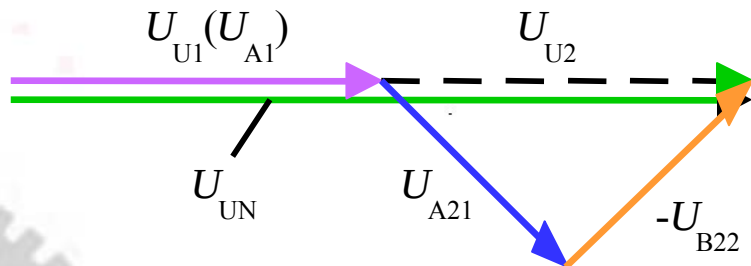


图4-23 二次侧基波电压合成相量图

◆ 工作波形

👉 T_1 、 T_2 二次侧基波电压合成情况的相量图如图4-23所示，图中 U_{A1} 、 U_{A21} 、 U_{B22} 分别是变压器绕组 A_1 、 A_{21} 、 B_{22} 上的基波电压相量。

👉 由图4-24可以看出， u_{UN} 比 u_{U1} 接近正弦波。

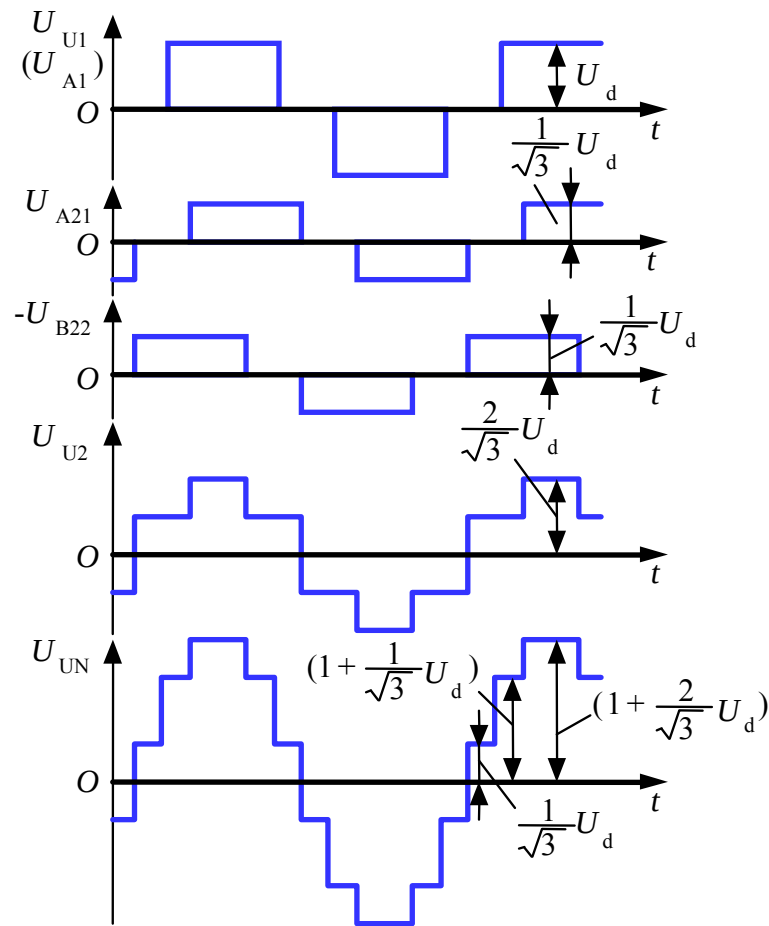


图4-24 三相电压型二重逆变电路波形图



4.4.1 多重逆变电路

◆ 基本的数量关系

👉 把 u_{U1} 展开成傅里叶级数得

$$u_{U1} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{1}{n} \sum_n (-1)^k \sin n\omega t \right] \quad (4-23)$$

式中, $n=6k \pm 1$, k 为自然数。

👉 u_{U1} 的基波分量有效值为

$$U_{U11} = \frac{\sqrt{6}U_d}{\pi} = 0.78U_d \quad (4-24)$$

n 次谐波有效值为

$$U_{U1n} = \frac{\sqrt{6}U_d}{n\pi} \quad (4-25)$$



4.4.1 多重逆变电路

☞ 输出相电压 u_{UN} 的基波电压有效值为

$$U_{UN1} = \frac{2\sqrt{6}U_d}{\pi} = 1.56U_d \quad (4-26)$$

其 n 次谐波有效值为

$$U_{UNn} = \frac{2\sqrt{6}U_d}{n\pi} = \frac{1}{n}U_{UN1} \quad (4-27)$$

式中, $n=12k \pm 1$, k 为自然数, 在 u_{UN} 中已不含5次、7次等谐波。

◆ 该三相电压型二重逆变电路的直流侧电流每周期脉动12次, 称为**12脉波逆变电路**, 一般来说, 使 m 个三相桥式逆变电路的相位依次错开 $\pi/(3m)$ 运行, 连同使它们输出电压合成并抵消上述相位差的变压器, 就可以构成**脉波数为 $6m$ 的逆变电路**。



4.4.2 多电平逆变电路

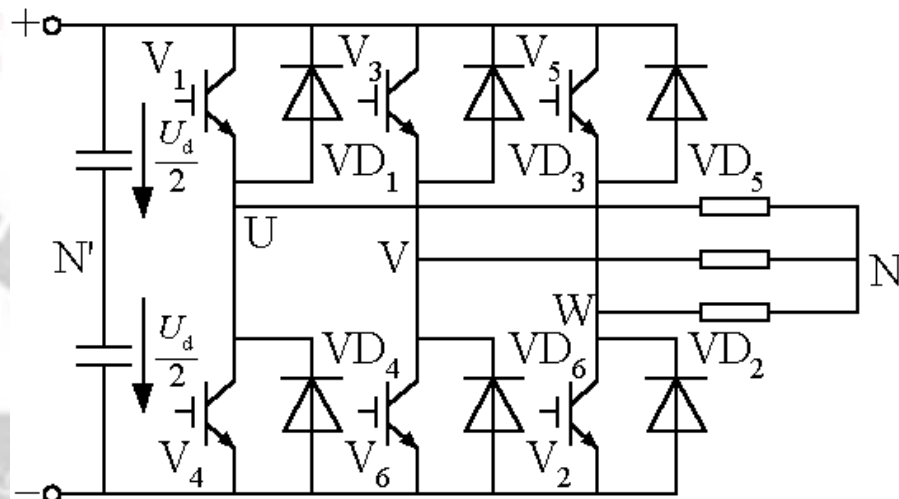


图4-9 三相电压型桥式逆变电路

回顾图4-9三相电压型桥式逆变电路和图4-10的波形，以 N' 为参考点，输出相电压有 $U_d/2$ 和 $-U_d/2$ 两种电平，称为两电平逆变电路。

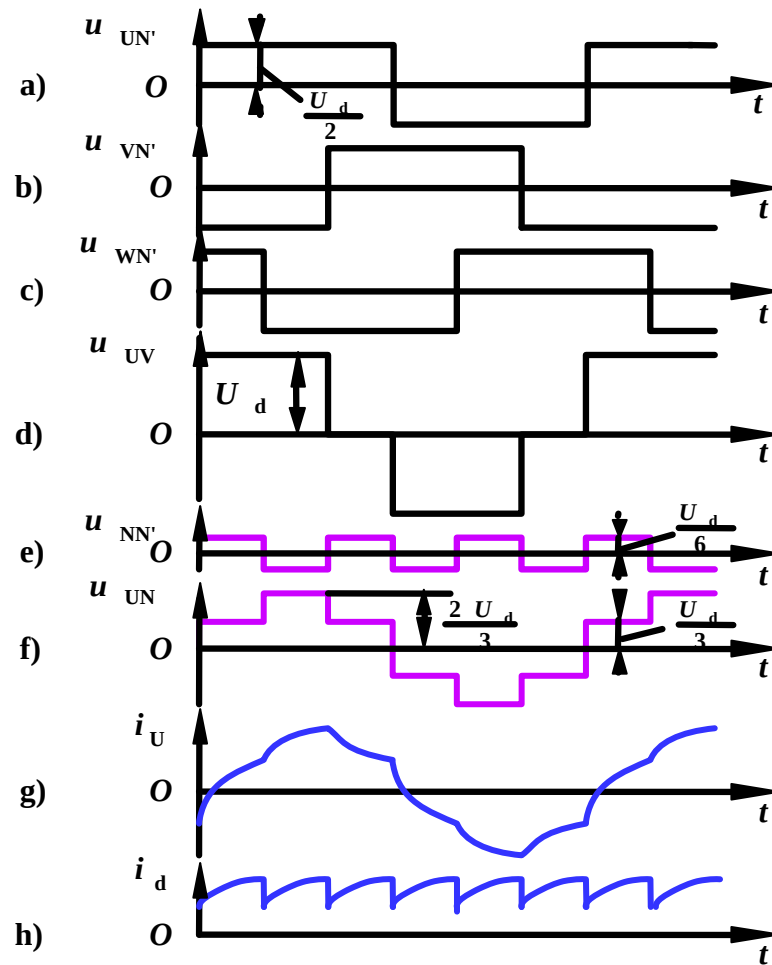


图4-10 电压型三相桥式逆变电路的工作波形



4.4.2 多电平逆变电路

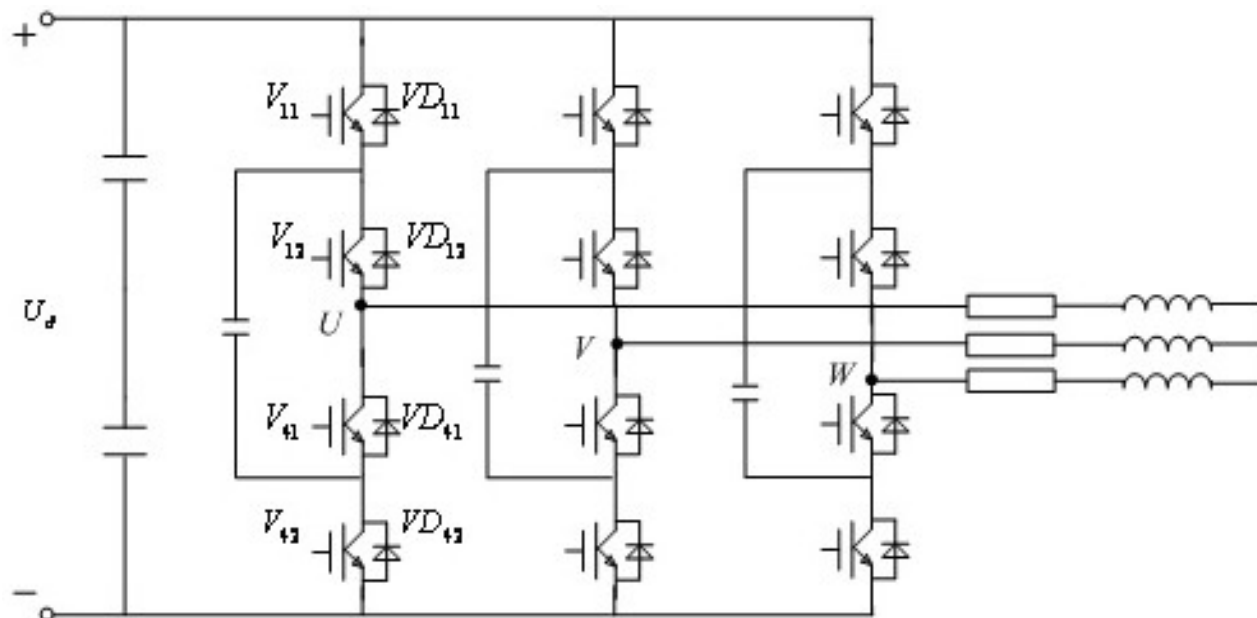


图4-25 飞跨电容型三电平逆变电路

■ 多电平逆变电路

- ◆ 逆变器能承受更高的电压，而且相电压的波形更接近正弦波。
- ◆ 常用的多电平逆变电路有中点钳位型逆变电路，飞跨电容型逆变电路，以及单元串联多电平逆变电路。
- ◆ 飞跨电容型逆变电路由于要使用较多的电容，而且要控制电容上的电压，因此使用较少。



4.4.2 多电平逆变电路

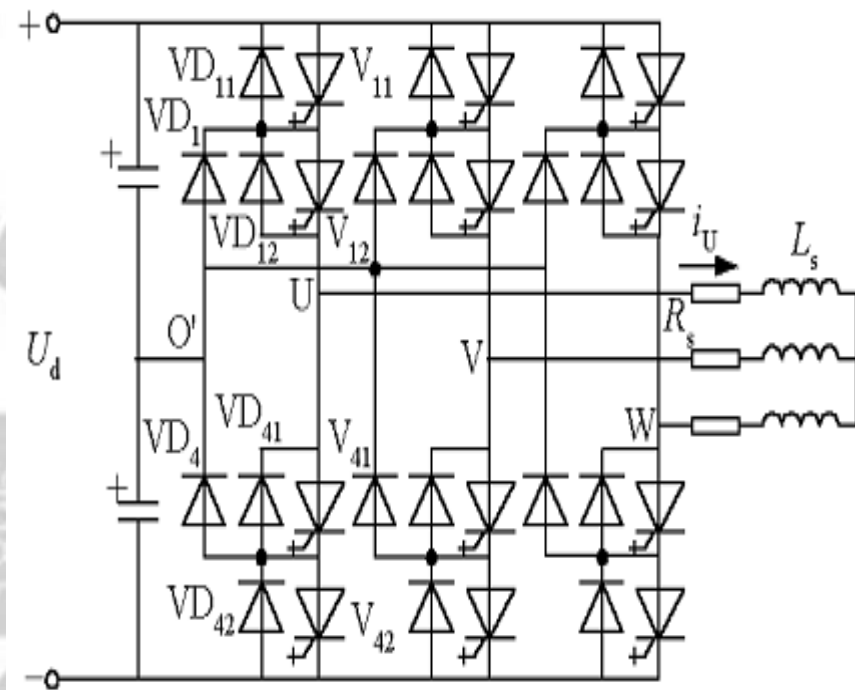


图4-26 中点钳位型三电平逆变电路

■ 中点钳位型 (Neutral Point Clamped) 逆变电路。

◆ 电路分析

☞ 每桥臂由两个全控器件串联构成，两者都反并联了二极管，且中点通过钳位二极管和直流侧中点相连。

◆ 以U相为例分析工作情况

☞ V_{11} 和 V_{12} (或 VD_{11} 和 VD_{12}) 导通， V_{41} 和 V_{42} 关断时， UO' 间电位差为 $U_d/2$ 。

☞ V_{41} 和 V_{42} (或 VD_{41} 和 VD_{42}) 导通， V_{11} 和 V_{12} 关断时， UO' 间电位差为 $-U_d/2$ 。

☞ V_{12} 和 V_{41} 导通， V_{11} 和 V_{42} 关断时， UO' 间电位差为 0 。

☞ V_{12} 和 V_{41} 不能同时导通， $i_U > 0$ 时， V_{12} 和 VD_1 导通， $i_U < 0$ 时， V_{41} 和 VD_4 导通。



4.4.2 多电平逆变电路

◆ 线电压的电平

☞ 相电压相减得到线电压。

☞ 两电平逆变电路的输出线电压有 $\pm U_d$ 和 0 三种电平，三电平逆变电路的输出线电压有 $\pm U_d$ 、 $\pm U_d/2$ 和 0 五种电平。

☞ 三电平逆变电路输出电压谐波可大大少于两电平逆变电路。

☞ 三电平逆变电路另一突出优点：每个主开关器件承受电压为直流侧电压的一半。



4.4.2 多电平逆变电路

■ 用与三电平电路类似的方法，还可构成五电平、七电平等更多电平的电路，三电平及更多电平的逆变电路统称为多电平逆变电路。

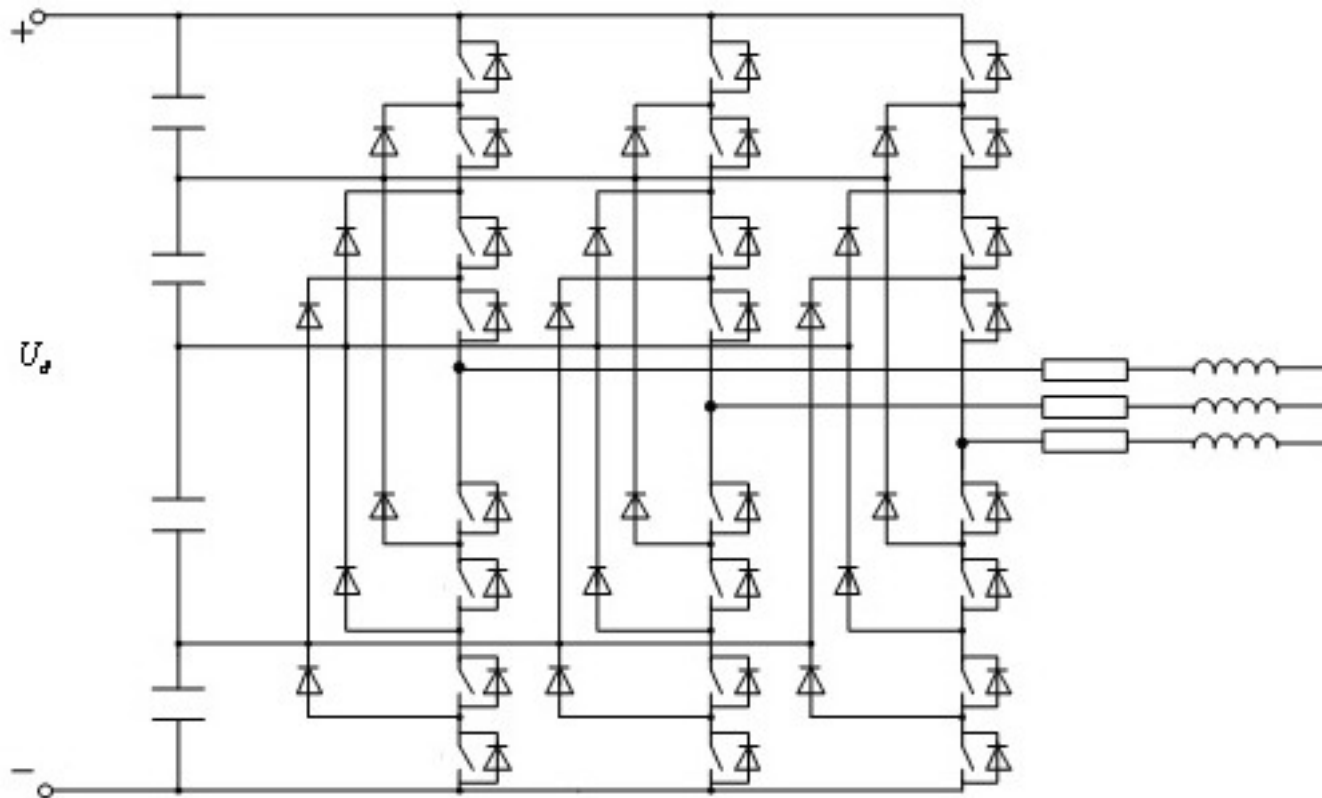


图4-27 中点钳位型五电平逆变电路



4.4.2 多电平逆变电路

■ 单元串联多电平逆变电路

◆ 采用单元串联的方法可以构成多电平电路。

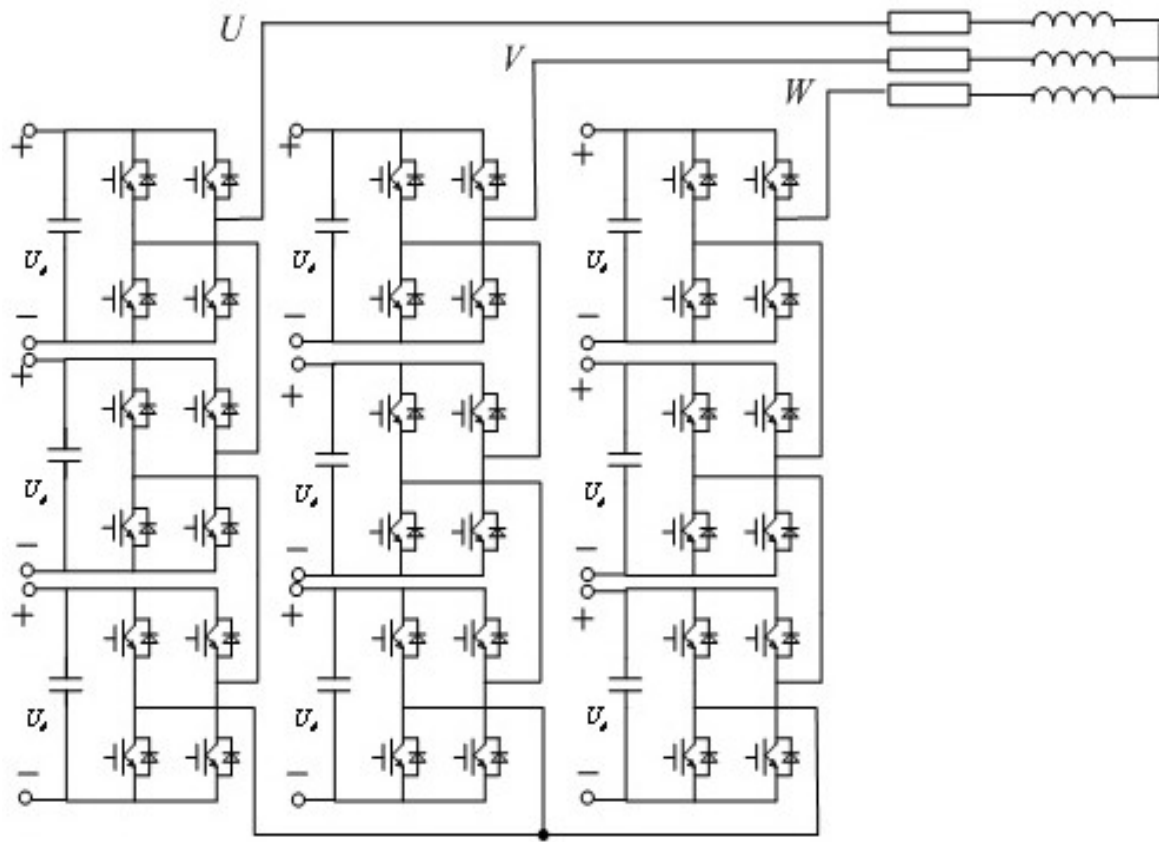


图4-28 三单元串联多电平逆变电路原理图

西安交通大学 电力电子技术

<http://pel-course.xjtu.edu.cn>



4.4.2 多电平逆变电路

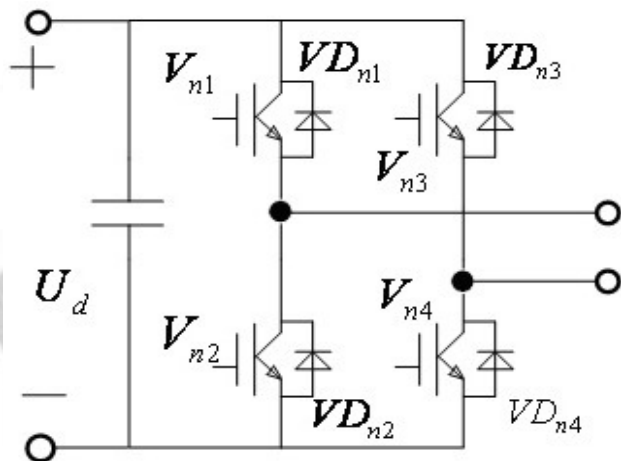


图4-29 单元串联的基本功能单元电路图

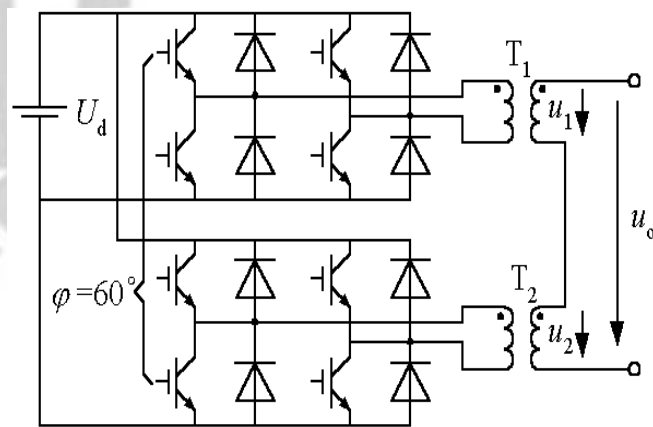


图4-20 二重单相逆变电路

◆ 电路分析

👉 “单元”实际上就是本章前面介绍过的**单相电压型全桥逆变电路**（又称“H桥电路”）。

👉 多电平逆变电路每一相是由多个单相电压型全桥逆变电路串联起来的串联多重单相逆变电路。

👉 总的输出电压是多个单元输出电压的叠加，同时通过不同单元输出电压之间错开一定的相位减小总输出电压的谐波。

◆ 与串联多重逆变电路的区别：每个全桥逆变电路都有一个**独立的直流电源**，因此输出电压的串联可以不用变压器。

◆ 三单元串联的逆变电路相电压可以产生 $\pm 3U_d$ 、 $\pm 2U_d$ 、 $\pm U_d$ 和 0 共七种电平。



本章小结

■ 讲述基本的逆变电路的结构及其工作原理

◆ 四大类基本变流电路中，**AC/DC**和**DC/AC**两类电路更为基本、更为重要。

■ 换流方式

◆ 分为**外部换流**和**自换流**两大类，外部换流包括**电网换流**和**负载换流**两种，自换流包括**器件换流**和**强迫换流**两种。

◆ 换流概念在晶闸管时代十分重要，全控型器件时代其重要性有所下降。





本章小结

■ 逆变电路分类方法

- ◆ 可按**换流方式**、**输出相数**、**直流电源的性质或用途**等分类。
- ◆ 本章主要采用按直流侧电源性质分类的方法，分为**电压型**和**电流型**两类。
- ◆ 电压型和电流型的概念用于其他电路，会对这些电路有更深刻的认识，负载为大电感的整流电路可看为电流型整流电路，电容滤波的整流电路可看成为电压型整流电路。

■ 与其它章的关系

- ◆ 本章对逆变电路的讲述是很基本的，还远不完整，第7章的**PWM控制技术**在逆变电路中应用最多，绝大部分逆变电路都是**PWM控制**的，学完下一章才能对逆变电路有一个较为完整的认识。
- ◆ 逆变电路的直流电源往往由整流电路而来，二都结合构成**间接交流变流电路**。
- ◆ 此外，间接直流变流电路大量用于**开关电源**，其中的核心电路仍是逆变电路，这些将在第10章介绍，学完第10章后，对逆变电路及其应用将有更完整的认识。

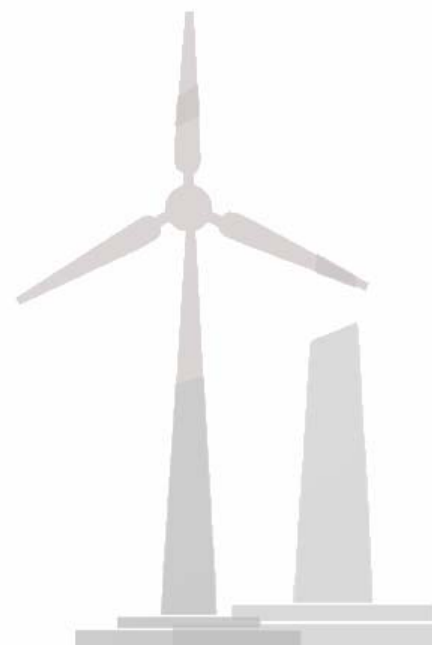
第5章 直流直流变流电路

5.1 基本斩波电路

5.2 复合斩波电路和多相多重斩波电路

5.3 带隔离的直流直流变流电路

本章小结





引言

- 直流-直流变流电路（**DC/DC Converter**）包括**直接直流变流电路**和**间接直流变流电路**。
- 直接直流变流电路
 - ◆ 也称**斩波电路（DC Chopper）**。
 - ◆ 功能是将直流电变为另一固定电压或可调电压的直流电。
 - ◆ 一般是指直接将直流电变为另一直流电，这种情况下输入与输出之间不隔离。
- 间接直流变流电路
 - ◆ 在直流变流电路中增加了**交流环节**。
 - ◆ 在交流环节中通常采用变压器实现输入输出间的隔离，因此也称为直—交—直电路。



5.1 基本斩波电路

5.1.1 降压斩波电路

5.1.2 升压斩波电路

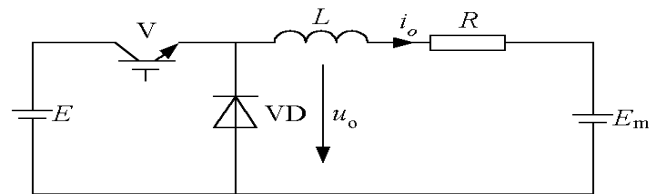
5.1.3 升降压斩波电路和Cuk斩波电路

5.1.4 Sepic斩波电路和Zeta斩波电路

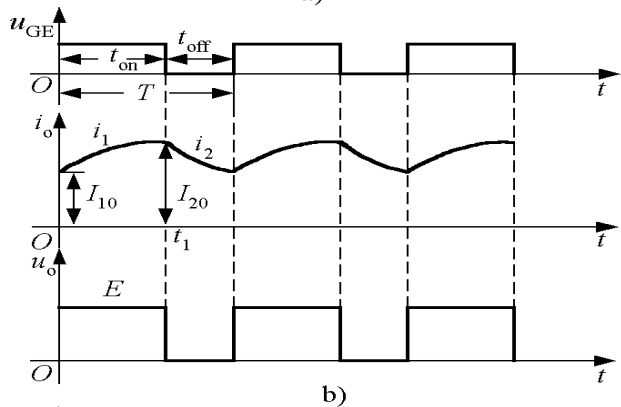




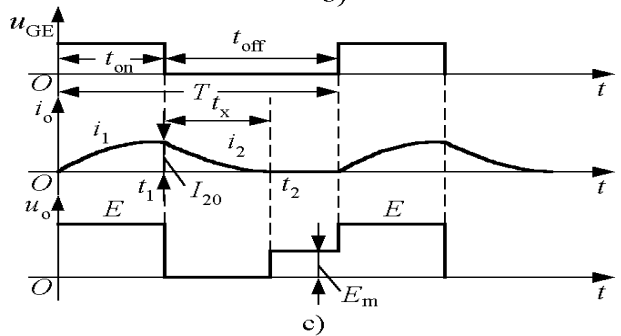
5.1.1 降压斩波电路



a)



b)



c)

图5-1 降压斩波电路的原理图及波形

a) 电路图 b) 电流连续时的波形

c) 电流断续时的波形

■ 降压斩波电路 (Buck Chopper)

◆ 电路分析

✎ 使用一个全控型器件V，图中为IGBT，若采用晶闸管，需设置使晶闸管关断的辅助电路。

✎ 设置了续流二极管VD，在V关断时给负载中电感电流提供通道。

✎ 主要用于电子电路的供电电源，也可拖动直流电动机或带蓄电池负载等，后两种情况下负载中均会出现反电动势，如图中 E_m 所示。

◆ 工作原理

✎ $t=0$ 时刻驱动V导通，电源E向负载供电，负载电压 $u_o=E$ ，负载电流 i_o 按指数曲线上升。

✎ $t=t_1$ 时控制V关断，二极管VD续流，负载电压 u_o 近似为零，负载电流呈指数曲线下降，通常串接较大电感L使负载电流连续且脉动小。



5.1.1 降压斩波电路

◆基本的数量关系

☞ 电流连续时

✓ 负载电压的平均值为

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T} E = \alpha E \quad (5-1)$$

式中， t_{on} 为V处于通态的时间， t_{off} 为V处于断态的时间， T 为开关周期， α 为导通占空比，简称占空比或导通比。

✓ 负载电流平均值为

$$I_o = \frac{U_o - E_m}{R} \quad (5-2)$$

☞ 电流断续时，负载电压 u_o 平均值会被抬高，一般不希望出现电流断续的情况。

◆斩波电路有三种控制方式

☞ 脉冲宽度调制（PWM）： T 不变，改变 t_{on} 。

☞ 频率调制： t_{on} 不变，改变 T 。

☞ 混合型： t_{on} 和 T 都可调，改变占空比



5.1.1 降压斩波电路

■对降压斩波电路进行解析

◆基于**分段线性电路**这一思想，按V处于**通态**和处于**断态**两个过程来分析，初始条件分**电流连续**和**断续**。

◆电流连续时得出

$$I_{10} = \left(\frac{e^{t_1/\tau} - 1}{e^{T/\tau} - 1} \right) \frac{E}{R} - \frac{E_m}{R} = \left(\frac{e^{\alpha\rho} - 1}{e^{\rho} - 1} - m \right) \frac{E}{R} \quad (5-9)$$

$$I_{20} = \left(\frac{1 - e^{-t_1/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} \right) \frac{E}{R} - \frac{E_m}{R} = \left(\frac{1 - e^{-\alpha\rho}}{1 - e^{-\rho}} - m \right) \frac{E}{R} \quad (5-10)$$

式中, $\tau = L/R$, $\rho = T/\tau$, $m = E_m/E$, $t_1/\tau = \left(\frac{t_1}{T} \right) \cdot \left(\frac{T}{\tau} \right) = \alpha\rho$, I_{10} 和 I_{20} 分别是负载电流瞬时值的最小值和最大值。

把式(5-9)和式(5-10)用泰勒级数近似, 可得

$$I_{10} \approx I_{20} \approx \frac{(\alpha - m)E}{R} = I_o \quad (5-11)$$

平波电抗器**L**为无穷大, 此时负载电流最大值、最小值均等于平均值。



5.1.1 降压斩波电路

◆(3-11)所示的关系还可从能量传递关系简单地推得，一个周期中，忽略电路中的损耗，则电源提供的能量与负载消耗的能量相等，即

$$EI_o t_{on} = RI_o^2 T + E_m I_o T \quad (5-12)$$

则

$$I_o = \frac{\alpha E - E_m}{R} \quad (5-13)$$

假设电源电流平均值为 I_1 ，则有

$$I_1 = \frac{t_{on}}{T} I_o = \alpha I_o \quad (5-14)$$

其值小于等于负载电流 I_o ，由上式得

$$EI_1 = \alpha EI_o = U_o I_o \quad (5-15)$$

即输出功率等于输入功率，可将降压斩波器看作直流降压变压器。



5.1.1 降压斩波电路

◆ 电流断续时有 $I_{10}=0$ ，且 $t=t_{on}+t_x$ 时， $i_2=0$ ，可以得出

$$t_x = \tau \ln \left[\frac{1 - (1 - m)e^{-\alpha\rho}}{m} \right] \quad (5-16)$$

电流断续时， $t_x < t_{off}$ ，由此得出电流断续的条件为

$$m > \frac{e^{\alpha\rho} - 1}{e^{\rho} - 1} \quad (5-17)$$

输出电压平均值为

$$U_o = \frac{t_{on}E + (T - t_{on} - t_x)E_m}{T} = \left[\alpha + \left(1 - \frac{t_{on} + t_x}{T} \right) m \right] E \quad (5-18)$$

负载电流平均值为

$$I_o = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} i_1 dt + \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_x} i_2 dt \right) = \left(\alpha - \frac{t_{on} + t_x}{T} m \right) \frac{E}{R} = \frac{U_o - E_m}{R} \quad (5-19)$$



5.1.1 降压斩波电路

■ 例5-1 在图5-1a所示的降压斩波电路中，已知 $E=200V$ ， $R=10\ \Omega$ ， L 值极大， $E_m=30V$ ， $T=50\ \mu s$ ， $t_{on}=20\ \mu s$ ，计算输出电压平均值 U_o ，输出电流平均值 I_o 。

解：由于 L 值极大，故负载电流连续，于是输出电压平均值为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T} E = \frac{20 \times 200}{50} = 80(V)$$

输出电流平均值为

$$I_o = \frac{U_o - E_m}{R} = \frac{80 - 30}{10} = 5(A)$$



5.1.1 降压斩波电路

■ 例5-2 在图5-1a所示的降压斩波电路中, $E=100V$, $L=1mH$, $R=0.5\Omega$, $E_m=10V$, 采用脉宽调制控制方式, $T=20\mu s$, 当 $t_{on}=5\mu s$ 时, 计算输出电压平均值 U_o , 输出电流平均值 I_o , 计算输出电流的最大和最小值瞬时值并判断负载电流是否连续。

解: 由题目已知条件可得:

$$m = \frac{E_m}{E} = \frac{10}{100} = 0.1$$
$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{0.001}{0.5} = 0.002$$

当 $t_{on}=5\mu s$ 时, 有

$$\rho = \frac{T}{\tau} = 0.01$$
$$\alpha\rho = 0.0025$$

由于

$$\frac{e^{\alpha\rho} - 1}{e^\rho - 1} = \frac{e^{0.0025} - 1}{e^{0.01} - 1} = 0.249 > m$$

所以输出电流连续。



5.1.1 降压斩波电路

此时输出平均电压为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T} E = \frac{100 \times 5}{20} = 25(V)$$

输出平均电流为

$$I_o = \frac{U_o - E_M}{R} = \frac{25 - 10}{0.5} = 30(A)$$

输出电流的最大和最小值瞬时值分别为

$$I_{\max} = \left(\frac{1 - e^{-\alpha\rho}}{1 - e^{-\rho}} - m \right) \frac{E}{R} = \left(\frac{1 - e^{-0.0025}}{1 - e^{-0.01}} - 0.1 \right) \frac{100}{0.5} = 30.19(A)$$

$$I_{\min} = \left(\frac{e^{\alpha\rho} - 1}{e^{\rho} - 1} - m \right) \frac{E}{R} = \left(\frac{e^{0.0025} - 1}{e^{0.01} - 1} - 0.1 \right) \frac{100}{0.5} = 29.81(A)$$



5.1.2 升压斩波电路

■ 升压斩波电路

◆ 工作原理

✎ 假设 L 和 C 值很大。

✎ V 处于**通态**时，电源 E 向电感 L 充电，电流恒定 I_1 ，电容 C 向负载 R 供电，输出电压 U_o 恒定。

✎ V 处于**断态**时，电源 E 和电感 L 同时向电容 C 充电，并向负载提供能量。

◆ 基本的数量关系

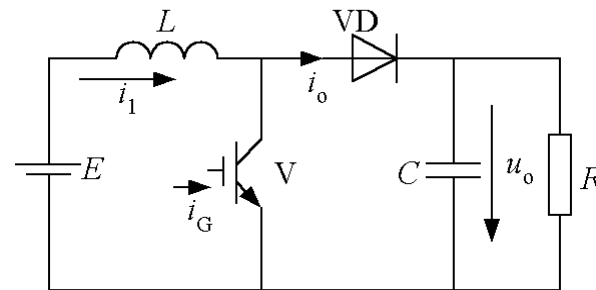
✎ 当电路工作于稳态时，一个周期 T 中电感 L 积蓄的能量与释放的能量相等，即

$$EI_1 t_{on} = (U_o - E)I_1 t_{off} \quad (5-20)$$

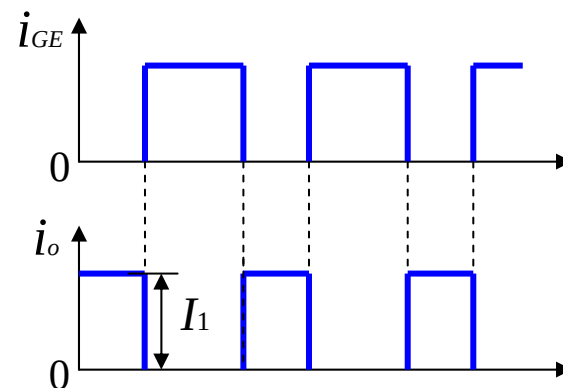
化简得

$$U_o = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} E = \frac{T}{t_{off}} E \quad (5-21)$$

上式中的 $T/t_{off} \geq 1$



a)



b)

图5-2 升压斩波电路及其工作波形

a) 电路图 b) 波形



5.1.2 升压斩波电路

将升压比的倒数记作 β ，即 $\beta = \frac{t_{off}}{T}$ ，则 β 和导通占空比 α 有如下关系

$$\alpha + \beta = 1 \quad (5-22)$$

式 (5-21) 可表示为

$$U_o = \frac{1}{\beta} E = \frac{1}{1-\alpha} E \quad (5-23)$$

输出电压高于电源电压，关键有两个原因：一是 L 储能之后具有使电压泵升的作用，二是电容 C 可将输出电压保持住。

如果忽略电路中的损耗，则由电源提供的能量仅由负载 R 消耗，即

$$EI_1 = U_o I_o \quad (5-24)$$

输出电流的平均值 I_o 为

$$I_o = \frac{U_o}{R} = \frac{1}{\beta} \frac{E}{R} \quad (5-25)$$

电源电流 I_1 为

$$I_1 = \frac{U_o}{E} I_o = \frac{1}{\beta^2} \frac{E}{R} \quad (5-26)$$



5.1.2 升压斩波电路

■ 例5-3 在图5-2a所示的升压斩波电路中，已知 $E=50V$ ， L 值和 C 值极大， $R=20\Omega$ ，采用脉宽调制控制方式，当 $T=40\mu s$ ， $t_{on}=25\mu s$ 时，计算输出电压平均值 U_o ，输出电流平均值 I_o 。

解：输出电压平均值为：

$$U_o = \frac{T}{t_{off}} E = \frac{40}{40 - 25} \times 50 = 133.3(V)$$

输出电流平均值为：

$$I_o = \frac{U_o}{R} = \frac{133.3}{20} = 6.667(A)$$



5.1.2 升压斩波电路

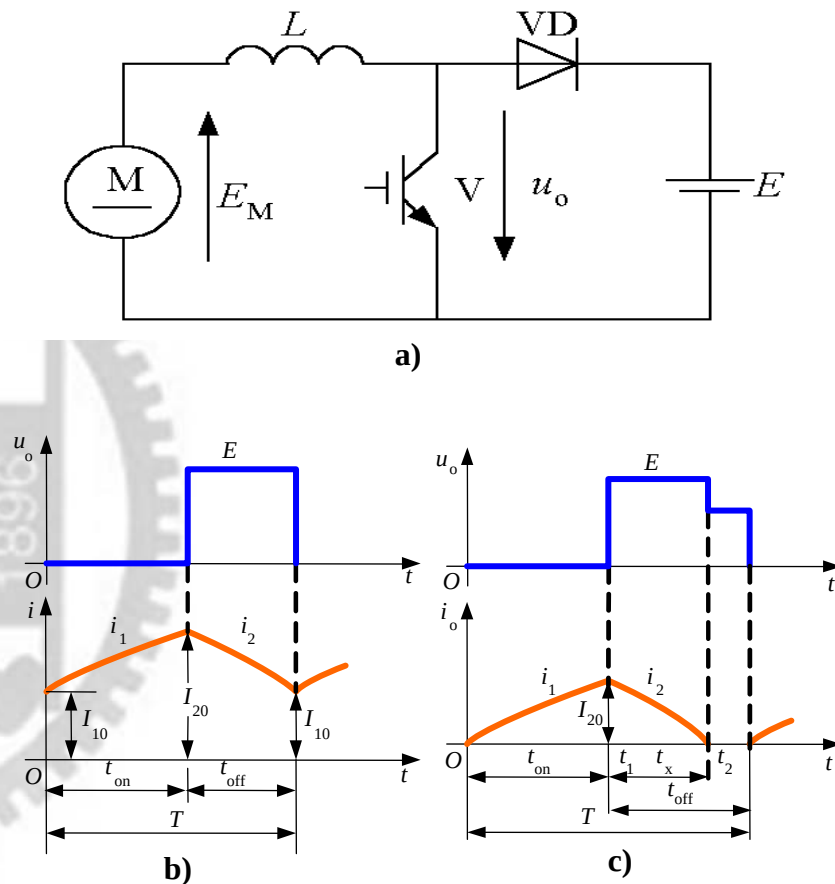


图5-3 用于直流电动机回馈能量的升压斩波电路及其波形

a) 电路图 b) 电流连续时 c) 电流断续时

■ 典型应用

◆ 一是用于直流电动机传动，二是用作单相功率因数校正（**Power Factor Correction—PFC**）电路，三是用于其他交直流电源中。

◆ 以用于直流电动机传动为例

✎ 在直流电动机再生制动时把电能回馈给直流电源。

✎ 电动机电枢电流连续和断续两种工作状态。

✎ 直流电源的电压基本是恒定的，不必并联电容器。

✎ 基于分时段线性电路思想，电流连续时得 L 为无穷大时电枢电流的平均值 I_o 为

$$I_o = (m - \beta) \frac{E}{R} = \frac{E_m - \beta E}{R} \quad (5-36)$$



5.1.2 升压斩波电路

当电枢电流断续时，可求得 i_2 持续的时间 t_x ，即

$$t_x = \tau \ln \frac{1 - me^{\frac{t_{on}}{\tau}}}{1 - m} \quad (5-37)$$

当 $t_x < t_{off}$ 时，电路为电流断续工作状态， $t_x < t_{off}$ 是电流断续的条件，即

$$m < \frac{1 - e^{-\beta\rho}}{1 - e^{-\rho}} \quad (5-38)$$

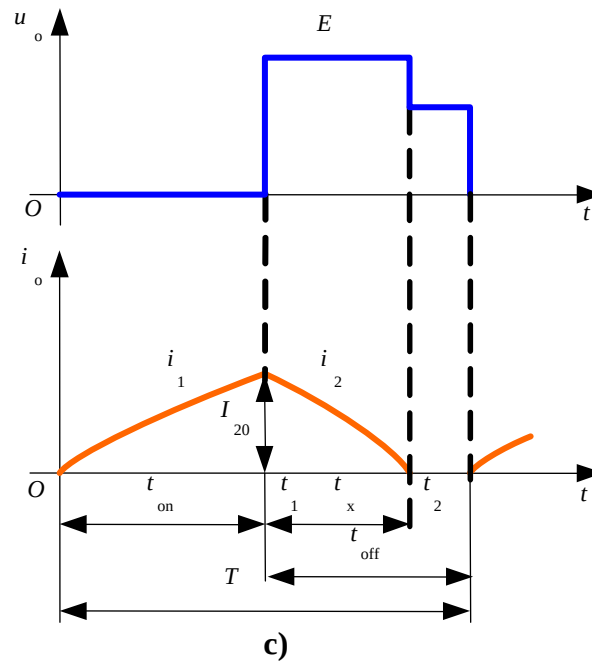


图5-3 用于直流电动机回馈能量的升压斩波电路及其波形
c) 电流断续时



5.1.3 升降压斩波电路和Cuk斩波电路

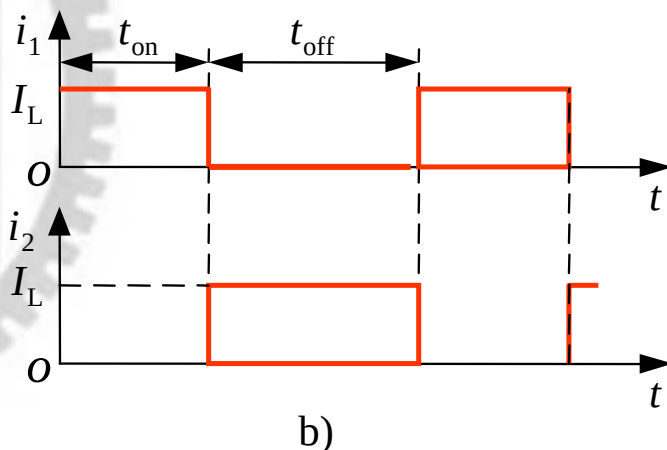
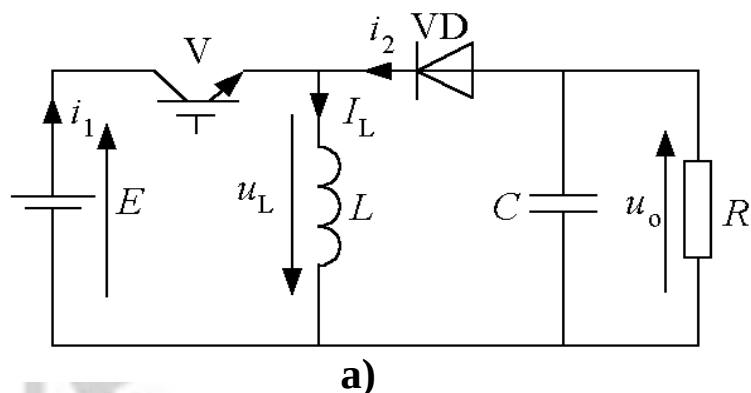


图5-4 升降压斩波电路及其波形

a) 电路图

b) 波形

■ 升降压斩波电路

◆ 工作原理

👉 **V导通**时，电源 E 经 V 向 L 供电使其储能，此时电流为 i_1 ，同时 C 维持输出电压恒定并向负载 R 供电。

👉 **V关断**时， L 的能量向负载释放，电流为 i_2 ，负载电压极性为上负下正，与电源电压极性相反，该电路也称作反极性斩波电路。

◆ 基本的数量关系

👉 稳态时，一个周期 T 内电感 L 两端电压 u_L 对时间的积分为零，即

$$\int_0^T u_L dt = 0 \quad (5-39)$$

当 V 处于通态期间， $u_L = E$ ；而当 V 处于断态期间， $u_L = -u_o$ 。于是：

$$E \cdot t_{on} = U_o \cdot t_{off} \quad (5-40)$$





5.1.3 升降压斩波电路和Cuk斩波电路

所以输出电压为：

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} E \quad (5-41)$$

改变导通比 α ，输出电压既可以比电源电压高，也可以比电源电压低。当 $0 < \alpha < 1/2$ 时为降压，当 $1/2 < \alpha < 1$ 时为升压，因此将该电路称作升降压斩波电路。

👉 电源电流 i_1 和负载电流 i_2 的平均值分别为 I_1 和 I_2 ，当电流脉动足够小时，有

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{t_{on}}{t_{off}} \quad (5-42)$$

由上式可得

$$I_2 = \frac{t_{off}}{t_{on}} I_1 = \frac{1 - \alpha}{\alpha} I_1 \quad (5-43)$$

如果V、VD为没有损耗的理想开关时，则输出功率和输入功率相等，即

$$EI_1 = U_o I_2 \quad (5-44)$$



5.1.3 升降压斩波电路和Cuk斩波电路

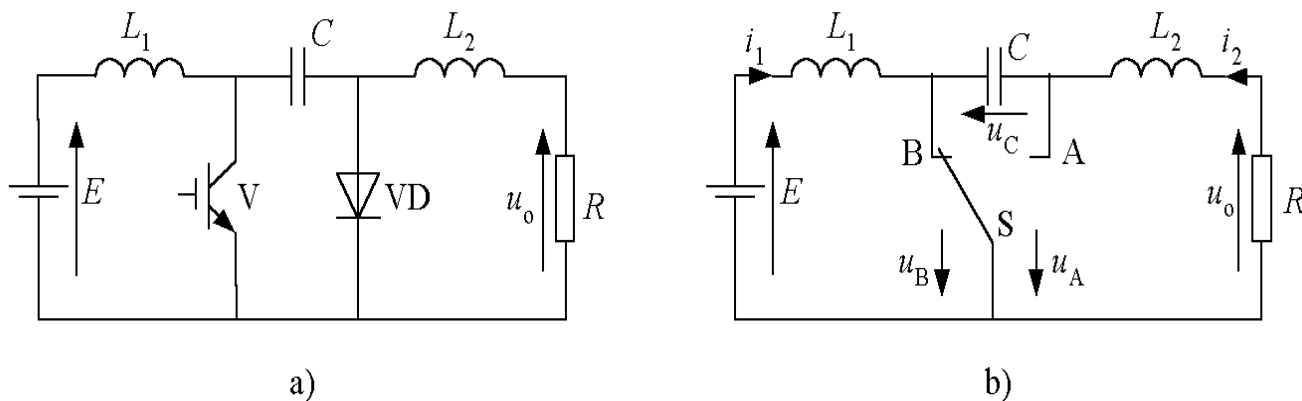


图5-5 Cuk斩波电路及其等效电路

a) 电路图 b) 等效电路

■ Cuk斩波电路

◆ 工作原理

- 👉 V导通时， $E-L_1-V$ 回路和 $R-L_2-C-V$ 回路分别流过电流。
- 👉 V关断时， $E-L_1-C-VD$ 回路和 $R-L_2-VD$ 回路分别流过电流。
- 👉 输出电压的极性与电源电压极性相反。

◆ 基本的数量关系

- 👉 C的电流在一周期内的平均值应为零，即

$$\int_0^T i_C dt = 0$$

(5-45)



5.1.3 升降压斩波电路和Cuk斩波电路

由(5-45)得

$$I_2 t_{on} = I_1 t_{off} \quad (5-46)$$

从而可得

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{t_{off}}{t_{on}} = \frac{T - t_{on}}{t_{on}} = \frac{1 - \alpha}{\alpha} \quad (5-47)$$

由 L_1 和 L_2 的电压平均值为零，可得出输出电压 U_o 与电源电压 E 的关系

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} E \quad (5-48)$$

◆与升降压斩波电路相比，**Cuk**斩波电路有一个明显的优点，其输入电源电流和输出负载电流都是连续的，且脉动很小，有利于对输入、输出进行滤波。



5.1.4 Sepic斩波电路和Zeta斩波电路

■ Sepic斩波电路

◆ 工作原理

👉 V导通时， $E-L_1-V$ 回路和 C_1-V-L_2 回路同时导电， L_1 和 L_2 贮能。

👉 V关断时， $E-L_1-C_1-VD$ —负载回路及 L_2-VD —负载回路同时导电，此阶段 E 和 L_1 既向负载供电，同时也向 C_1 充电（ C_1 贮存的能量在V处于通态时向 L_2 转移）。

◆ 输入输出关系

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} E \quad (5-49)$$

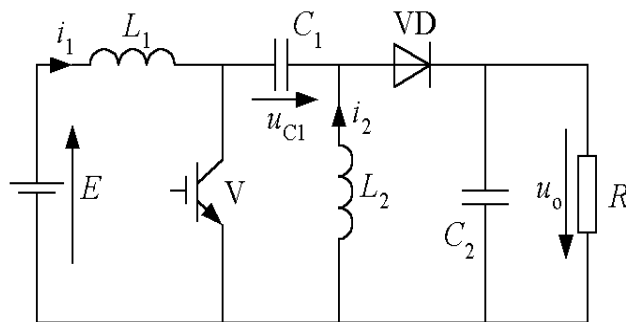


图5-6 a) Sepic斩波电路



5.1.4 Sepic斩波电路和Zeta斩波电路

■ Zeta斩波电路

◆ 工作原理

👉 V导通时，电源 E 经开关V向电感 L_1 贮能。

👉 V关断时， L_1 —VD— C_1 构成振荡回路， L_1 的能量转移至 C_1 ，能量全部转移至 C_1 上之后，VD关断， C_1 经 L_2 向负载供电。

◆ 输入输出关系为

$$U_o = \frac{\alpha}{1-\alpha} E$$

(5-50)

■ 两种电路具有相同的输入输出关系，Sepic电路中，电源电流连续但负载电流断续，有利于输入滤波，反之，Zeta电路的电源电流断续而负载电流连续；两种电路输出电压为正极性的。

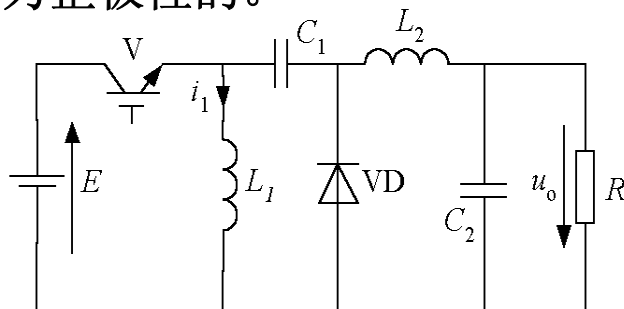


图5-6 b Zeta斩波电路



5.2 复合斩波电路和多相多重斩波电路

5.2.1 电流可逆斩波电路

5.2.2 桥式可逆斩波电路

5.2.3 多相多重斩波电路





5.2.1 电流可逆斩波电路

■ 概念

- ◆ **复合斩波电路**：降压斩波电路和升压斩波电路组合构成。
- ◆ **多相多重斩波电路**：相同结构的基本斩波电路组合构成

■ 电流可逆斩波电路

- ◆ 斩波电路用于拖动直流电动机时，常要使电动机既可**电动运行**，又可**再生制动**，降压斩波电路能使电动机工作于第**1**象限，升压斩波电路能使电动机工作于第**2**象限。
- ◆ 电流可逆斩波电路：降压斩波电路与升压斩波电路组合，此电路电动机的电枢电流可正可负，但电压只能是一种极性，故其可工作于第**1**象限和第**2**象限。



5.2.1 电流可逆斩波电路

◆ 电路结构

👉 V_1 和 VD_1 构成降压斩波电路，电动机为电动运行，工作于第1象限。

👉 V_2 和 VD_2 构成升压斩波电路，电动机作再生制动运行，工作于第2象限。

👉 必须防止 V_1 和 V_2 同时导通而导致电源短路。

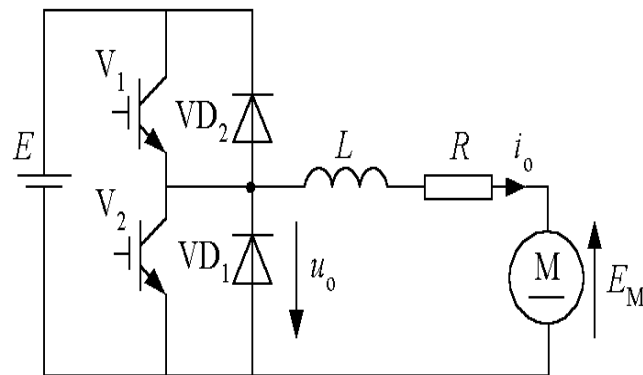
◆ 工作过程

👉 两种工作情况：只作降压斩波器运行和只作升压斩波器运行。

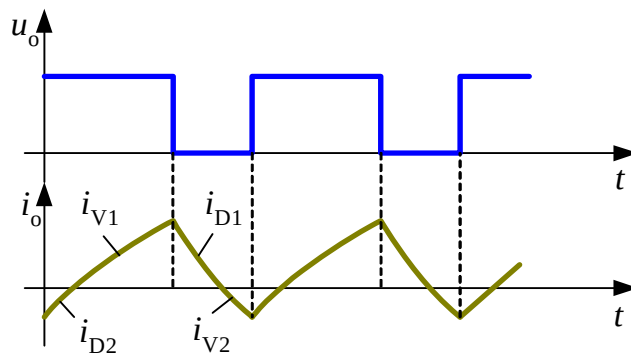
👉 第3种工作方式：一个周期内交替地作为降压斩波电路和升压斩波电路工作。

👉 第3种工作方式下，当一种斩波电路电流断续而为零时，使另一个斩波电路工作，让电流反方向流过，这样电动机电枢回路总有电流流过。

👉 一个周期内，电流不断，响应很快。



a)



b)

图5-7 电流可逆斩波电路及其波形

a) 电路图 b) 波形



5.2.2 桥式可逆斩波电路

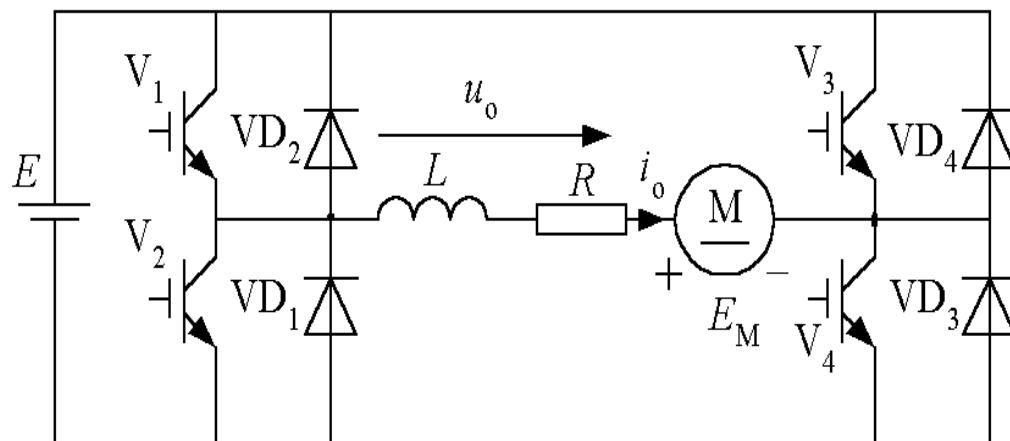


图5-8 桥式可逆斩波电路

■ 桥式可逆斩波电路

◆ 将两个电流可逆斩波电路组合起来，分别向电动机提供正向和反向电压，使电动机可以**4象限**运行。

◆ 工作过程

👉 V_4 导通时，等效为图5-7a所示的电流可逆斩波电路，提供**正电压**，可使电动机工作于**第1、2象限**。

👉 V_2 导通时， V_3 、 VD_3 和 V_4 、 VD_4 等效为又一组电流可逆斩波电路，向电动机提供**负电压**，可使电动机工作于**第3、4象限**。



5.2.3 多相多重斩波电路

■ 多相多重斩波电路

◆ 是在电源和负载之间接入多个结构相同的基本斩波电路而构成的。

◆ **相数**: 一个控制周期中电源侧的电流脉波数。

◆ **重数**: 负载电流脉波数。

■ 3相3重降压斩波电路

◆ 电路及波形分析

👉 相当于由3个降压斩波电路单元**并联**而成。

👉 总输出电流为3个斩波电路单元输出电流之和，其平均值为单元输出电流平均值的3倍，脉动频率也为3倍。

👉 总输出电流**最大脉动率**（电流脉动幅值与电流平均值之比）与相数的平方成反比，其总的输出电流脉动幅值变得很小，所需**平波电抗器**总重量大为减轻。

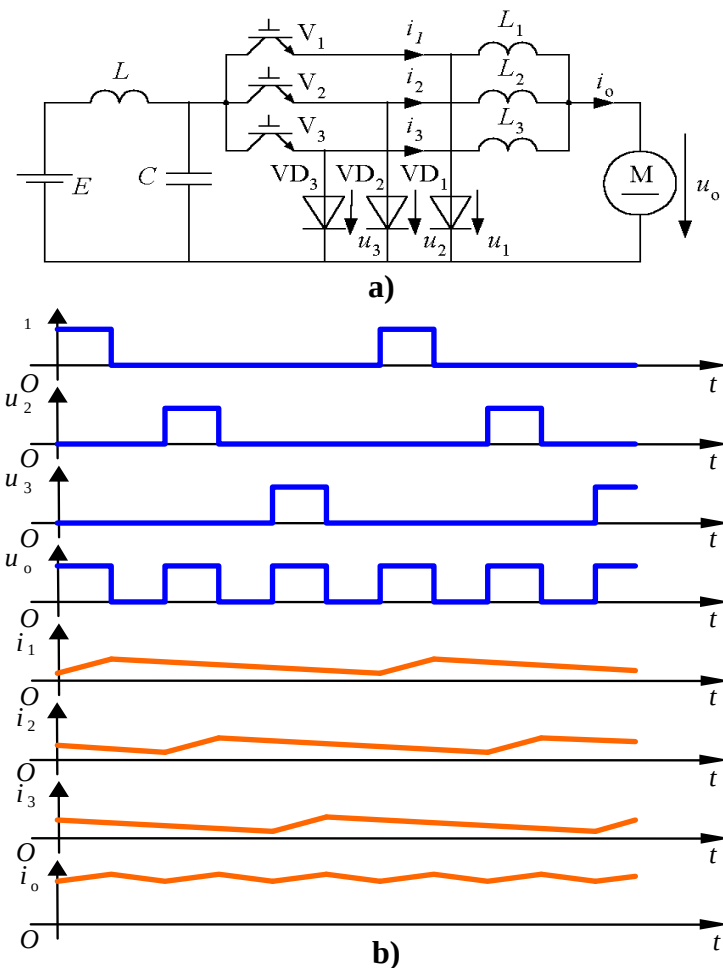


图5-9 多相多重斩波电路及其波形

a) 电路图 b) 波形



5.2.3 多相多重斩波电路

👉 当上述电路电源公用而负载为3个独立负载时，则为**3相1重斩波电路**，当电源为3个独立电源，向一个负载供电时，则为**1相3重斩波电路**。

👉 电源电流的**谐波分量**比单个斩波电路时显著减小。

- 多相多重斩波电路还具有备用功能，各斩波电路单元可互为备用，万一某一斩波单元发生故障，其余各单元可以继续运行，使得总体的可靠性提高。



5.3 带隔离的直流直流变流电路

5.3.1 正激电路

5.3.2 反激电路

5.3.3 半桥电路

5.3.4 全桥电路

5.3.5 推挽电路

5.3.6 全波整流和全桥整流

5.3.7 开关电源





5.3 带隔离的直流直流变流电路·引言

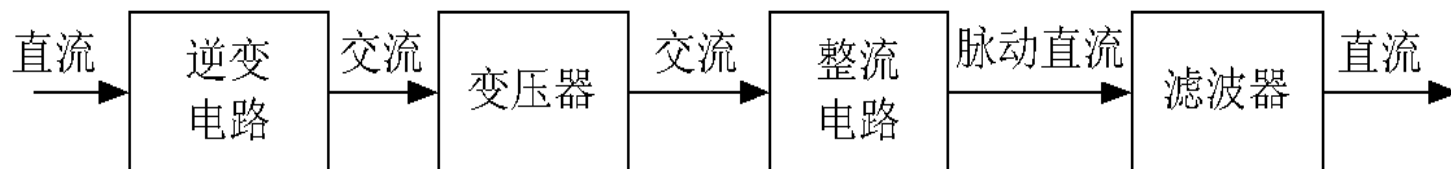


图 5-10 间接直流变流电路的结构

- 同直流斩波电路相比，电路中增加了交流环节，因此也称为**直—交—直电路**。
- 采用这种结构较为复杂的电路来完成直流—直流的变换有以下原因
 - ◆ 输出端与输入端需要隔离。
 - ◆ 某些应用中需要相互隔离的多路输出。
 - ◆ 输出电压与输入电压的比例远小于1或远大于1。
 - ◆ 交流环节采用较高的工作频率，可以减小变压器和滤波电感、滤波电容的体积和重量。
- 间接直流变流电路分为**单端(Single End)**和**双端(Double End)**电路两大类，在单端电路中，变压器中流过的是直流脉动电流，而双端电路中，变压器中的电流为正负对称的交流电流，正激电路和反激电路属于单端电路，半桥、全桥和推挽电路属于双端电路。



5.3.1 正激电路

■ 正激电路(Forward)

◆ 工作过程

👉 开关**S**开通后，变压器绕组**W₁**两端的电压为上正下负，与其耦合的**W₂**绕组两端的电压也是上正下负，因此**VD₁**处于通态，**VD₂**为断态，电感**L**的电流逐渐增长。

👉 **S**关断后，电感**L**通过**VD₂**续流，**VD₁**关断。变压器的励磁电流经**N₃**绕组和**VD₃**流回电源，所以**S**关断后承受的电压为 $u_s = (1 + \frac{N_1}{N_3})U_i$ 。

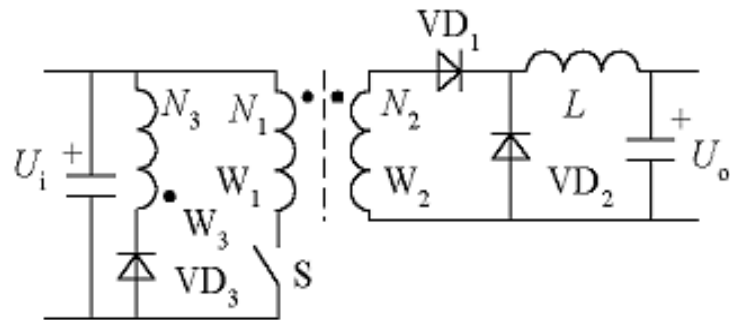


图 5-11 正激电路的原理图

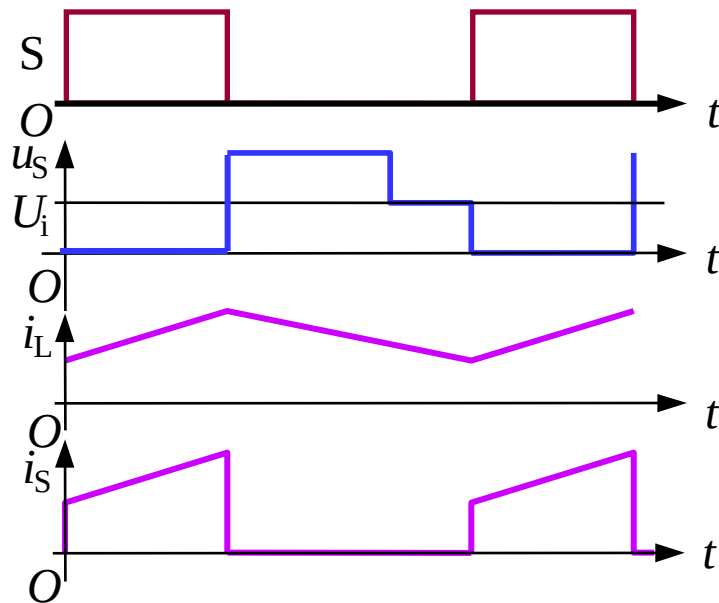


图 5-12 正激电路的理想化波形



5.3.1 正激电路

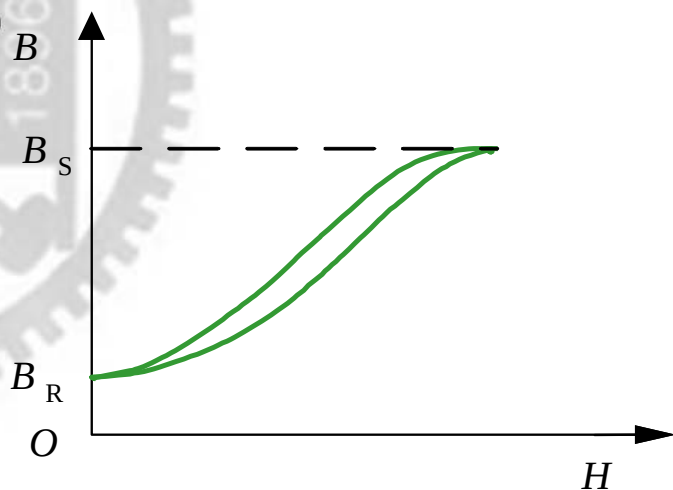
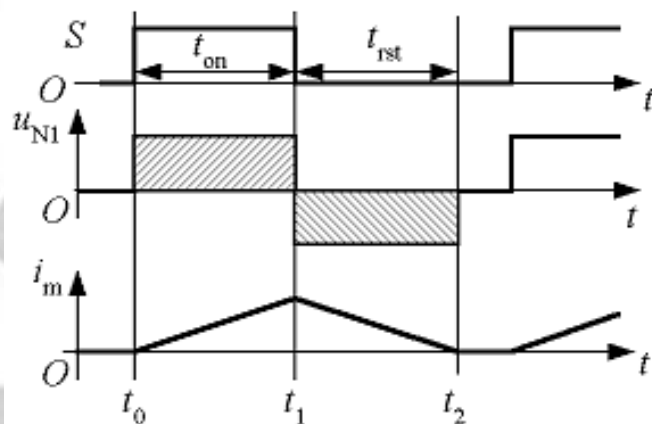


图 5-13 磁心复位过程

◆ 变压器的磁心复位

☞ 开关S开通后，变压器的激磁电流由零开始，随时间线性的增长，直到S关断，导致变压器的激磁电感饱和。

☞ 必须设法使激磁电流在S关断后到下一次再开通的时间内降回零，这一过程称为**变压器的磁心复位**。

☞ 变压器的磁心复位所需的时间为

$$t_{rst} = \frac{N_3}{N_1} t_{on} \quad (5-51)$$

◆ 输出电压

☞ 输出滤波电感电流连续时

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{T} \quad (5-52)$$

☞ 输出电感电流不连续时，在负载为零的极限情况下

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} U_i$$



5.3.2 反激电路

反激电路

工作过程

👉 **S开通**后，VD处于断态， W_1 绕组的电流线性增长，电感储能增加。

👉 **S关断**后， W_1 绕组的电流被切断，变压器中的磁场能量通过 W_2 绕组和VD向输出端释放，

电压为 $u_S = U_i + \frac{N_1}{N_2} U_o$ 。

工作模式

👉 当S开通时， W_2 绕组中的电流尚未下降到零，则称工作于**电流连续模式**，输出输入电压关系为

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{t_{off}} \quad (5-53)$$

👉 S开通前， W_2 绕组中的电流已经下降到零，则称工作于**电流断续模式**，此时输出电压高于(5-53)的计算值，在负载为零的极限情况下， $U_o \rightarrow \infty$ ，所以应该避免负载开路状态。

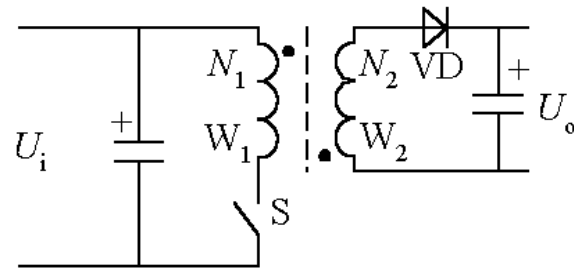


图 5-14 反激电路原理图

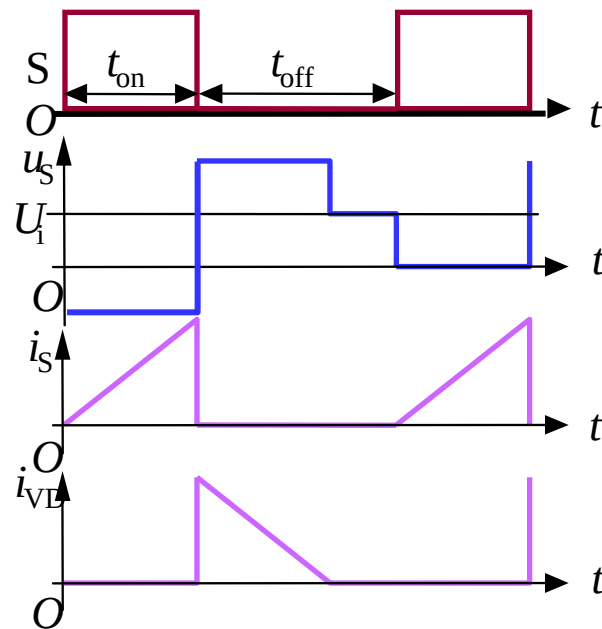


图 5-15 反激电路的理想化波形



5.3.3 半桥电路

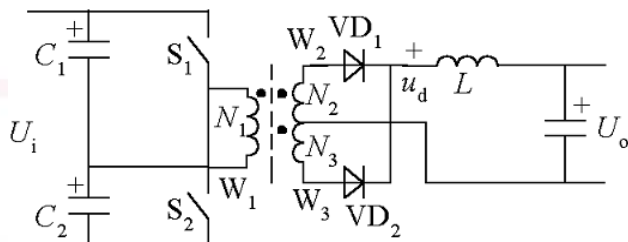


图 5-16 半桥电路原理图

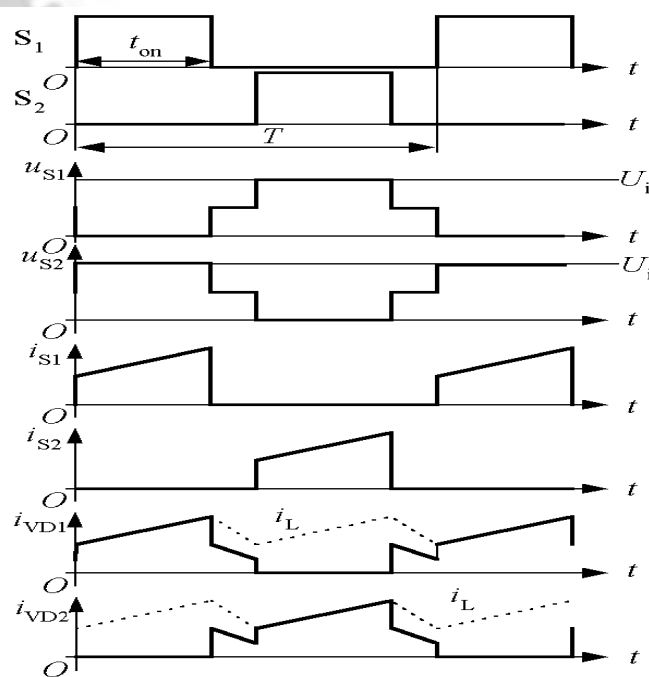


图 5-17 半桥电路的理想化波形

■ 半桥电路

◆ 工作过程

👉 S_1 与 S_2 交替导通，使变压器一次侧形成幅值为 $U_i/2$ 的交流电压，改变开关的占空比，就可以改变二次侧整流电压 u_d 的平均值，也就改变了输出电压 U_o 。

👉 S_1 导通时，二极管 VD_1 处于通态， S_2 导通时，二极管 VD_2 处于通态，当两个开关都关断时，变压器绕组 N_1 中的电流为零， VD_1 和 VD_2 都处于通态，各分担一半的电流。

👉 S_1 或 S_2 导通时电感 L 的电流逐渐上升，两个开关都关断时，电感 L 的电流逐渐下降， S_1 和 S_2 断态时承受的峰值电压均为 U_i 。



5.3.3 半桥电路

✎ 由于电容的隔直作用，半桥电路对由于两个开关导通时间不对称而造成的变压器一次侧电压的直流分量有自动平衡作用，因此不容易发生变压器的偏磁和直流磁饱和。

◆ 输出电压

✎ 滤波电感 L 的电流连续时

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{T} \quad (5-54)$$

✎ 输出电感电流不连续，输出电压 U_o 将高于式（5-54）的计算值，并随负载减小而升高，在负载为零的极限情况下

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{U_i}{2}$$



5.3.4 全桥电路

■ 全桥电路

◆ 工作过程

👉 全桥电路中，互为对角的两个开关同时导通，同一侧半桥上下两开关交替导通，使变压器一次侧形成幅值为 U_i 的交流电压，改变占空比就可以改变输出电压。

👉 当 S_1 与 S_4 开通后， VD_1 和 VD_4 处于通态，电感 L 的电流逐渐上升。

👉 当 S_2 与 S_3 开通后， VD_2 和 VD_3 处于通态，电感 L 的电流也上升。

👉 当4个开关都关断时，4个二极管都处于通态，各分担一半的电感电流，电感 L 的电流逐渐下降， S_1 和 S_2 断态时承受的峰值电压均为 U_i 。

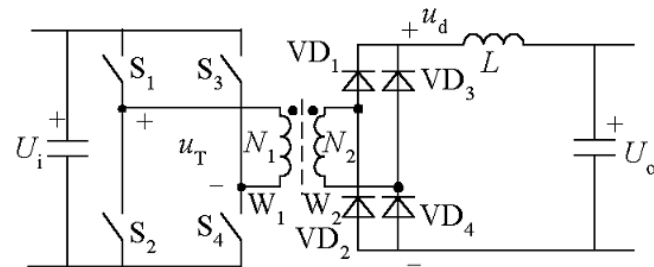


图 5-18 全桥电路原理图

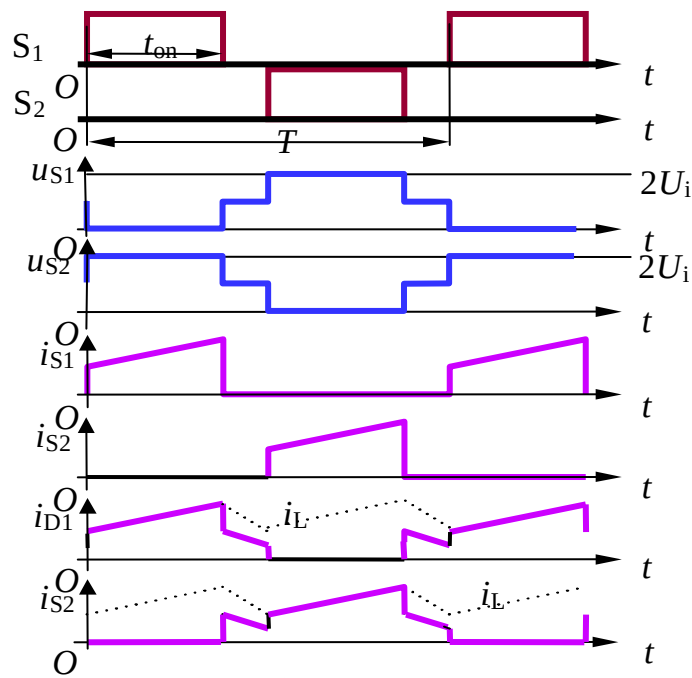


图 5-19 全桥电路的理想化波形



5.3.4 全桥电路

👉如果 S_1 、 S_4 与 S_2 、 S_3 的导通时间不对称，则交流电压 u_T 中将含有直流分量，会在变压器一次侧产生很大的直流分量，造成磁路饱和，因此全桥电路应注意避免电压直流分量的产生，也可在一次侧回路串联一个电容，以阻断直流电流。

👉为避免同一侧半桥中上下两开关同时导通，每个开关的占空比不能超过50%，还应留有裕量。

◆ 输出电压

👉滤波电感电流连续时

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{2t_{on}}{T} \quad (5-55)$$

👉输出电感电流不连续，输出电压 U_o 将高于式（5-55）的计算值，并随负载减小而升高，在负载为零的极限情况下

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} U_i$$



5.3.5 推挽电路

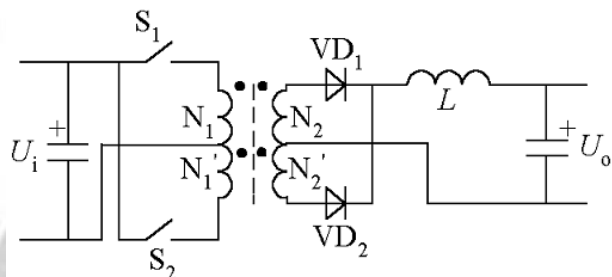


图 5-20 推挽电路原理图

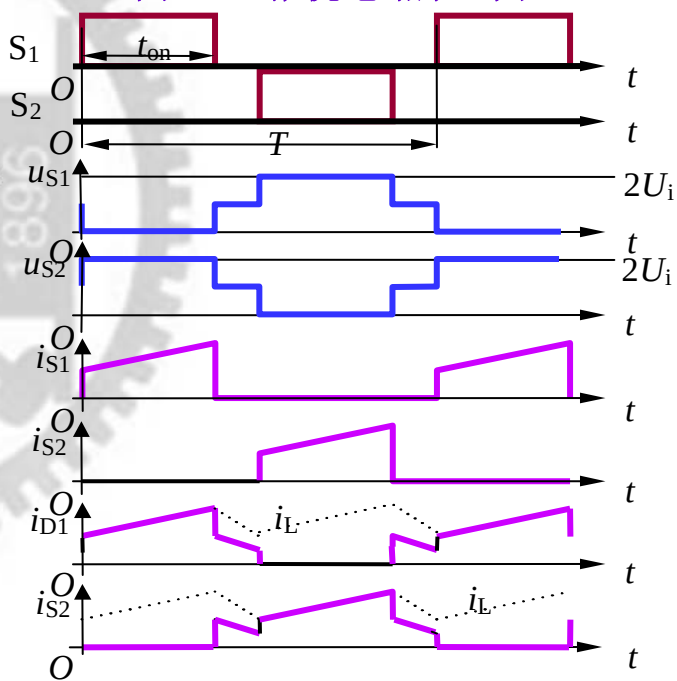


图 5-21 推挽电路的理想化波形

■ 推挽电路

◆ 工作过程

👉 推挽电路中两个开关 S_1 和 S_2 交替导通，在绕组 N_1 和 N'_1 两端分别形成相位相反的交流电压。

👉 S_1 导通时，二极管 VD_1 处于通态，电感 L 的电流逐渐上升， S_2 导通时，二极管 VD_2 处于通态，电感 L 电流也逐渐上升。

👉 当两个开关都关断时， VD_1 和 VD_2 都处于通态，各分担一半的电流， S_1 和 S_2 断态时承受的峰值电压均为2倍 U_i 。



5.3.5 推挽电路

✎如果 S_1 和 S_2 同时导通，就相当于变压器一次侧绕组短路，因此应避免两个开关同时导通，每个开关各自的占空比不能超过**50%**，还要留有死区。

◆输出电压

✎当滤波电感 L 的电流连续时

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{N_2}{N_1} \frac{2t_{on}}{T} \quad (5-56)$$

✎输出电感电流不连续，输出电压 U_o 将高于式（5-56）的计算值，并随负载减小而升高，在负载为零的极限情况下

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} U_i$$



5.3.5 推挽电路

表 5-1 各种不同的间接直流变流电路的比较

电路	优点	缺点	功率范围	应用领域
正激	电路较简单，成本低，可靠性高，驱动电路简单	变压器单向激磁，利用率低	几百W~几kW	各种中、小功率电源
反激	电路非常简单，成本很低，可靠性高，驱动电路简单	难以达到较大的功率，变压器单向激磁，利用率低	几W~几十W	小功率电子设备、计算机设备、消费电子设备电源。
全桥	变压器双向励磁，容易达到大功率	结构复杂，成本高，有直通问题，可靠性低，需要复杂的多组隔离驱动电路	几百W~几百kW	大功率工业用电源、焊接电源、电解电源等
半桥	变压器双向励磁，没有变压器偏磁问题，开关较少，成本低	有直通问题，可靠性低，需要复杂的隔离驱动电路	几百W~几kW	各种工业用电源，计算机电源等
推挽	变压器双向励磁，变压器一次侧电流回路中只有一个开关，通态损耗较小，驱动简单	有偏磁问题	几百W~几kW	低输入电压的电源



5.3.6 全波整流和全桥整流

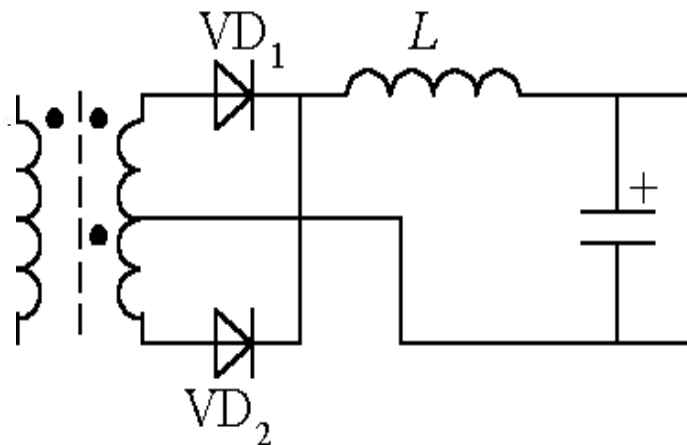


图5-22 a)全波整流电路原理图

- 双端电路中常用的整流电路形式为全波整流电路和全桥整流电路。
- 全波整流电路的特点
 - ◆ 优点：电感 L 的电流回路中只有一个二极管压降，损耗小，而且整流电路中只需要2个二极管，元件数较少。
 - ◆ 缺点：二极管断态时承受的反压较高，对器件耐压要求较高，而且变压器二次侧绕组有中心抽头，结构较复杂。
 - ◆ 适用场合：输出电压较低的情况下（ $<100V$ ）。



5.3.6 全波整流和全桥整流

■全桥电路的特点

- ◆优点：二极管在断态承受的电压仅为交流电压幅值，变压器的绕组简单。
- ◆缺点：电感 L 的电流回路中存在两个二极管压降，损耗较大，而且电路中需要4个二极管，元件数较多。
- ◆适用场合：高压输出的情况下。

■同步整流电路

- ◆当电路的输出电压非常低时，可以采用同步整流电路，利用低电压MOSFET具有非常小的导通电阻的特性降低整流电路的导通损耗，进一步提高效率。
- ◆这种电路的缺点是需要对 V_1 和 V_2 的通与断进行控制，增加了控制电路的复杂性。

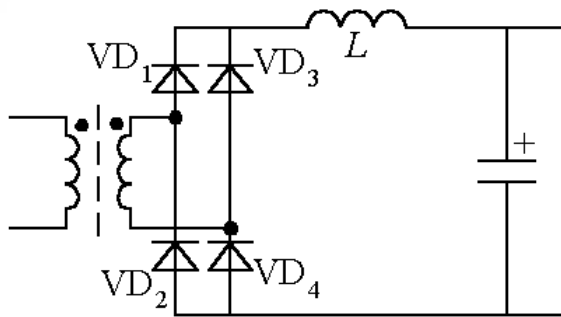


图5-22 b)全桥整流电路原理图

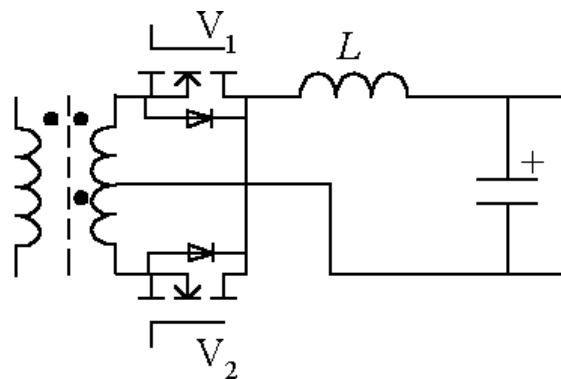


图5-23 同步整流电路原理图



5.3.7 开关电源

- 如果输入端的直流电源是由交流电网整流得来，则构成**交—直—交—直**电路，采用这种电路的装置通常被称为开关电源。
- 由于开关电源采用了**工作频率较高**的交流环节，变压器和滤波器都大大减小，因此同等功率条件下其体积和重量都远远小于相控整流电源。
- 工作频率的提高还有利于控制性能的提高。



本章小结

- 直流-直流变流电路（**DC/DC Converter**）包括直接直流变流电路和间接直流变流电路。
- 直接直流变流电路包括6种基本斩波电路、2种复合斩波电路及多相多重斩波电路，其中最基本的是降压斩波电路和升压斩波电路两种。
- 常见的间接直流变换电路可以分为单端和双端电路两大类，单端电路包括正激和反激两类，双端电路包括全桥、半桥和推挽三类，每一类电路都可能有多种不同的拓扑形式或控制方法。



第6章 交流变流电路

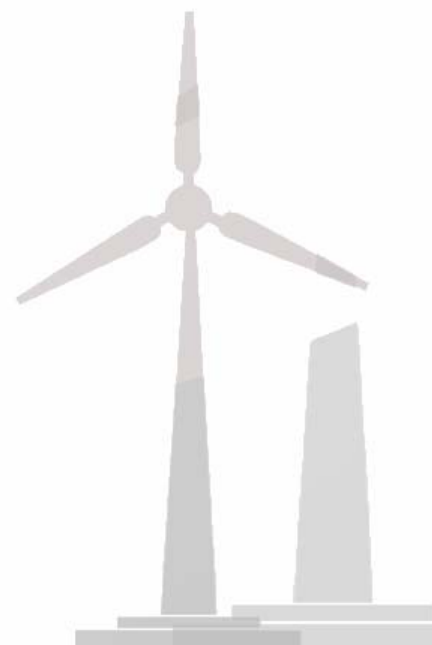
6.1 交流调压电路

6.2 其他交流电力控制电路

6.3 交交变频电路

6.4 矩阵式变频电路

本章小结





引言

- 交流-交流变流电路：把一种形式的交流变成另一种形式交流的电路。
- 交流-交流变换电路可以分为直接方式（即无中间直流环节）和间接方式（有中间直流环节）两种。
- 直接方式
 - ◆ 交流电力控制电路：只改变电压、电流或对电路的通断进行控制，而不改变频率的电路。
 - ◆ 变频电路：改变频率的电路。



6.1 交流调压电路

6.1.1 单相交流调压电路

6.1.2 三相交流调压电路





6.1 交流调压电路·引言

- 把两个晶闸管反并联后串联在交流电路中，通过对晶闸管的控制就可以控制交流输出。
- 交流电力控制电路
 - ◆ 交流调压电路：在每半个周波内通过对晶闸管开通相位的控制，调节输出电压有效值的电路。
 - ◆ 交流调功电路：以交流电的周期为单位控制晶闸管的通断，改变通态周期数和断态周期数的比，调节输出功率平均值的电路。
 - ◆ 交流电力电子开关：串入电路中根据需要接通或断开电路的晶闸管。
- 应用
 - ◆ 灯光控制（如调光台灯和舞台灯光控制）。
 - ◆ 异步电动机软起动。
 - ◆ 异步电动机调速。
 - ◆ 供用电系统对无功功率的连续调节。
 - ◆ 在高压小电流或低压大电流直流电源中，用于调节变压器一次电压。



6.1.1 单相交流调压电路

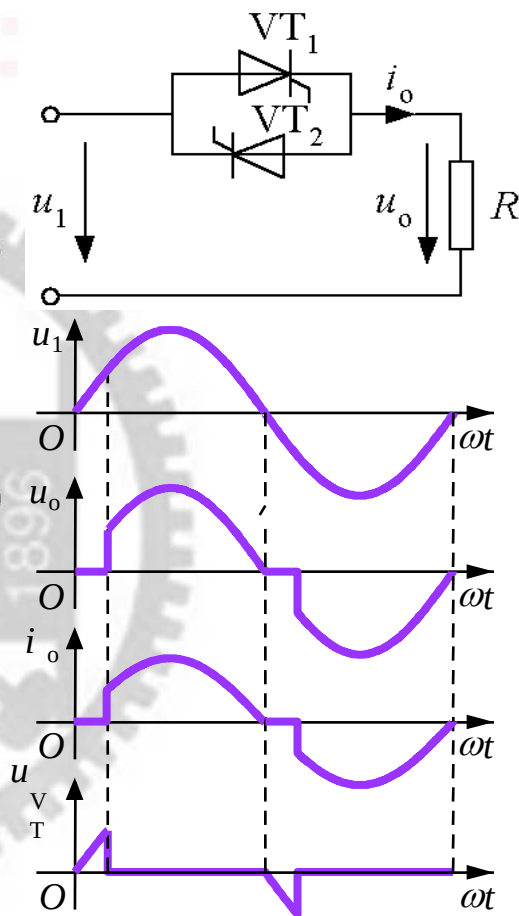


图6-1 电阻负载单相交流调压电路及其波形

■ 电阻负载

◆ 工作过程

在交流电源 u_1 的正半周和负半周，分别对 VT_1 和 VT_2 的开通角 α 进行控制就可以调节输出电压。

◆ 基本的数量关系

负载电压有效值 U_o

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2}U_1 \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = U_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6-1)$$

负载电流有效值 I_o

$$I_o = \frac{U_o}{R} \quad (6-2)$$

晶闸管电流有效值 I_T

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_1 \sin \omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_1}{R} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} \quad (6-3)$$

功率因数 λ

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_o I_o}{U_1 I_o} = \frac{U_o}{U_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (6-4)$$



6.1.1 单相交流调压电路

◆ α 的移相范围为 $0 \leq \alpha \leq \pi$ ，随着 α 的增大， U_o 逐渐降低， λ 逐渐降低。

■ 阻感负载

◆ 工作过程

👉 若晶闸管短接，稳态时负载电流为正弦波，相位滞后于 u_1 的角度为 φ ，当用晶闸管控制时，只能进行滞后控制，使负载电流更为滞后。

👉 设负载的阻抗角为 $\varphi = \text{tg}^{-1}(\omega L / R)$ ，稳态时 α 的移相范围应为 $\varphi \leq \alpha \leq \pi$ 。

👉 在 $\omega t = \alpha$ 时刻开通晶闸管 VT_1 ，可求得导通角 θ ，即

$$\sin(\alpha + \theta - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{-\theta}{\text{tg}\varphi}} \quad (6-7)$$

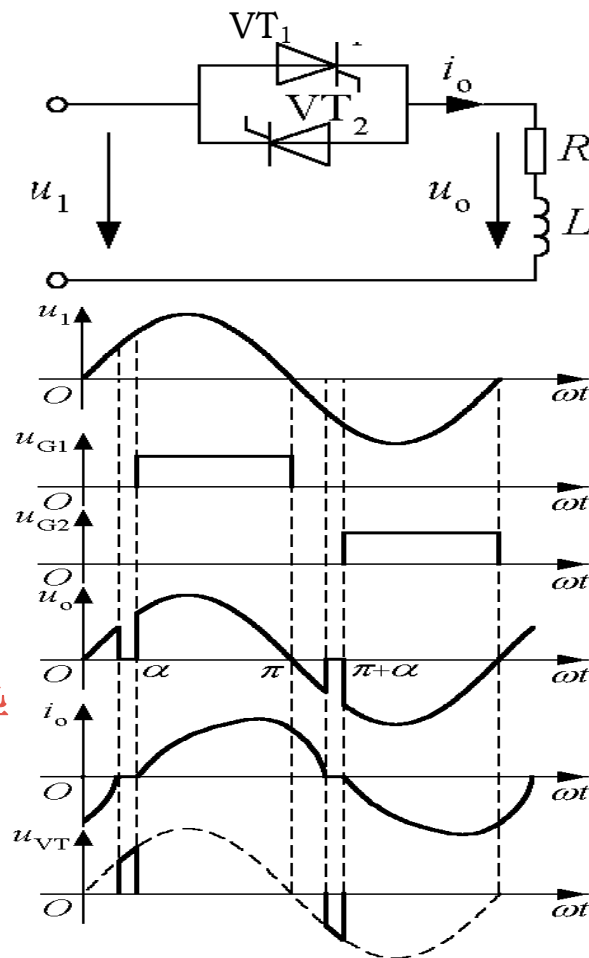


图6-2 阻感负载单相交流调压电路及其波形



6.1.1 单相交流调压电路

以 φ 为参变量，利用式(6-7)可以把 α 和 θ 的关系用图6-3的一簇曲线来表示。

◆基本的数量关系

👉 负载电压有效值 U_o

$$\begin{aligned} U_o &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} (\sqrt{2}U_1 \sin \omega t)^2 d(\omega t)} \\ &= U_1 \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{1}{2\pi} [\sin 2\alpha - \sin(2\alpha + 2\theta)]} \quad (6-8) \end{aligned}$$

👉 晶闸管电流有效值 I_{VT}

$$\begin{aligned} I_{VT} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\theta} \left\{ \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}} \right] \right\}^2 d(\omega t)} \\ &= \frac{U_1}{\sqrt{2\pi} Z} \sqrt{\theta - \frac{\sin \theta \cos(2\alpha + \varphi + \theta)}{\cos \varphi}} \quad (6-9) \end{aligned}$$

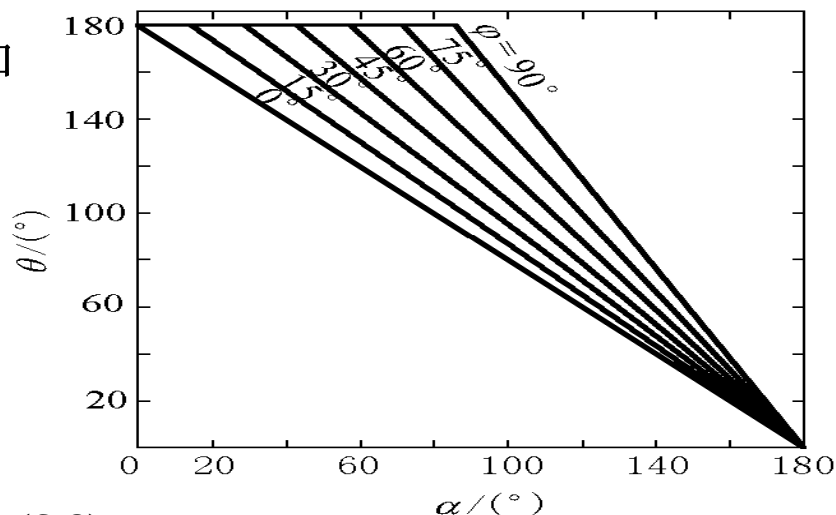


图6-3 单相交流调压电路以 φ 为参变量的 θ 和 α 关系曲线



6.1.1 单相交流调压电路

👉 负载电流有效值 I_o

$$I_o = \sqrt{2} I_{VT}$$

(6-10)

👉 晶闸管电流 I_{VT} 的标么值

$$I_{VTN} = I_{VT} \frac{Z}{\sqrt{2} U_1}$$

(6-11)

式中 $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$

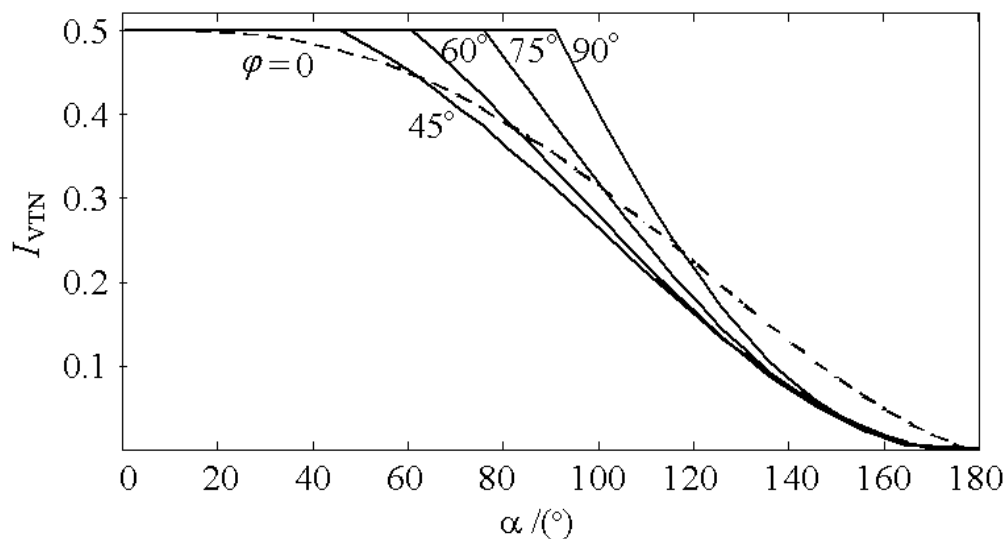


图6-4 单相交流调压电路 φ 为参变量时 I_{VTN} 和 α 关系曲线



6.1.1 单相交流调压电路

◆ $\alpha < \varphi$ 时的工作情况

👉 VT_1 的导通时间 **超过** π 。

👉 触发 VT_2 时, i_o 尚未过零, VT_1 仍导通, VT_2 不会导通, i_o 过零后, VT_2 才可开通, VT_2 导通角 **小于** π 。

👉 i_o 有 **指数衰减分量**, 在指数分量衰减过程中, VT_1 导通时间渐短, VT_2 的导通时间渐长。

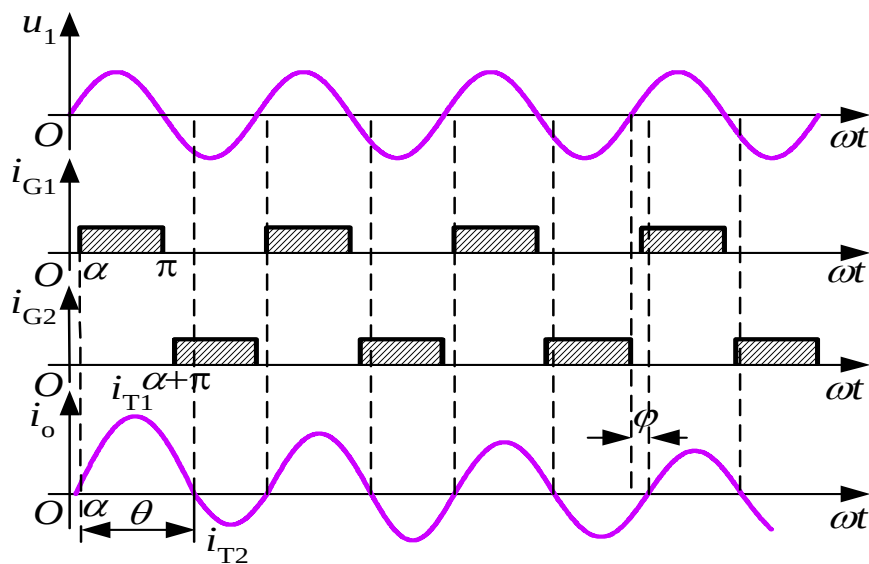


图6-5 $\alpha < \varphi$ 时阻感负载交流调压电路工作波形



6.1.1 单相交流调压电路

◆例6-1 一单相交流调压器，输入交流电压为220V，50Hz，负载为电阻电感，其中 $R=8\Omega$ ， $X_L=6\Omega$ 。试求 $\alpha=\pi/6$ 、 $\pi/3$ 时的输出电压、电流有效值及输入功率和功率因数。

解：负载阻抗及负载阻抗角分别为：

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} = 10\Omega$$
$$\varphi = \arctan\left(\frac{X_L}{R}\right) = \arctan\left(\frac{6}{8}\right) = 0.6435 = 36.87^\circ$$

因此开通角 α 的变化范围为：

$$\varphi \leq \alpha < \pi$$

即

$$0.6435 \leq \alpha < \pi$$

①当 $\alpha=\pi/6$ 时，由于 $\alpha < \varphi$ ，因此晶闸管调压器全开放，输出电压为完整的正弦波，负载电流也为最大，此时输出功率最大，为

$$I_{in} = I_o = \frac{220}{Z} = 22(A)$$



6.1.1 单相交流调压电路

$$P_{in} = I_{in}^2 R = 3872(W)$$

功率因数为

$$\lambda = \frac{P_{in}}{U_1 I_o} = \frac{3872}{220 \times 22} = 0.8$$

实际上，此时的功率因数也就是负载阻抗角的余弦。

② $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 时，先计算晶闸管的导通角，由式（6-7）得

$$\sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta - 0.6435\right) = \sin\left(\frac{\pi}{3} - 0.6435\right) e^{\frac{-\theta}{\tan \varphi}}$$

解上式可得晶闸管导通角为：

$$\theta = 2.727 = 156.2^\circ$$



6.1.1 单相交流调压电路

$$\begin{aligned} I_{VT} &= \frac{U_1}{\sqrt{2\pi}Z} \sqrt{\theta - \frac{\sin \theta \cos(2\alpha + \varphi + \theta)}{\cos \varphi}} \\ &= \frac{220}{\sqrt{2\pi} \times 10} \times \sqrt{2.727 - \frac{\sin 2.727 \times \cos(2\pi/3 + 0.6435 + 2.727)}{0.8}} \\ &= 13.55(A) \end{aligned}$$

$$I_{in} = I_o = I_{VT} = 19.16(A)$$

$$P_{in} = I_{in}^2 R = 2937(W)$$

$$\lambda = \frac{P_{in}}{U_1 I_o} = \frac{2937}{220 \times 19.16} = 0.697$$



6.1.1 单相交流调压电路

■ 单相交流调压电路的谐波分析

◆ 带电阻负载时，对负载电压 u_o 进行谐波分析

$$u_o(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (6-12)$$

式中

$$a_1 = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\pi} (\cos 2\alpha - 1)$$

$$b_1 = \frac{\sqrt{2}U_1}{2\pi} [\sin 2\alpha + 2(\pi - \alpha)]$$

$$a_n = \frac{\sqrt{2}U_1}{\pi} \left\{ \frac{1}{n+1} [\cos(n+1)\alpha - 1] - \frac{1}{n-1} [\cos(n-1)\alpha - 1] \right\} \quad (n=3,5,7,\dots)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}U_1}{\pi} \left[\frac{1}{n+1} \sin(n+1)\alpha - \frac{1}{n-1} \sin(n-1)\alpha \right] \quad (n=3,5,7,\dots)$$



6.1.1 单相交流调压电路

基波和各次谐波的有效值可按下式求出

$$U_{on} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (n=1,3,5,7,\dots) \quad (6-13)$$

负载电流基波和各次谐波的有效值为

$$I_{on} = U_{on} / R$$

◆ 电流基波和各次谐波标么值随 α 变化的曲线，如图6-6所示，其中**基准电流为 $\alpha=0$ 时的电流有效值**。

◆ 阻感负载时

☞ 电流谐波次数和电阻负载时相同，也只含**3、5、7...**等次谐波。

☞ 随着次数的增加，谐波含量减少。

☞ 和电阻负载时相比，阻感负载时的谐波电流含量少一些。

☞ 当 α 角相同时，随着阻抗角 φ 的增大，谐波含量有所减少。

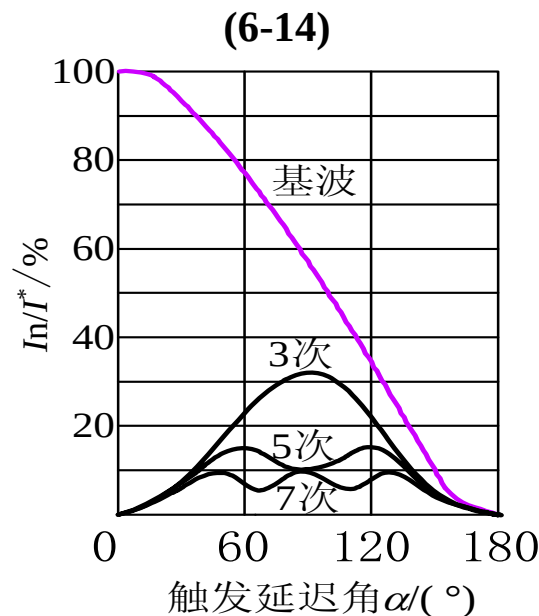


图6-6 电阻负载单相交流调压电路基波和谐波电流含量



6.1.1 单相交流调压电路

■ 斩控式交流调压电路

◆ 工作原理

👉 用 V_1 , V_2 进行斩波控制, 用 V_3 , V_4 给负载电流提供续流通路。

👉 设斩波器件 (V_1 , V_2) 导通时间为 t_{on} , 开关周期为 T , 则导通比 $\alpha = t_{on}/T$, 通过改变 α 来调节输出电压。

◆ 电源电流的基波分量是和电源电压同相位的, 即位移因数为1, 电源电流中不含低次谐波, 只含和开关周期 T 有关的高次谐波, 这些高次谐波用很小的滤波器即可滤除, 这时电路的功率因数接近1。

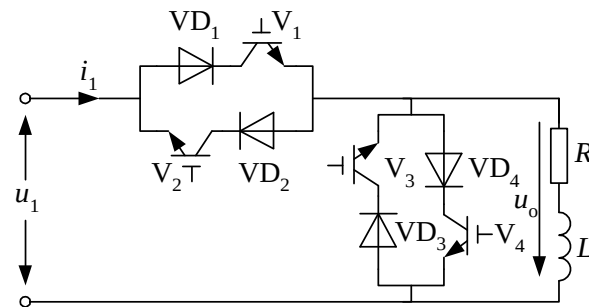


图6-7 斩控式交流调压电路

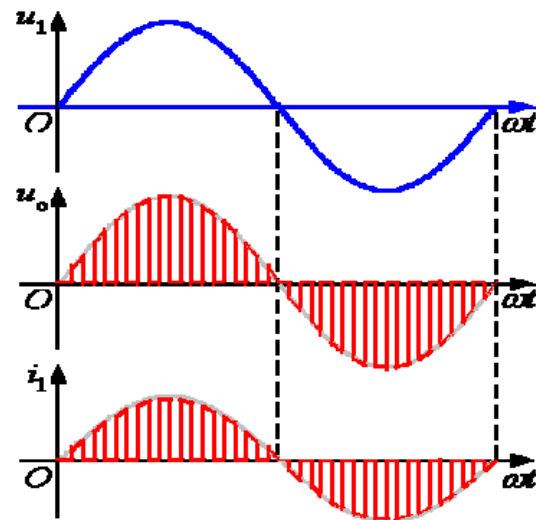


图6-8 电阻负载斩控式交流调压电路波形



6.1.2 三相交流调压电路

■ 根据三相联结形式的不同，三相交流调压电路具有多种形式。

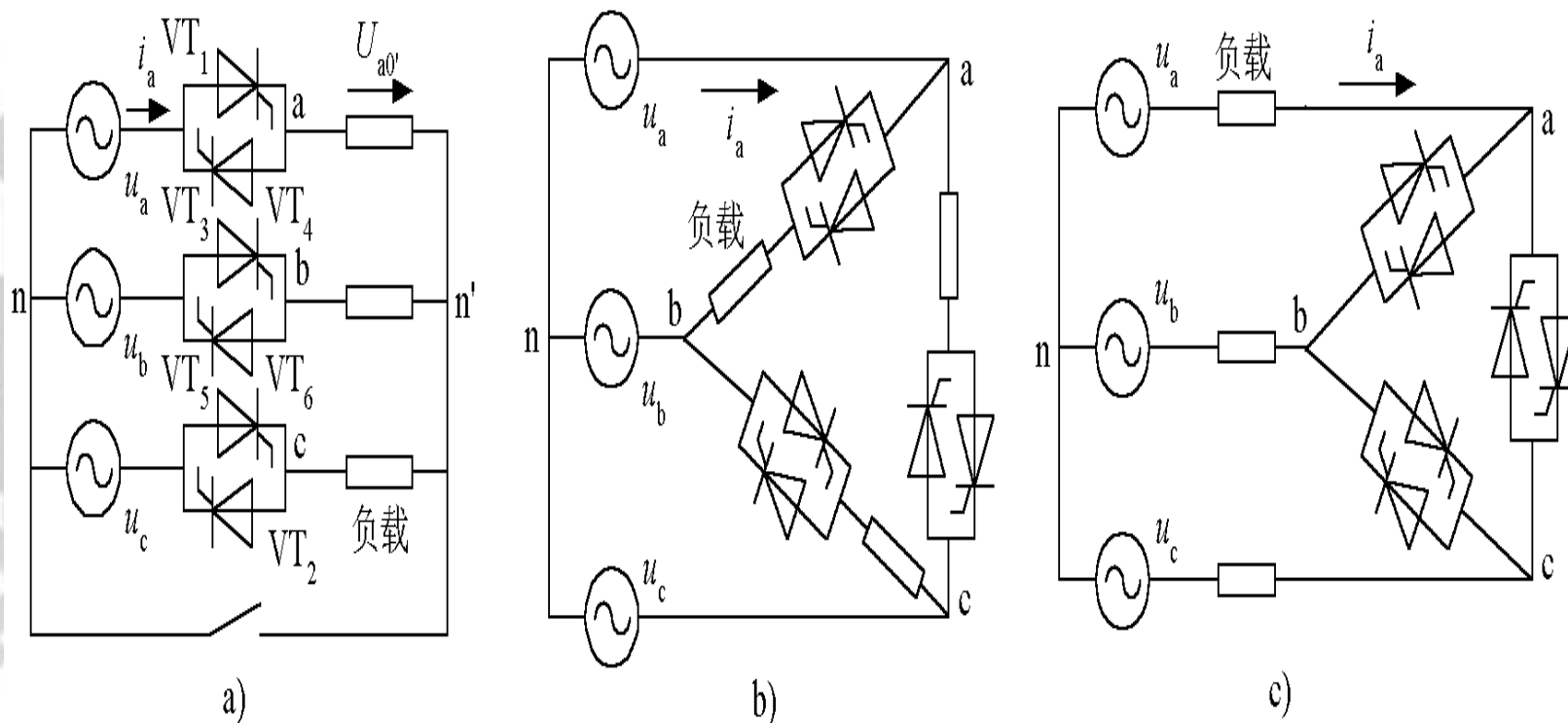


图6-9 三相交流调压电路

a)星形联结 b)支路控制三角形联结 c)中点控制三角形联结



6.1.2 三相交流调压电路

■ 星形联结电路

◆ 分为三相三线和三相四线两种情况。

◆ 三线四相

☞ 相当于三个单相交流调压电路的组合，三相相互错开 120° 工作。

☞ 基波和3倍次以外的谐波在三相之间流动，不流过零线，3的整数倍次谐波是同相位的，不能在各相之间流动，全部流过零线。

☞ 当 $\alpha=90^\circ$ 时，零线电流甚至和各相电流的有效值接近。

◆ 三相三线带电阻负载时的工作原理

☞ 任一相导通须和另一相构成回路，因此电流通路中至少有两个晶闸管，应采用双脉冲或宽脉冲触发。

☞ 触发脉冲顺序和三相桥式全控整流电路一样，为 $VT_1 \sim VT_6$ ，依次相差 60° 。

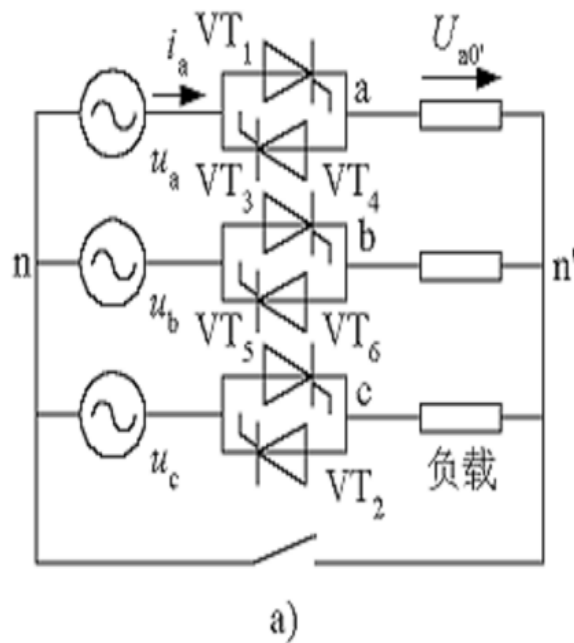


图6-9 a)星形联结



6.1.2 三相交流调压电路

✎把相电压过零点定为开通角 α 的起点，三相三线电路中，两相间导通时是靠线电压导通的，而线电压超前相电压 30° ，因此 α 角的移相范围是 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。

✎根据任一时刻导通晶闸管个数以及半个周波内电流是否连续可将

$0^\circ \sim 150^\circ$ 的移相范围分为如下三段

✓ $0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$ 范围内，电路处于三个晶闸管导通与两个晶闸管导通的交替状态，每个晶闸管导通角度为 $180^\circ - \alpha$ ，但 $\alpha=0^\circ$ 时是一种特殊情况，一直是三个晶闸管导通。

✓ $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ 范围内，任一时刻都是两个晶闸管导通，每个晶闸管的导通角度为 120° 。

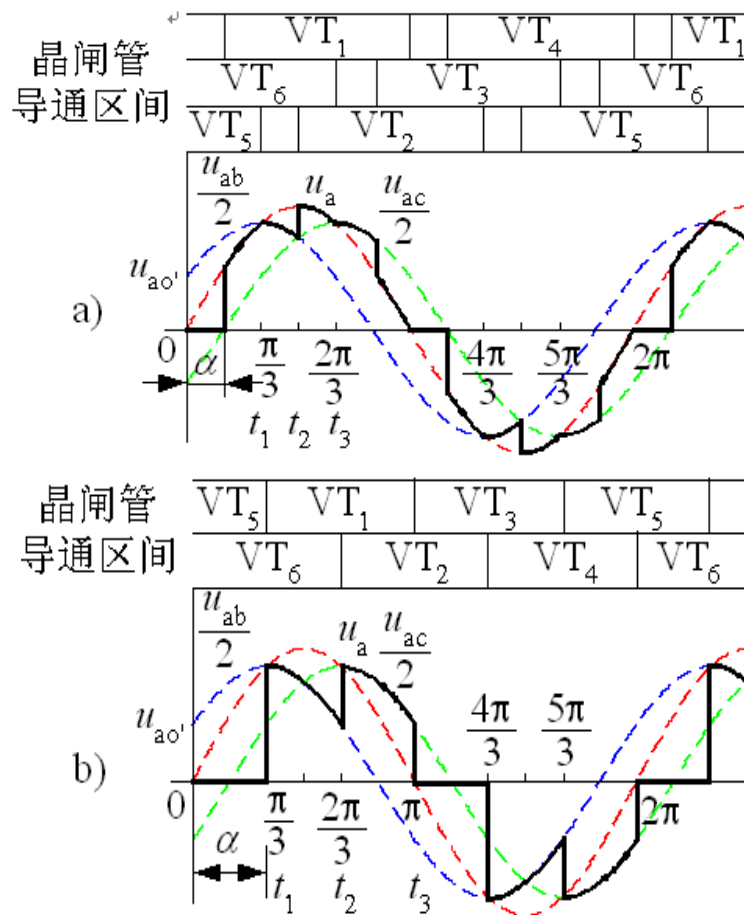


图6-10 不同 α 角时负载相电压波形

a) $\alpha=30^\circ$ b) $\alpha=60^\circ$



6.1.2 三相交流调压电路

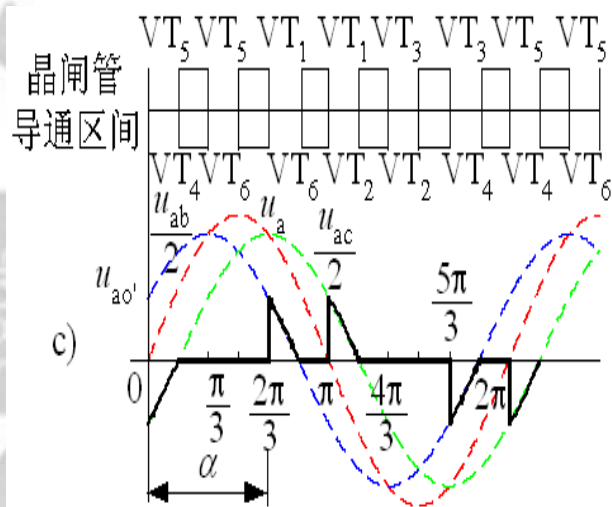


图6-10 不同 α 角时负载相电压波形
c) $\alpha=120^\circ$

✓ $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ 范围内，电路处于两个晶闸管导通与无晶闸管导通的交替状态，每个晶闸管导通角度为 $300^\circ - 2\alpha$ ，而且这个导通角度被分割为不连续的两部分，在半周波内形成两个断续的波头，各占 $150^\circ - \alpha$ 。

👉 谐波分析

✓ 电流谐波次数为 $6k \pm 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$)。

✓ 谐波次数越低，含量越大。

✓ 和单相交流调压电路相比，没有3倍次谐波，因为三相对称时，它们不能流过三相三线电路。



6.1.2 三相交流调压电路

■ 支路控制三角联结电路

◆ 由三个单相交流调压电路组成，分别在不同的线电压作用下工作。

◆ 单相交流调压电路的分析方法和结论完全适用，输入线电流（即电源电流）为与该线相连的两个负载相电流之和。

◆ 谐波分析

👉 3倍次谐波相位和大小相同，在三角形回路中流动，而不出现在线电流中。

👉 线电流中所谐波次数为 $6k \pm 1$ (k 为正整数)。

👉 在相同负载和 α 角时，线电流中谐波含量少于三相三线星形电路。

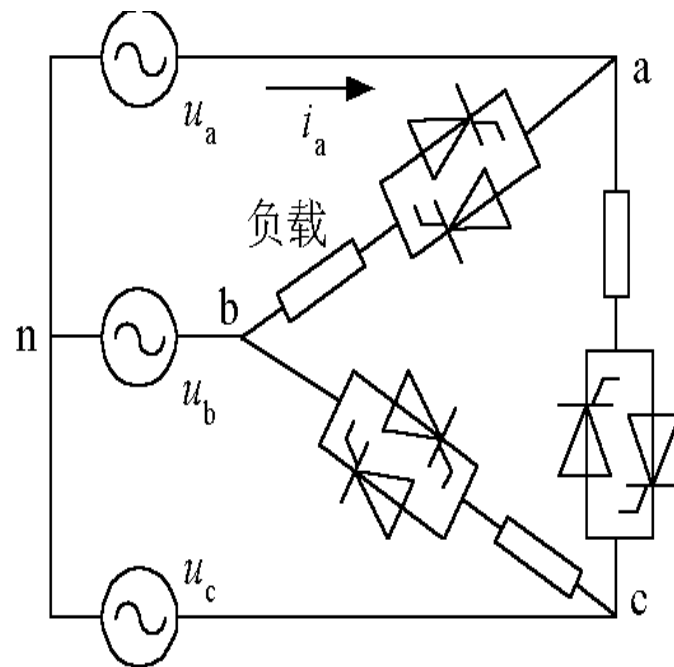


图6-9 三相交流调压电路
b) 支路控制三角形联结



6.2 其他交流电力控制电路

6.2.1 交流调功电路

6.2.2 交流电力电子开关





6.2.1 交流调功电路

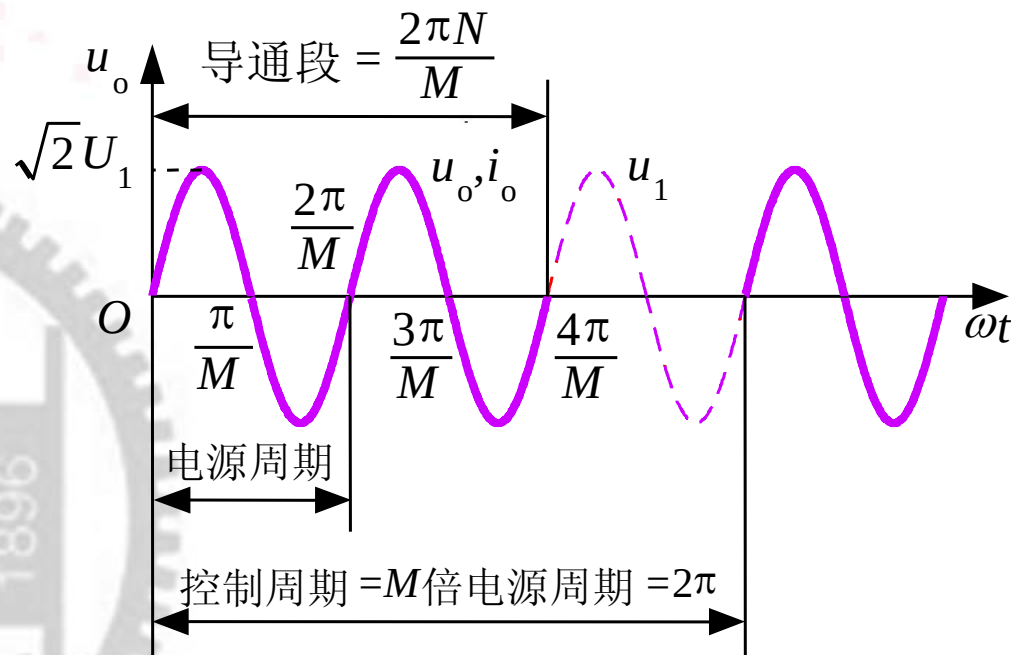
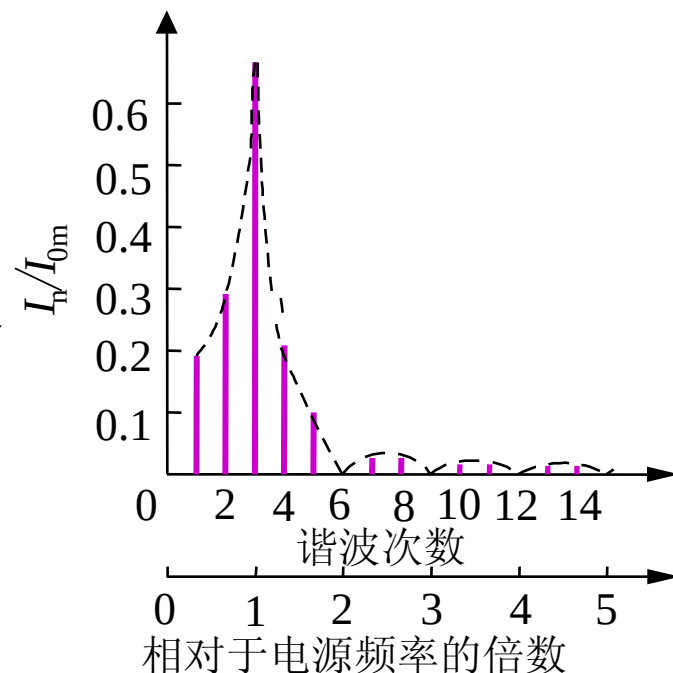


图6-11 交流调功电路典型波形($M=3$ 、 $N=2$)





6.2.1 交流调功电路

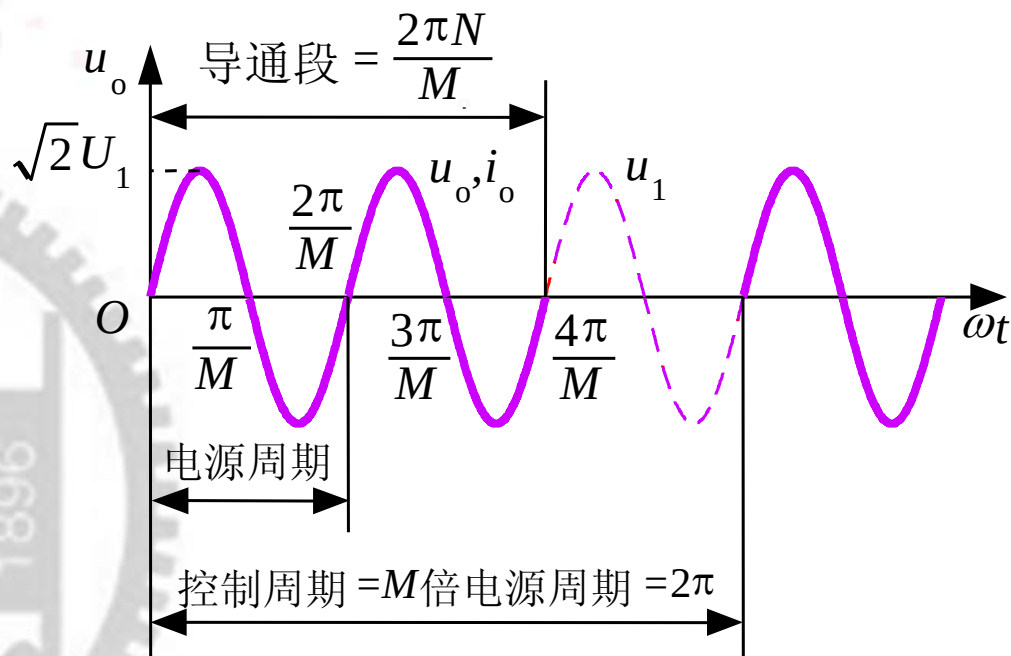


图6-11 交流调功电路典型波形($M=3$ 、 $N=2$)

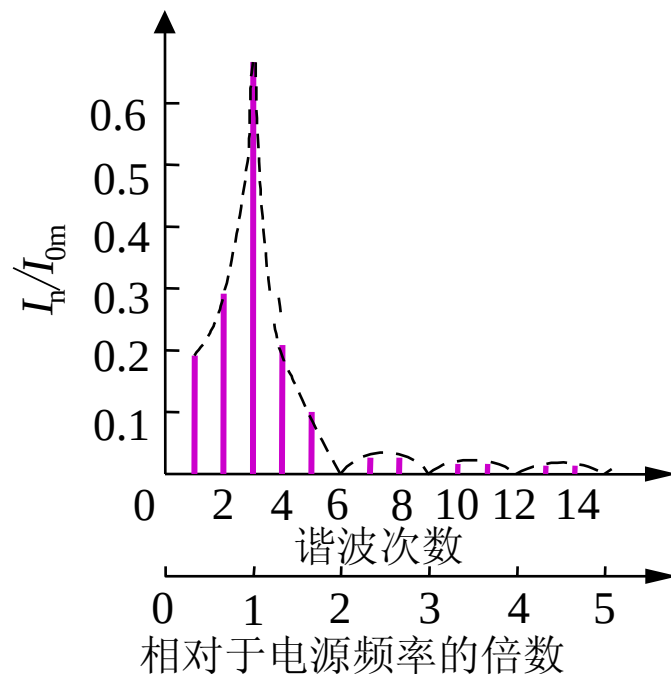


图6-12 交流调功电路的电流频谱图($M=3$ 、 $N=2$)

◆ 谐波分析

👉 在交流电源接通期间，负载电压电流都是**正弦波**，不对电网电压电流造成通常意义的谐波污染。

👉 如果以电源周期为基准，电流中不含整数倍频率的谐波，但含有**非整数倍频率的谐波**，而且在电源频率附近，非整数倍频率谐波的含量较大。



6.2.2 交流电力电子开关

- 交流电力电子开关：把晶闸管反并联后串入交流电路中，代替电路中的机械开关，起接通和断开电路的作用。
- 优点：响应速度快，没有触点，寿命长，可以频繁控制通断。
- 与交流调功电路的区别
 - ◆ 并不控制电路的平均输出功率。
 - ◆ 通常没有明确的控制周期，只是根据需要控制电路的接通和断开。
 - ◆ 控制频度通常比交流调功电路低得多。



6.3 交交变频电路

6.3.1 单相交交变频电路

6.3.2 三相交交变频电路





6.3.1 单相交交变频电路

■ 交交变频电路是把电网频率的交流电直接转换成可调频率的交流电的变流电路，因为没有中间直流环节，因此属于**直接变频电路**。

■ 电路构成和基本工作原理

◆ 由P组和N组反并联的晶闸管相控整流电路构成，和直流电动机可逆调速用的四象限变流电路完全相同。

◆ 工作原理

👉 P组工作时，负载电流 i_o 为**正**，
N组工作时， i_o 为**负**。

👉 两组变流器按一定的频率交替工作，负载就得到该频率的交流电。

✓ 改变两组变流器的**切换频率**，
就可以改变输出频率 ω_o 。

✓ 改变变流电路工作时的**控制角**
 α ，就可以改变交流输出电压的**幅值**。

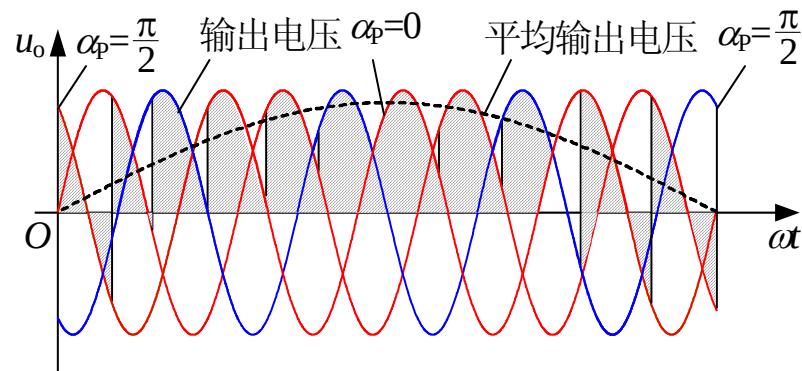
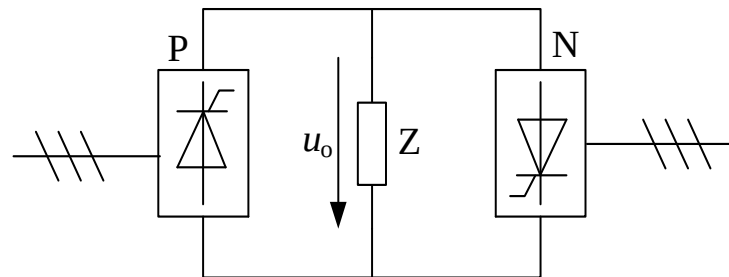


图6-13 单相交交变频电路原理图和输出电压波形



6.3.1 单相交交变频电路

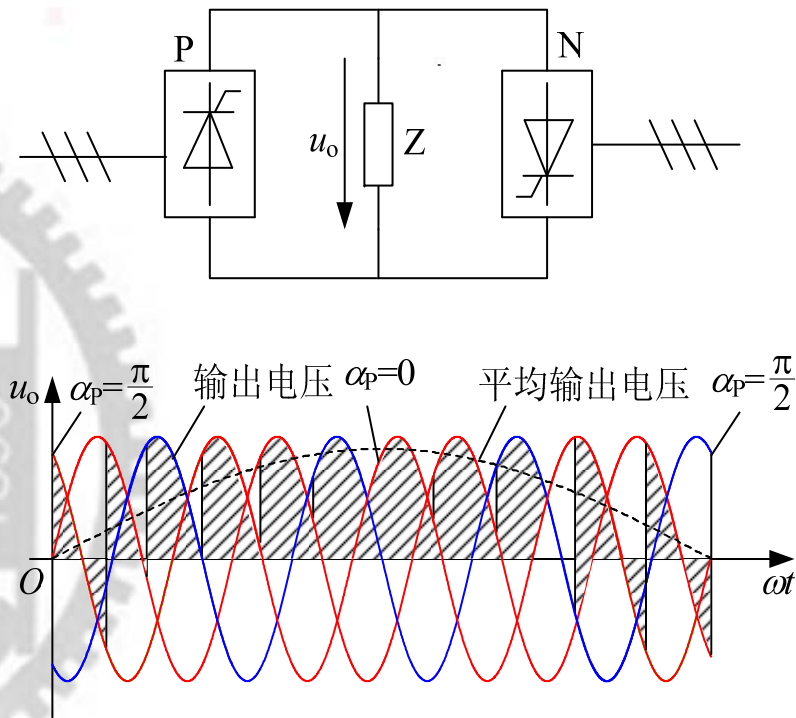


图6-13 单相交交变频电路原理图和输出电压波形

◆为使 u_o 波形接近正弦波，可按正弦规律对 α 角进行调制。

👉在半周期内让P组 α 角按正弦规律从 90° 减到 0° 或某个值，再增加到 90° ，每个控制间隔内的平均输出电压就按正弦规律从零增至最高，再减到零；另外半个周期可对N组进行同样的控制。

👉 u_o 由若干段电源电压拼接而成，在 u_o 的一个周期内，包含的电源电压段数越多，其波形就越接近正弦波。



6.3.1 单相交交变频电路

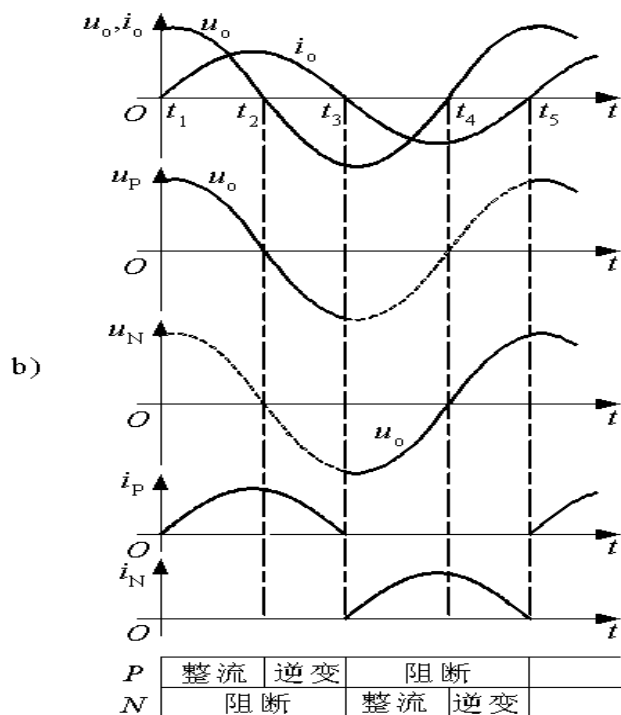
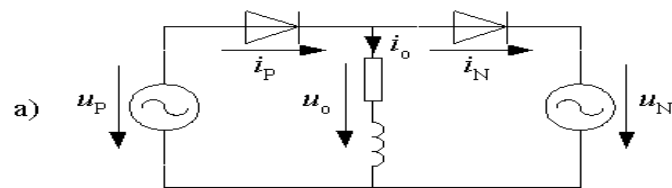


图6-14 理想化交交变频电路的整流和逆变工作状态

■ 整流与逆变工作状态

◆ 以阻感负载为例，把电路等效成图6-14a所示的正弦波交流电源和二极管的串联，二极管体现了交流电路的电流的单方向性。

◆ 设负载阻抗角为 φ ，则输出电流滞后输出电压 φ 角，两组变流电路采取**无环流工作方式**，即一组变流电路工作时，封锁另一组变流电路的触发脉冲。

◆ 工作状态

👉 $t_1 \sim t_3$ 期间： i_o 处于正半周，正组工作，反组被封锁。

✓ $t_1 \sim t_2$ 阶段： u_o 和 i_o 均为正，正组整流，输出功率为正。

✓ $t_2 \sim t_3$ 阶段： u_o 反向， i_o 仍为正，正组逆变，输出功率为负。



6.3.1 单相交交变频电路

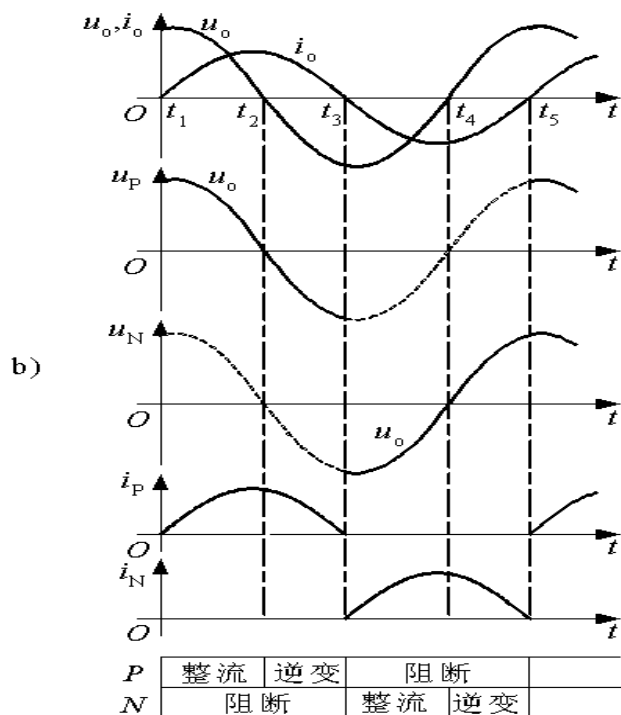
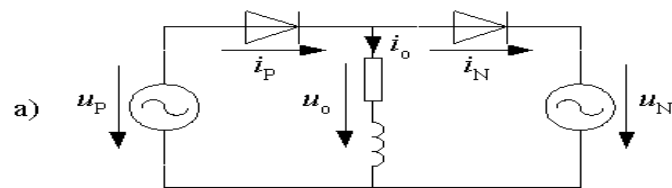


图6-14 理想化交交变频电路的整流和逆变工作状态

👉 $t_3 \sim t_5$ 期间: i_o 处于负半周, 反组工作, 正组被封锁。

✓ $t_3 \sim t_4$ 阶段: u_o 和 i_o 均为负, 反组整流, 输出功率为正。

✓ $t_4 \sim t_5$ 阶段: u_o 反向, i_o 仍为负, 反组逆变, 输出功率为负。

◆ 结论

👉 哪组变流电路工作由 i_o 方向决定, 与 u_o 极性无关。

👉 变流电路工作在整流还是逆变状态, 根据 u_o 方向与 i_o 方向是否相同来确定。



6.3.1 单相交交变频电路

◆考虑到无环流工作模式下负载电流过零的正反组切换死区时间，一周期的波形可分为**6段**：第1段 $i_o < 0$ ， $u_o > 0$ ，为反组逆变；第2段电流过零，为切换死区；第3段 $i_o > 0$ ， $u_o > 0$ ，为正组整流；第4段 $i_o > 0$ ， $u_o < 0$ ，为正组逆变；第5段又是切换死区；第6段 $i_o < 0$ ， $u_o < 0$ ，为反组整流。

◆当输出电压和电流的相位差小于 90° 时，一周期内电网向负载提供能量的平均值为正，若负载为电动机，则电动机工作在**电动状态**；当二者相位差大于 90° 时，一周期内电网向负载提供能量的平均值为负，即电网吸收能量，电动机工作在**发电状态**。

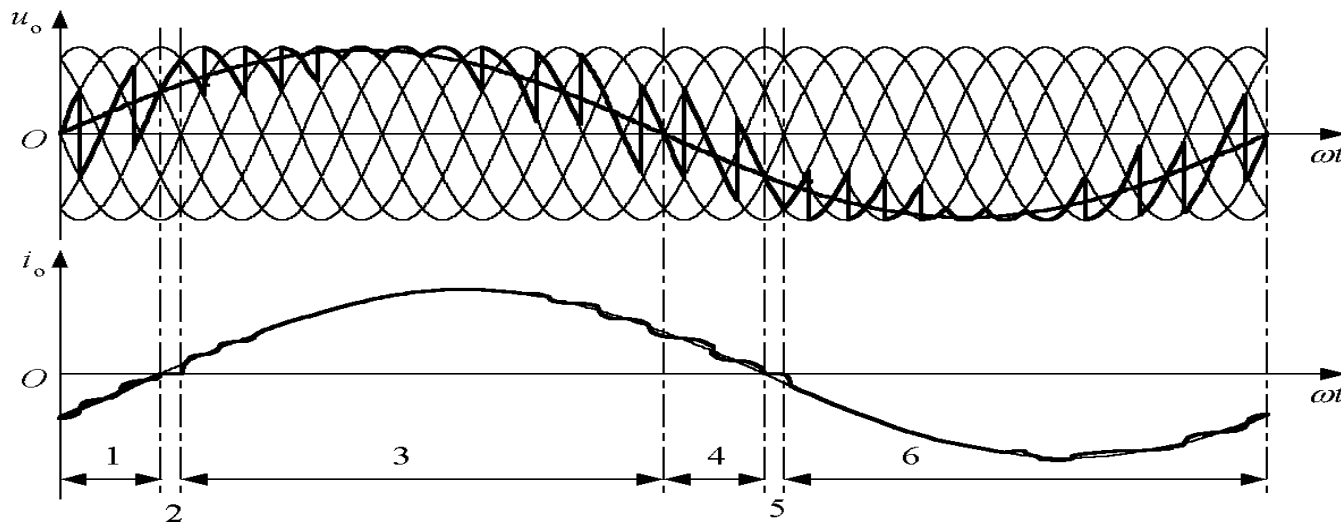


图6-15 单相交交变频电路输出电压和电流波形



6.3.1 单相交交变频电路

■ 输出正弦波电压的调制方法

- ◆ 主要介绍最基本的余弦交点法。
- ◆ 用余弦交点法求交交变频电路 α 角的基本公式
每次控制间隔内输出电压的平均值为

$$\bar{u}_o = U_{d0} \cos \alpha \quad (6-15)$$

式中 U_{d0} 为 $\alpha=0$ 时整流电路的理想空载电压。
要得到的正弦波输出电压为

$$u_o = U_{om} \sin \omega_o t \quad (6-16)$$

比较式(6-15)和(6-16)，应使

$$\cos \alpha = \frac{U_{om}}{U_{d0}} \sin \omega_o t = \gamma \sin \omega_o t \quad (6-17)$$

式中， γ 称为输出电压比， $\gamma = \frac{U_{om}}{U_{d0}} (0 \leq \gamma \leq 1)$
因此

$$\alpha = \cos^{-1}(\gamma \sin \omega_o t) \quad (6-18)$$



6.3.1 单相交变频电路

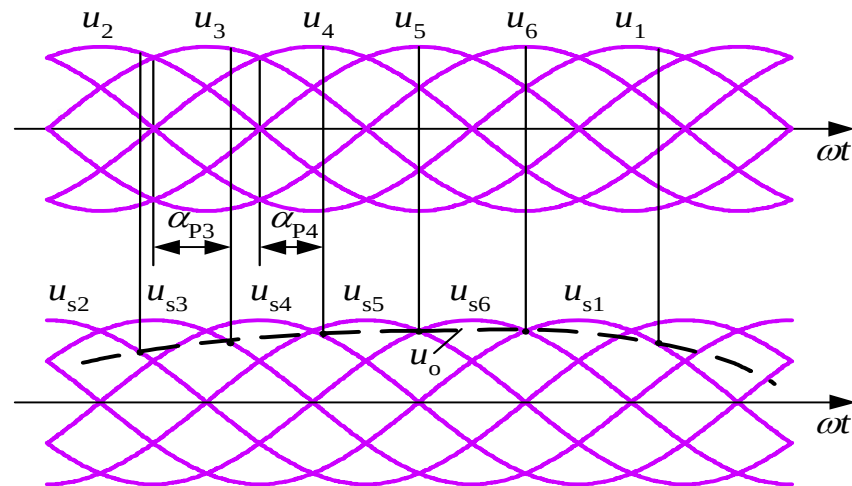


图6-16 余弦交点法原理

◆ 余弦交点法图解

👉 线电压 u_{ab} 、 u_{ac} 、 u_{bc} 、 u_{ba} 、 u_{ca} 和 u_{cb} 依次用 $u_1 \sim u_6$ 表示，相邻两个线电压的交点对应于 $\alpha=0$ 。

👉 $u_1 \sim u_6$ 所对应的同步信号分别用 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 表示， $u_{s1} \sim u_{s6}$ 比相应的 $u_1 \sim u_6$ 超前 30° ， $u_{s1} \sim u_{s6}$ 的最大值和相应线电压 $\alpha=0$ 的时刻对应，以 $\alpha=0$ 为零时刻，则 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 为余弦信号。

👉 希望输出电压为 u_o ，则各晶闸管触发时刻由相应的同步电压 $u_{s1} \sim u_{s6}$ 的下降段和 u_o 的交点来决定。



6.3.1 单相交变频电路

◆ 不同输出 γ 的情况下，在输出电压的一个周期内，控制角 α 随 $\omega_0 t$ 变化的情况如图6-17，图中

$$\begin{aligned}\alpha &= \cos^{-1}(\gamma \sin \omega_0 t) \\ &= \frac{\pi}{2} - \sin^{-1}(\gamma \sin \omega_0 t)\end{aligned}$$

γ 较小，即输出电压较低时， α 只在离 90° 很近的范围内变化，电路的输入功率因数非常低。

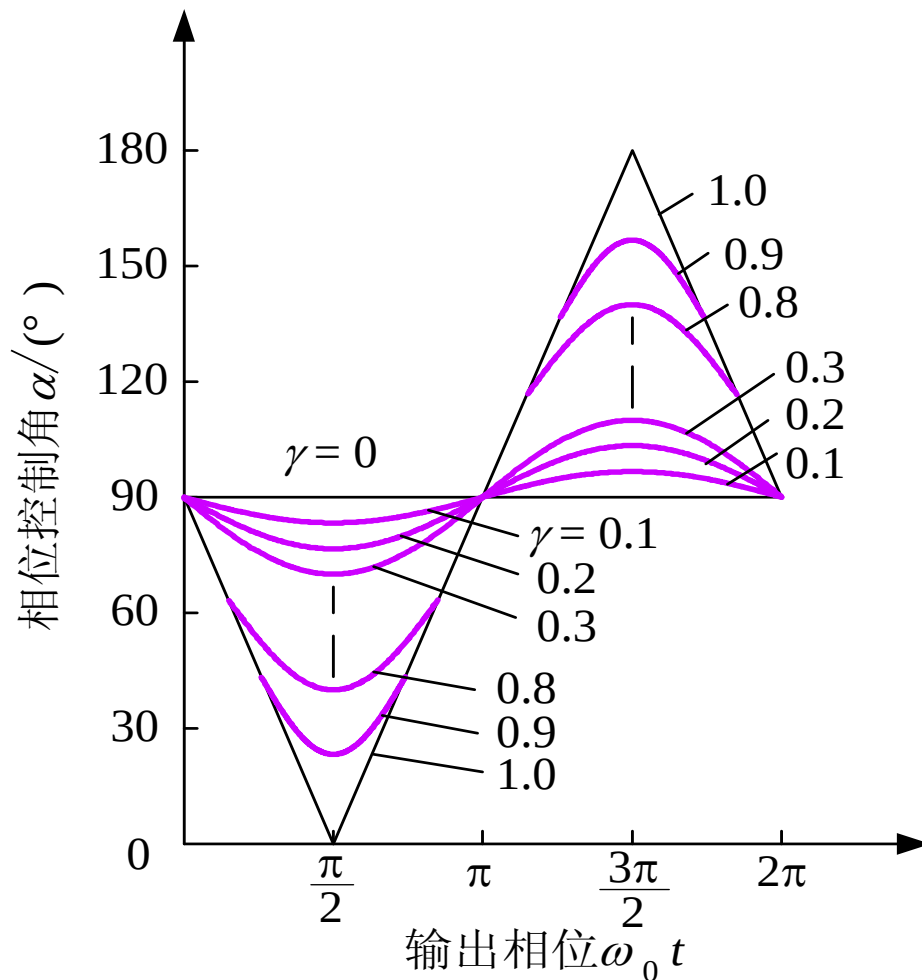


图6-17 不同 γ 时 α 和 $\omega_0 t$ 的关系



6.3.1 单相交交变频电路

■ 输入输出特性

◆ 输出上限频率

👉 输出频率增高时，输出电压一周期所含电网电压段数减少，波形畸变严重，**电压波形畸变**及其导致的**电流波形畸变和转矩脉动**是限制输出频率提高的主要因素。

👉 就输出波形畸变和输出上限频率的关系而言，很难确定一个明确的界限。

👉 当采用**6脉波三相桥式电路**时，一般认为输出上限频率不高于电网频率的 **$1/3 \sim 1/2$** ，电网频率为**50Hz**时，交交变频电路的输出上限频率约为**20Hz**。



6.3.1 单相交交变频电路

◆ 输入功率因数

☞ 输入电流相位总是滞后于输入电压，需要**电网提供无功功率**。

☞ 在输出电压的一个周期内， α 角以 **90°** 为中心而前后变化。

☞ 输出电压比 γ 越小，半周期内 α 的平均值越靠近 **90°** ，位移因数越低；负载功率因数越低，输入功率因数也越低。

☞ 不论负载功率因数是滞后的还是超前的，**输入的无功电流总是滞后的**。

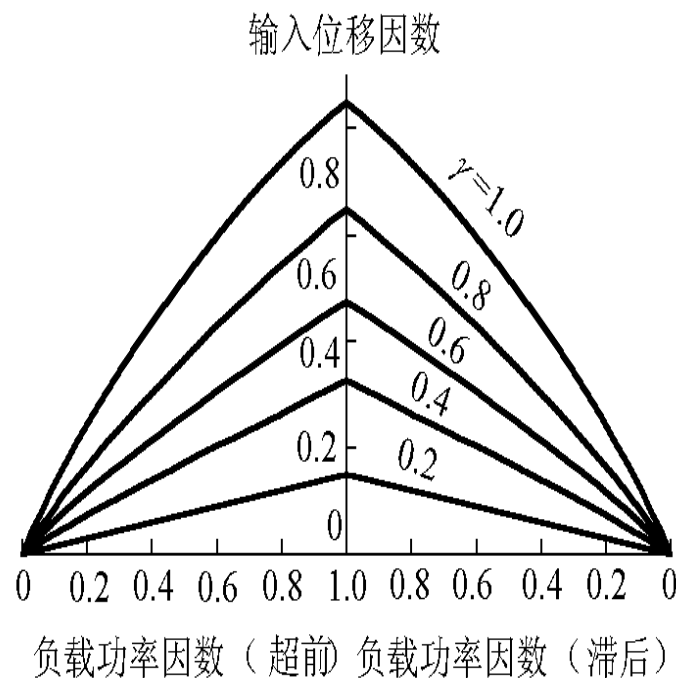


图6-18 交交变频电路的输入位移因数



6.3.1 单相交交变频电路

◆ 输出电压谐波

👉 输出电压的谐波频谱非常复杂，既和电网频率 f_i 以及变流电路的脉波数有关，也和输出频率 f_o 有关。

👉 采用三相桥式电路时，输出电压所含主要谐波的频率为

$$6f_i \pm f_o, 6f_i \pm 3f_o, 6f_i \pm 5f_o, \dots$$

$$12f_i \pm f_o, 12f_i \pm 3f_o, 12f_i \pm 5f_o, \dots$$

👉 采用无环流控制方式时，由于电流方向改变时死区的影响，将增加 $5f_o$ 、 $7f_o$ 等次谐波。

◆ 输入电流谐波

👉 输入电流波形和可控整流电路的输入波形类似，但其幅值和相位均按正弦规律被调制。

👉 采用三相桥式电路的交交变频电路输入电流谐波频率为



6.3.1 单相交交变频电路

✎ 采用三相桥式电路的交交变频电路输入电流谐波频率为

$$f_{\text{in}} = |(6k \pm 1)f_i \pm 2lf_o| \quad (6-19)$$

和

$$f_{\text{in}} = |f_i \pm 2kf_o| \quad (6-20)$$

式中, $k=1,2,3,\dots$; $l=0,1,2,\dots$ 。

■ 交交变频电路也可采用有环流方式, 避免电流断续并消除电流死区, 改善输出波形, 还可提高交交变频电路的输出上限频率, 但是有环流方式需要设置环流电抗器, 使设备成本增加, 运行效率也因环流而有所降低。



6.3.2 三相交交变频电路

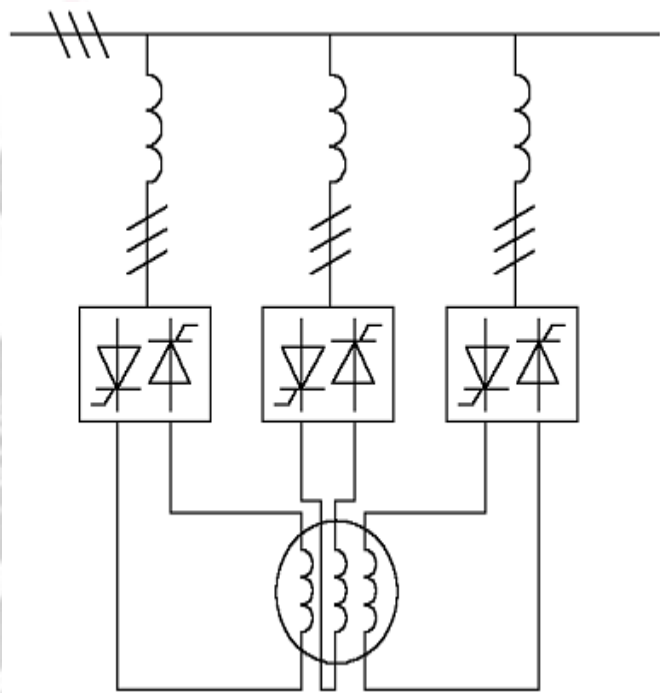


图6-19 公共交流母线进线
三相交交变频电路（简图）

■ 交交变频电路主要应用于大功率交流电机调速系统，这种系统使用的是三相交交变频电路，三相交交变频电路是由**三组输出电压相位各差 120° 的单相交交变频电路**组成的。

■ 电路接线方式

◆ 公共交流母线进线方式

👉 由三组彼此独立的、输出电压相位相互错开 120° 的单相交交变频电路构成。

👉 电源进线通过进线电抗器接在**公共的交流母线**上。

👉 因为电源进线端公用，所以三组的**输出端必须隔离**；为此，交流电动机的三个绕组必须拆开，共引出**6根线**。

👉 主要用于**中等容量**的交流调速系统。



6.3.2 三相交交变频电路

◆ 输出星形联结方式

☞ 三组输出端是**星形联结**，电动机的三个绕组也是**星形联结**，电动机中点不和变频器中点接在一起，电动机只引出三根线即可。

☞ 因为三组输出联接在一起，其**电源进线必须隔离**，因此分别用三个变压器供电。

☞ 构成三相变频电路的六组桥式电路中，至少要有**不同输出相的两组桥中的四个晶闸管**同时导通才能构成回路，形成电流。

☞ 同一组桥内的两个晶闸管靠**双触发脉冲**保证同时导通，两组桥之间则是靠各自的触发脉冲有足够的宽度，以保证同时导通。

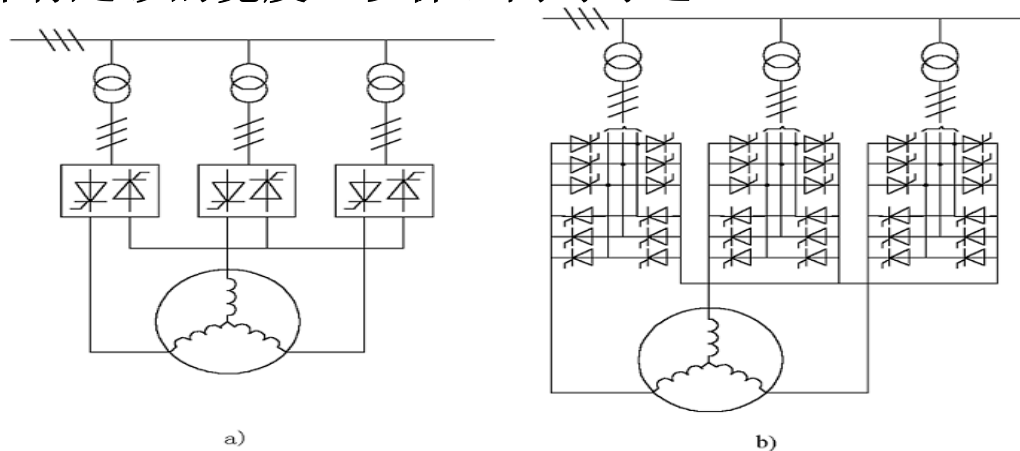


图6-20 输出星形联结方式三相交交变频电路

a) 简图 b) 详图



6.3.2 三相交交变频电路

■ 输入输出特性

◆ 输出上限频率和输出电压谐波与单相交交变频电路是一致的。

◆ 输入电流

👉 总的输入电流由三个单相电路的同一相输入电流合成而得到。

👉 有些谐波相互抵消，谐波种类有所减少，总的谐波幅值也有所降低。

👉 谐波频率为

$$f_{in} = |(6k \pm 1)f_i \pm 6lf_o| \quad (6-21)$$

和

$$f_{in} = |f_i \pm 6kf_o| \quad (6-22)$$

式中 $k=1,2,3,\dots$; $l=0,1,2,\dots$ 。

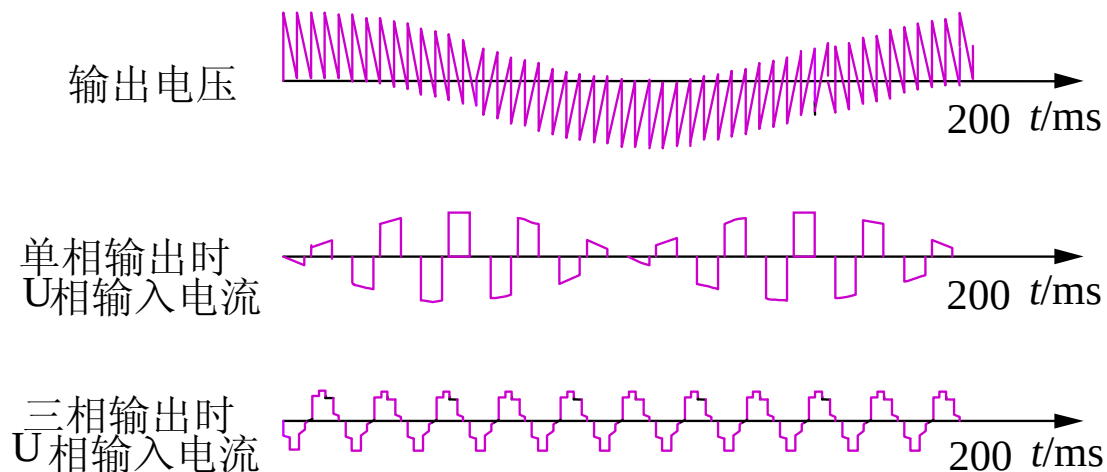


图6-21 交交变频电路的输入电流波形



6.3.2 三相交交变频电路

当变流电路采用三相桥式电路时，三相交交变频电路输入谐波电流的**主要频率**为 $f_i \pm 6f_o$ 、 $5f_i$ 、 $5f_i \pm 6f_o$ 、 $7f_i$ 、 $7f_i \pm 6f_o$ 、 $11f_i$ 、 $11f_i \pm 6f_o$ 、 $13f_i$ 、 $13f_i \pm 6f_o$ 等，其中 **$5f_i$** 次谐波的幅值最大。

◆ 输入功率因数

总输入功率因数为

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P_a + P_b + P_c}{S}$$

(6-23)

三相电路总的**有功功率**为各相有功功率之和。

视在功率不能简单相加，而应该由总输入电流有效值和输入电压有效值来计算，比三相各自的视在功率之和要小，因此三相交交变频电路总输入功率因数要高于单相交交变频电路。

从另一个角度看，三相的**输入位移因数**与单相输出时相同，由于三个单相交交变频电路的部分输入电流谐波相互抵消，三相系统的**基波因数**增大，使其功率因数得以提高。

功率因数低仍是三相交交变频电路的一个主要缺点。



6.3.2 三相交交变频电路

■ 改善输入功率因数和提高输出电压

◆ 基本思路：三相交交变频电路中，各相输出的是相电压，而加在负载上的是线电压，如果在各相电压中叠加同样的直流分量或3倍于输出频率的谐波分量，它们都不会在线电压中反映出来，因而也加不到负载上，利用这一特性可以使输入功率因数得到改善并提高输出电压。

◆ 直流偏置

👉 当负载电动机低速运行时，变频器输出电压幅值很低，各组变流电路的 α 角都在 90° 附近，因此输入功率因数很低。

👉 如果给各相的输出电压都叠加同样的直流分量，控制角 α 将减小，但变频器输出线电压并不改变。



6.3.2 三相交交变频电路

◆ 梯形波输出控制方式

👉 相当于给相电压中叠加了三次谐波，也称为**交流偏置**。

👉 使三组单相变频器的输出电压 $u_{AN'}$ ，均为梯形波（也称准梯形波），梯形波的主要谐波成分是**三次谐波**，在线电压中，三次谐波相互抵消，结果线电压 u_{AB} 仍为**正弦波**。

👉 电路工作在高输出电压区域（即梯形波的平顶区）时间增加， α 角较小，因此输入功率因数可得到改善。

👉 可以使变频器的输出电压提高约**15%**。

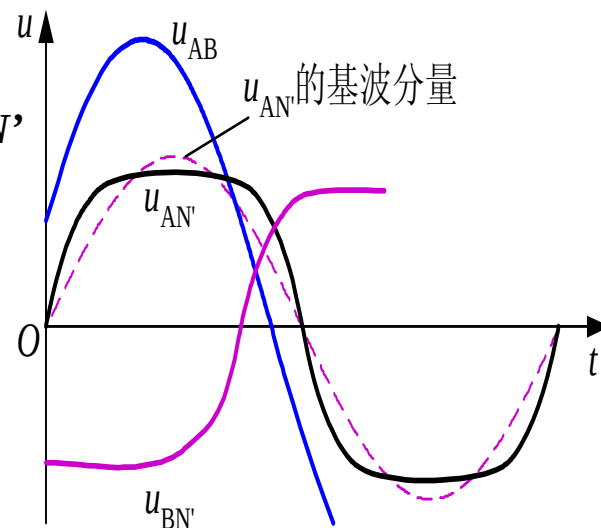


图6-22 梯形波控制方式的理想输出电压波形



6.3.2 三相交交变频电路

- 交交变频电路是一种**直接变频电路**。
 - ◆ 和交直交变频电路比较，优点是
 - ☞ 只用**一次**变流，效率较高。
 - ☞ 可方便地实现**四象限**工作。
 - ☞ 低频输出波形接近**正弦波**。
 - ◆ 缺点是
 - ☞ 接线复杂，如采用三相桥式电路的三相交交变频器至少要用**36**只晶闸管。
 - ☞ 受电网频率和变流电路脉波数的限制，**输出频率较低；输入功率因数较低**。
 - ☞ 输入电流**谐波**含量大，频谱复杂。
 - ◆ 交交变频电路主要用于**500kW**或**1000kW**以上的**大功率、低转速**的交流调速电路中，目前已在轧机主传动装置、鼓风机、矿石破碎机、球磨机、卷扬机等场合获得了较多的应用，既可用于异步电动机传动，也可用于同步电动机传动。



6.4 矩阵式变频电路

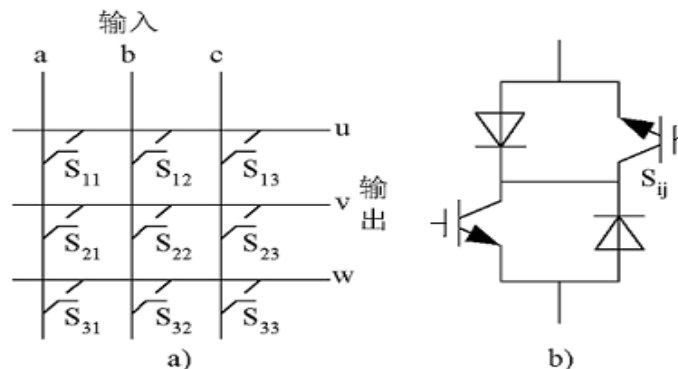


图6-23 矩阵式变频电路

■ 矩阵式变频电路

- ◆ 是一种直接变频电路，控制方式是斩控方式。
- ◆ 图6-23a是矩阵式变频电路的主电路拓扑，b给出了应用较多的一种开关单元，三相输入电压为 u_a 、 u_b 和 u_c ，三相输出电压为 u_u 、 u_v 和 u_w ，9个开关器件组成 3×3 矩阵。
- ◆ 优点
 - 👉 输出电压可控制为正弦波，频率不受电网频率的限制。
 - 👉 输入电流也可控制为正弦波且和电压同相，功率因数为1，也可控制为需要的功率因数。
 - 👉 能量可双向流动，适用于交流电动机的四象限运行。
 - 👉 不通过中间直流环节而直接实现变频，效率较高。





6.4 矩阵式变频电路

■ 矩阵式变频电路的基本工作原理

◆ 构造输出电压

☞ 单相输入

✓ 输出电压 u_o 为

$$u_o = \frac{t_{\text{on}}}{T_c} u_s = \sigma u_s \quad (6-24)$$

✓ 可利用的输入电压部分只有如图6-24a所示的单相电压阴影部分，因此输出电压 u_o 将受到很大的局限，无法得到所需要的输出波形。

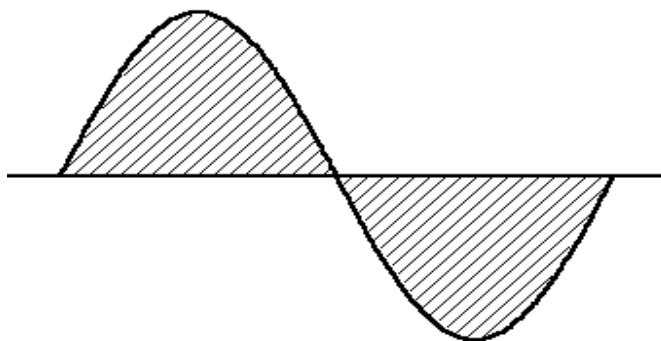


图6-24 构造输出电压时
可利用的输入电压部分

a) 单相输入



6.4 矩阵式变频电路

☞ 三相输入相电压

✓ 用图6-23a中第一行的3个开关 S_{11} 、 S_{12} 和 S_{13} 共同作用来构造u相输出电压 u_u ，就可利用图6-24b的三相相电压包络线中所有的阴影部分。

✓ 理论上所构造的 u_u 的频率可不受限制，但其最大幅值仅为输入相电压幅值的**0.5**倍。

☞ 三相输入线电压

✓ 用图6-23a中第一行和第二行的6个开关共同作用来构造输出线电压 u_{uv} ，就可利用图6-24c中6个线电压包络线中所有的阴影部分。

✓ 其最大幅值就可达到输入线电压幅值的**0.866**倍，这也是正弦波输出条件下矩阵式变频电路理论上最大的输出输入电压比。

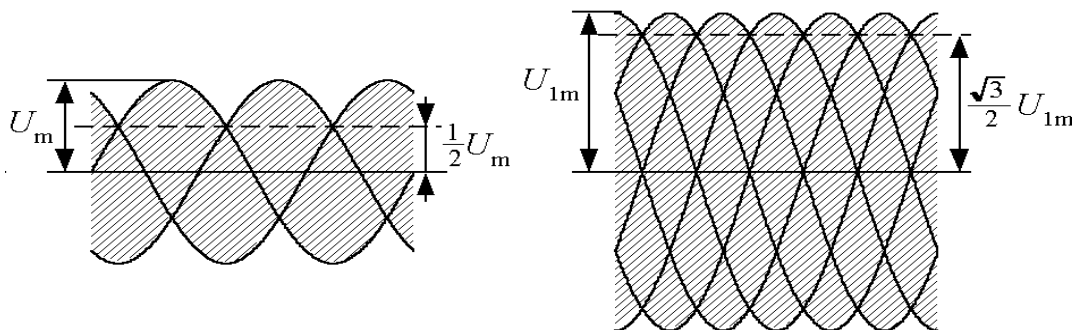


图6-24 b)三相输入相电压构造输出相电压

c)三相输入线电压构造输出线电压



6.4 矩阵式变频电路

◆ 基本的输入输出关系

☞ 以相电压输出方式为例进行分析，**u**相输出电压 u_u 和各相输入电压的关系为

$$u_u = \sigma_{11} u_a + \sigma_{12} u_b + \sigma_{13} u_c \quad (6-25)$$

式中 σ_{11} 、 σ_{12} 和 σ_{13} 为一个开关周期内开关 S_{11} 、 S_{12} 、 S_{13} 的导通占空比，且 $\sigma_{11} + \sigma_{12} + \sigma_{13} = 1$ 。

☞ 输入输出电压的关系

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \sigma_{13} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \sigma_{23} \\ \sigma_{31} & \sigma_{32} & \sigma_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (6-27)$$

可缩写为
式中

$$u_O = \sigma u_i \quad (6-28)$$
$$\sigma = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \sigma_{13} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \sigma_{23} \\ \sigma_{31} & \sigma_{32} & \sigma_{33} \end{bmatrix}$$

σ 称为调制矩阵，它是时间的函数，每个元素在每个开关周期中都是不同的。



6.4 矩阵式变频电路

👉 输入输出电流的关系

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{21} & \sigma_{31} \\ \sigma_{12} & \sigma_{22} & \sigma_{32} \\ \sigma_{13} & \sigma_{23} & \sigma_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (6-29)$$

可缩写为

$$\dot{i}_i = \sigma^T \dot{i}_o \quad (6-30)$$

👉 对于一个实际系统来说，输入电压和所需要的输出电流是已知的，设其分别为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{im} \cos \omega_i t \\ U_{im} \cos \left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_{im} \cos \left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (6-31)$$



6.4 矩阵式变频电路

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{om} \cos(\omega_o t - \varphi_o) \\ I_{om} \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_o\right) \\ I_{om} \cos\left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_o\right) \end{bmatrix} \quad (6-32)$$

变频电路希望的输出电压和输入电流分别为

$$\begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{om} \cos \omega_o t \\ U_{om} \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{om} \cos\left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (6-33)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{im} \cos(\omega_i t - \varphi_i) \\ I_{im} \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_i\right) \\ I_{im} \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_i\right) \end{bmatrix} \quad (6-34)$$



6.4 矩阵式变频电路

当期望的输入功率因数为1时, $\varphi_i=0$ 。把式(6-31)~式(6-34)代入式(6-27)和式(6-29), 可得

$$\begin{bmatrix} U_{om} \cos \omega_o t \\ U_{om} \cos \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_{om} \cos \left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} U_{im} \cos \omega_i t \\ U_{im} \cos \left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_{im} \cos \left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (6-35)$$

$$\begin{bmatrix} I_{im} \cos(\omega_i t) \\ I_{im} \cos \left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ I_{im} \cos \left(\omega_i t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} I_{om} \cos(\omega_o t - \varphi_o) \\ I_{om} \cos \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_o \right) \\ I_{om} \cos \left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_o \right) \end{bmatrix} \quad (6-36)$$

能求得满足式(6-35)和式(6-36)的**调制矩阵** σ , 就可得到式中所希望的输出电压和输入电流。



6.4 矩阵式变频电路

☞要使矩阵式变频电路能够很好地工作，有两个基本问题必须解决。首先要解决的问题是如何求取理想的调制矩阵 σ ，其次就是在开关切换时如何实现既无交叠又无死区。

■发展现状和突出优点

◆尚未进入实用化

☞所用的开关器件为18个，电路结构较复杂，成本较高，控制方法还不算成熟。

☞输出输入最大电压比只有0.866，用于交流电机调速时输出电压偏低。

◆突出优点

☞矩阵式变频电路有十分理想的电气性能，它可使输出电压和输入电流均为正弦波，输入功率因数为1，且能量可双向流动，可实现四象限运行。

☞和目前广泛应用的交直交变频电路（将在10.2节介绍）相比，虽多用了6个开关器件，却省去了直流侧大电容，将使体积减小，且容易实现集成化和功率模块化。

◆在电力电子器件制造技术飞速进步和计算机技术日新月异的今天，矩阵式变频电路将有很好的发展前景。



本章小结

■ 本章的要点如下

- ◆ 交流—交流变流电路的分类及其基本概念。
- ◆ 单相交流调压电路的电路构成，在电阻负载和阻感负载时的工作原理和电路特性。
- ◆ 三相交流调压电路的基本构成和基本工作原理。
- ◆ 交流调功电路和交流电力电子开关的基本概念。
- ◆ 晶闸管相位控制交交变频电路的电路构成、工作原理和输入输出特性。
- ◆ 各种交流—交流变流电路的主要应用。
- ◆ 矩阵式交交变频电路的基本概念。



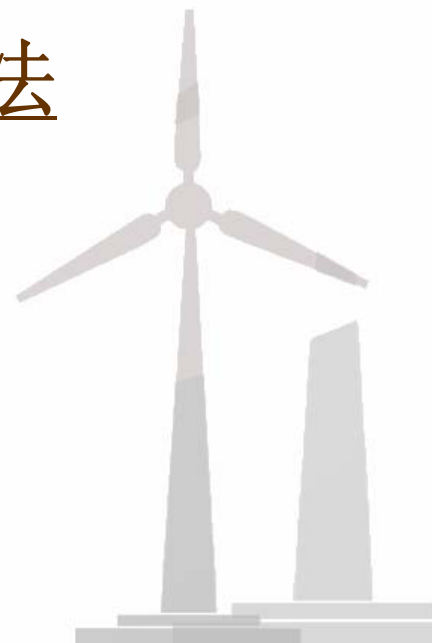
第7章 PWM控制技术

7.1 PWM控制的基本原理

7.2 PWM逆变电路及其控制方法

7.3 PWM跟踪控制技术

7.4 PWM整流电路及其控制方法





引言

- **PWM (Pulse Width Modulation)** 控制就是对脉冲的宽度进行调制的技术，即通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效地获得所需要波形（含形状和幅值）。
- 第5章的直流斩波电路实际上采用的就是**PWM**技术，第6章中涉及到**PWM**控制技术的地方有两处，一处是第6.1节中的斩控式交流调压电路，另一处是第6.4节矩阵式变频电路。
- **PWM**控制在逆变电路中的应用最为广泛，对逆变电路的影响也最为深刻，现在大量应用的逆变电路中，绝大部分都是**PWM型逆变电路**。



7.1 PWM控制的基本原理

■ 面积等效原理

◆ 是PWM控制技术的重要理论基础。

◆ 原理内容：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同。

👉 冲量即指窄脉冲的面积。

👉 效果基本相同，是指环节的输出响应波形基本相同。

👉 如果把各输出波形用傅里叶变换分析，则其低频段非常接近，仅在高频段略有差异。

◆ 实例

👉 将图7-1a、b、c、d所示的脉冲作为输入，加在图7-2a所示的R-L电路上，设其电流 $i(t)$ 为电路的输出，图7-2b给出了不同窄脉冲时 $i(t)$ 的响应波形。

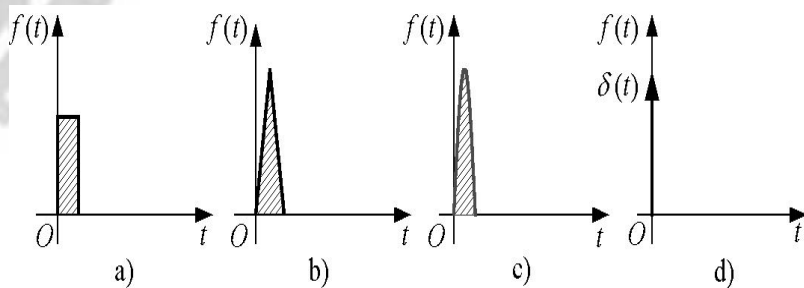


图7-1 形状不同而冲量相同的各种窄脉冲

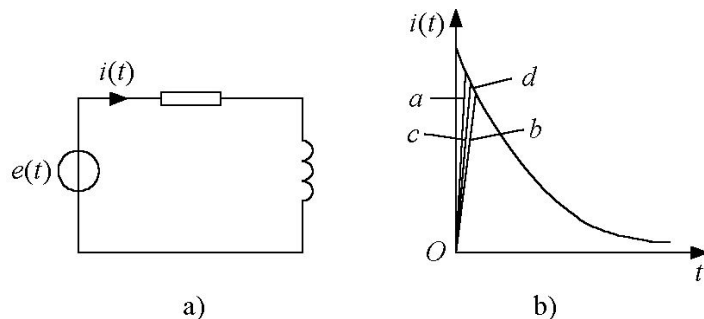


图7-2 冲量相同的各种窄脉冲的响应波形





7.1 PWM控制的基本原理

■用PWM波代替正弦半波

◆将正弦半波看成是由 N 个彼此相连的脉冲宽度为 π/N ，但幅值顶部是曲线且大小按正弦规律变化的脉冲序列组成的。

◆把上述脉冲序列利用相同数量的等幅而不等宽的矩形脉冲代替，使矩形脉冲的中点和相应正弦波部分的中点重合，且使矩形脉冲和相应的正弦波部分面积（冲量）相等，这就是PWM波形。

◆对于正弦波的负半周，也可以用同样的方法得到PWM波形。

◆脉冲的宽度按正弦规律变化而和正弦波等效的PWM波形，也称SPWM（Sinusoidal PWM）波形。

■PWM波形可分为等幅PWM波和不等幅PWM波两种，由直流电源产生的PWM波通常是等幅PWM波。

■基于等效面积原理，PWM波形还可以等效成其他所需要的波形，如等效所需要的非正弦交流波形等。

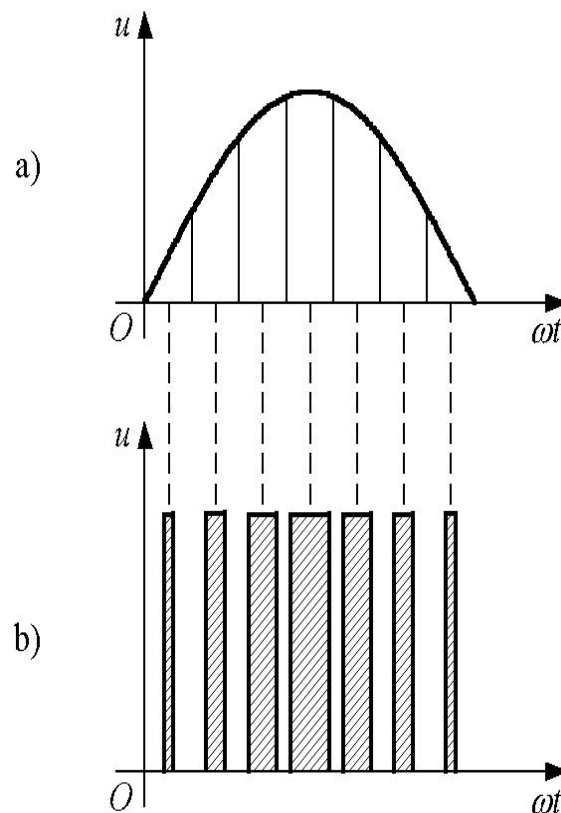


图7-3 用PWM波代替正弦半波



7.2 PWM逆变电路及其控制方法

7.2.1 计算法和调制法

7.2.2 异步调制和同步调制

7.2.3 规则采样法

7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

7.2.5 提高直流电压利用率
和减少开关次数

7.2.6 空间矢量SVPWM控制

7.2.7 PWM逆变电路的多重化





7.2.1 算法和调制法

■ 算法

◆ 根据逆变电路的**正弦波输出频率**、**幅值**和半个周期内的**脉冲数**，将**PWM**波形中各脉冲的**宽度**和**间隔**准确计算出来，按照计算结果控制逆变电路中各开关器件的通断，就可以得到所需要的**PWM**波形，这种方法称之为**算法**。

◆ 算法是很繁琐的，当需要输出的正弦波的频率、幅值或相位变化时，结果都要变化。

■ 调制法

◆ 把希望输出的波形作为**调制信号**，把接受调制的信号作为**载波**，通过信号波的调制得到所期望的**PWM**波形。

◆ 通常采用**等腰三角波**或**锯齿波**作为载波，其中等腰三角波应用最多。



7.2.1 计算法和调制法

■ 单相桥式PWM逆变电路（调制法）

◆ 电路工作过程

✎ 工作时 V_1 和 V_2 通断互补， V_3 和 V_4 通断也互补，比如在 u_o 正半周， V_1 导通， V_2 关断， V_3 和 V_4 交替通断。

✎ 负载电流比电压滞后，在电压正半周，电流有一段区间为正，一段区间为负。

✓ 在负载电流为正的区间， V_1 和 V_4 导通时，

$$u_o = U_d。$$

✓ V_4 关断时，负载电流通过 V_1 和 VD_3 续流，

$$u_o = 0。$$

✓ 在负载电流为负的区间，仍为 V_1 和 V_4 导通时，因 i_o 为负，故 i_o 实际上从 VD_1 和 VD_4 流过，仍有

$$u_o = U_d。$$

✓ V_4 关断， V_3 开通后， i_o 从 V_3 和 VD_1 续流， $u_o = 0。$

✓ u_o 总可以得到 U_d 和零两种电平。

✎ 在 u_o 的负半周，让 V_2 保持通态， V_1 保持断态， V_3 和 V_4 交替通断，负载电压 u_o 可以得到 $-U_d$ 和零两种电平。

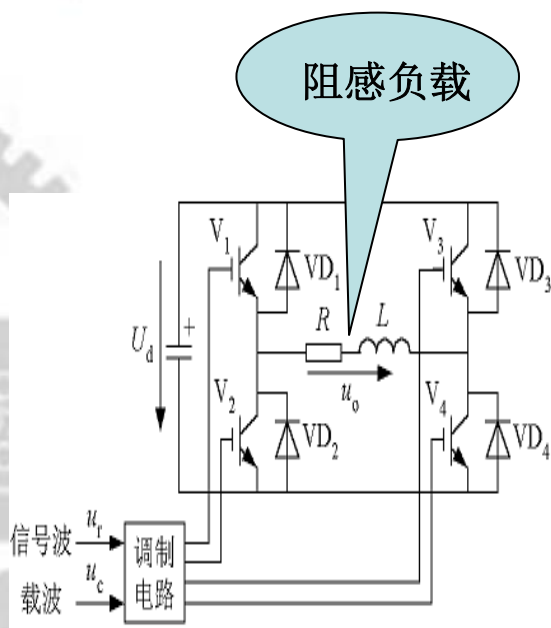


图7-4 单相桥式PWM逆变电路



7.2.1 计算法和调制法

◆单极性PWM控制方式

👉调制信号 u_r 为正弦波，载波 u_c 在 u_r 的正半周为**正极性**的三角波，在 u_r 的负半周为**负极性**的三角波。

👉在 u_r 的正半周， V_1 保持通态， V_2 保持断态。

✓当 $u_r > u_c$ 时使 V_4 导通， V_3 关断，

$$u_o = U_d。$$

✓当 $u_r < u_c$ 时使 V_4 关断， V_3 导通，

$$u_o = 0。$$

👉在 u_r 的负半周， V_1 保持断态， V_2 保持通态。

✓当 $u_r < u_c$ 时使 V_3 导通， V_4 关断，

$$u_o = -U_d。$$

✓当 $u_r > u_c$ 时使 V_3 关断， V_4 导通，

$$u_o = 0。$$

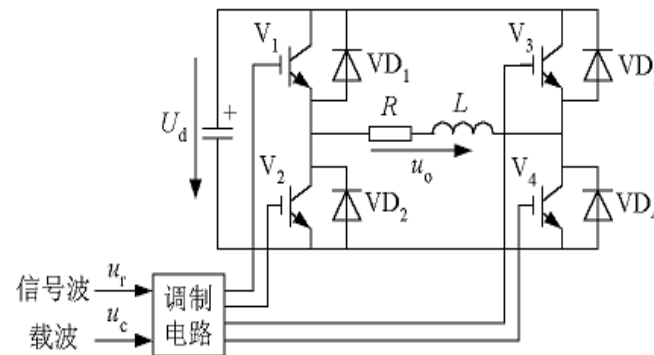


图7-4 单相桥式PWM逆变电路

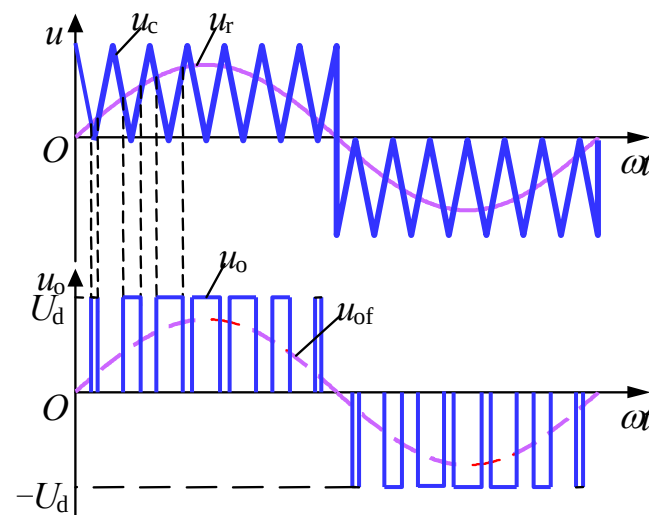


图7-5 单极性PWM控制方式波形



7.2.1 计算法和调制法

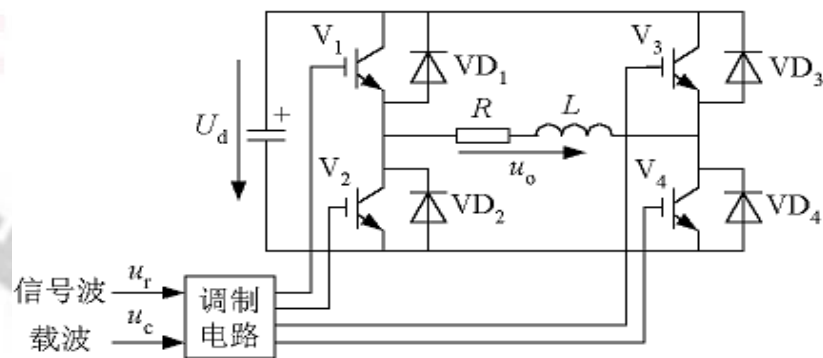


图7-4 单相桥式PWM逆变电路

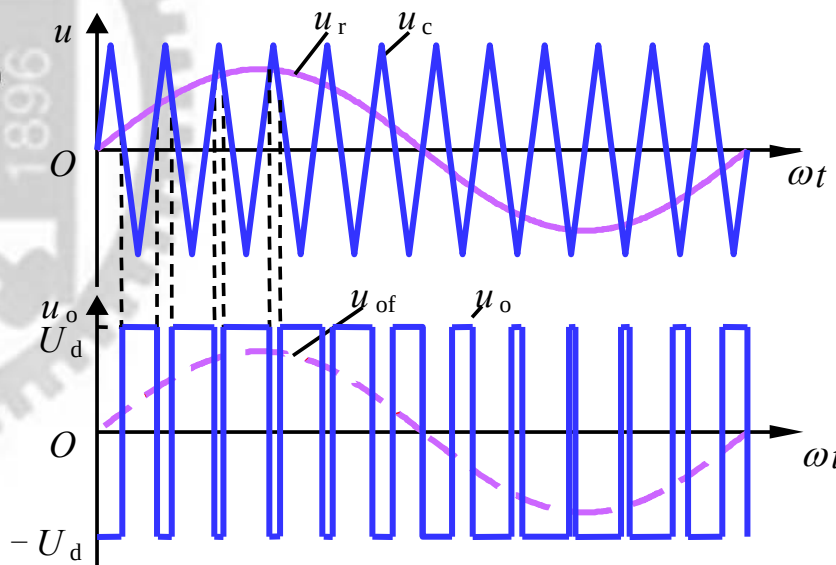


图7-6 双极性PWM控制方式波形

◆ 双极性PWM控制方式

在调制信号 u_r 和载波信号 u_c 的交点时刻控制各开关器件的通断。

在 u_r 的半个周期内，三角波载波有正有负，所得的PWM波也是有正有负，在 u_r 的一个周期内，输出的PWM波只有 $\pm U_d$ 两种电平。

在 u_r 的正负半周，对各开关器件的控制规律相同。

✓ 当 $u_r > u_c$ 时， V_1 和 V_4 导通， V_2 和 V_3 关断，这时如 $i_o > 0$ ，则 V_1 和 V_4 通，如 $i_o < 0$ ，则 VD_1 和 VD_4 通，不管哪种情况都是 $u_o = U_d$ 。

✓ 当 $u_r < u_c$ 时， V_2 和 V_3 导通， V_1 和 V_4 关断，这时如 $i_o < 0$ ，则 V_2 和 V_3 通，如 $i_o > 0$ ，则 VD_2 和 VD_3 通，不管哪种情况都是 $u_o = -U_d$ 。



7.2.1 算法和调制法

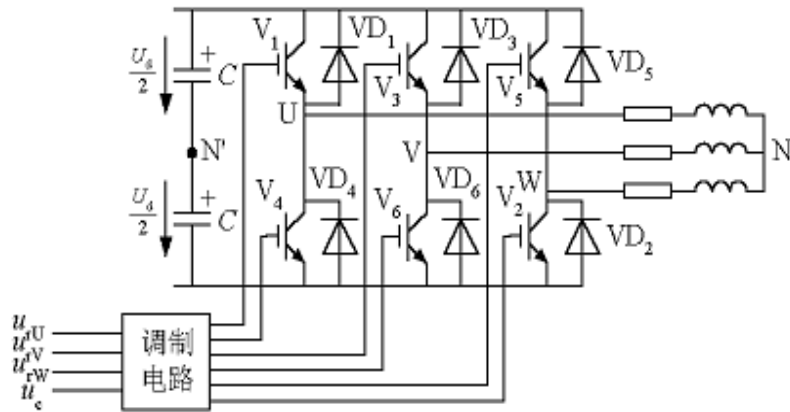


图7-7 三相桥式PWM型逆变电路

■ 三相桥式PWM逆变电路（调制法）

- ◆ 采用双极性控制方式。
- ◆ U、V和W三相的PWM控制通常公用一个三角波载波 u_c ，三相的调制信号 u_{rU} 、 u_{rV} 和 u_{rW} 依次相差 120° 。

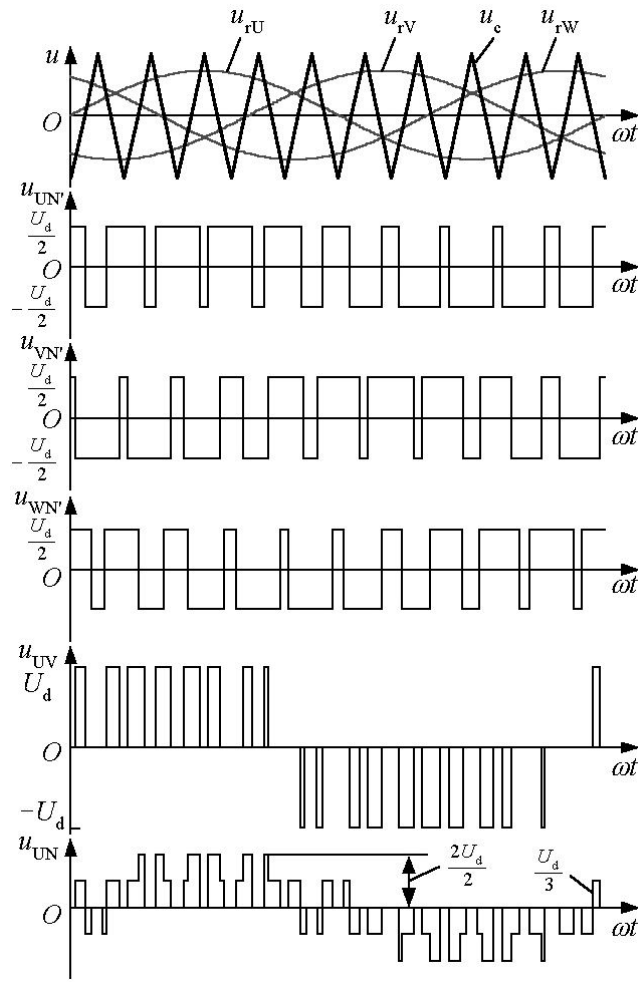


图7-8 三相桥式PWM逆变电路波形



7.2.1 计算法和调制法

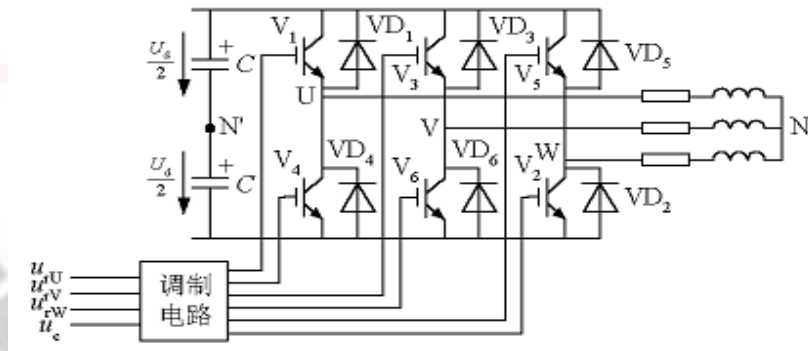


图7-7 三相桥式PWM型逆变电路

◆ 电路工作过程（U相为例）

当 $u_{rU} > u_c$ 时，上桥臂 V_1 导通，下桥臂 V_4 关断，则U相相对于直流电源假想中点 N' 的输出电压 $u_{UN'} = U_d/2$ 。

当 $u_{rU} < u_c$ 时， V_4 导通， V_1 关断，则 $u_{UN'} = -U_d/2$ 。

V_1 和 V_4 的驱动信号始终是互补的。

当给 V_1 (V_4) 加导通信号时，可能是 V_1 (V_4) 导通，也可能是二极管 VD_1 (VD_4) 续流导通，这要由阻感负载中电流的方向来决定。

$u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 和 $u_{WN'}$ 的PWM波形都只有 $\pm U_d/2$ 两种电平。

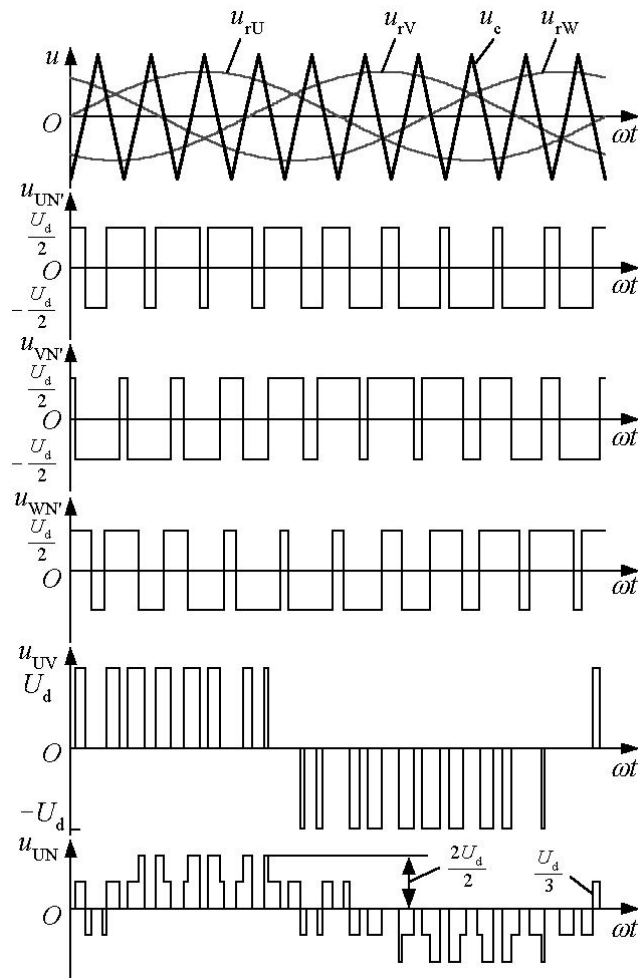


图7-8 三相桥式PWM逆变电路波形



7.2.1 计算法和调制法

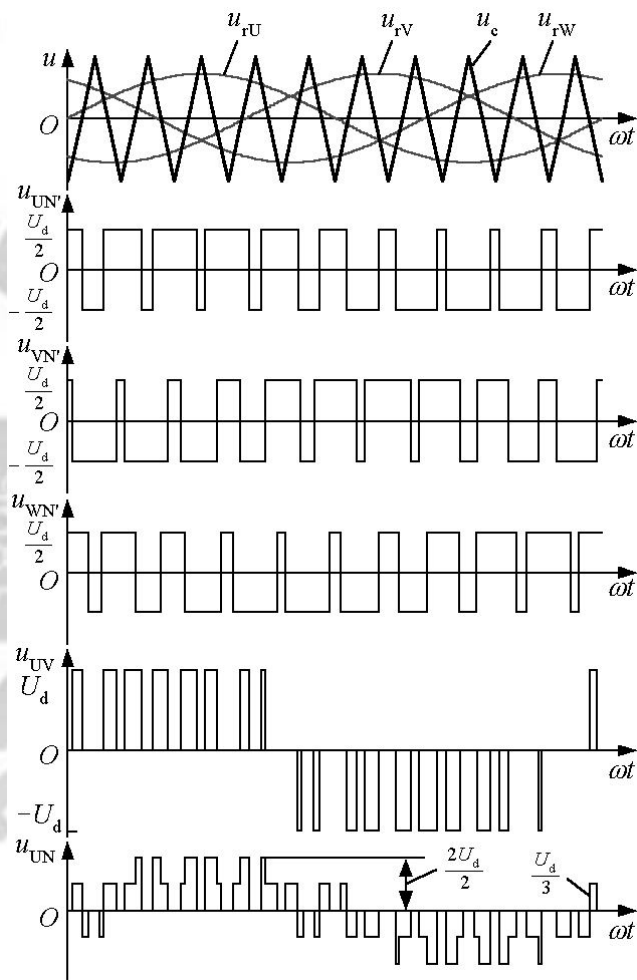


图7-8 三相桥式PWM逆变电路波形

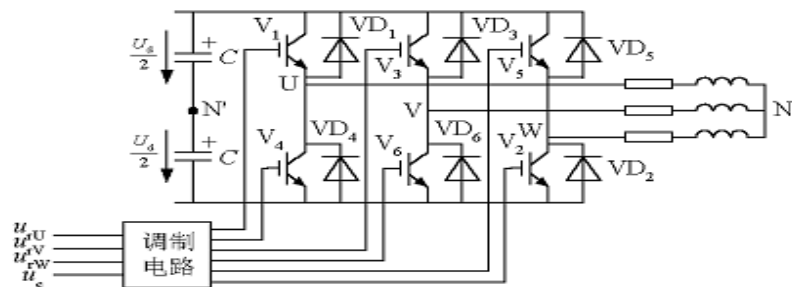


图7-7 三相桥式PWM型逆变电路

➡ 输出线电压PWM波由 $\pm U_d$ 和 0 三种电平构成。

✓ 当臂1和6导通时, $u_{UV} = U_d$ 。

✓ 当臂3和4导通时, $u_{UV} = -U_d$ 。

✓ 当臂1和3或臂4和6导通时, $u_{UV} = 0$ 。

➡ 负载相电压 u_{UN} 可由下式求得

$$u_{UN} = u_{UN'} - \frac{u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'}}{3}$$

负载相电压的PWM波由 $(\pm 2/3)U_d$ 、 $(\pm 1/3)U_d$ 和 0 共5种电平组成。

◆ 为了防止上下两个臂直通而造成短路, 在上下两臂通断切换时要留一小段上下臂都施加关断信号的死区时间。



7.2.1 计算法和调制法

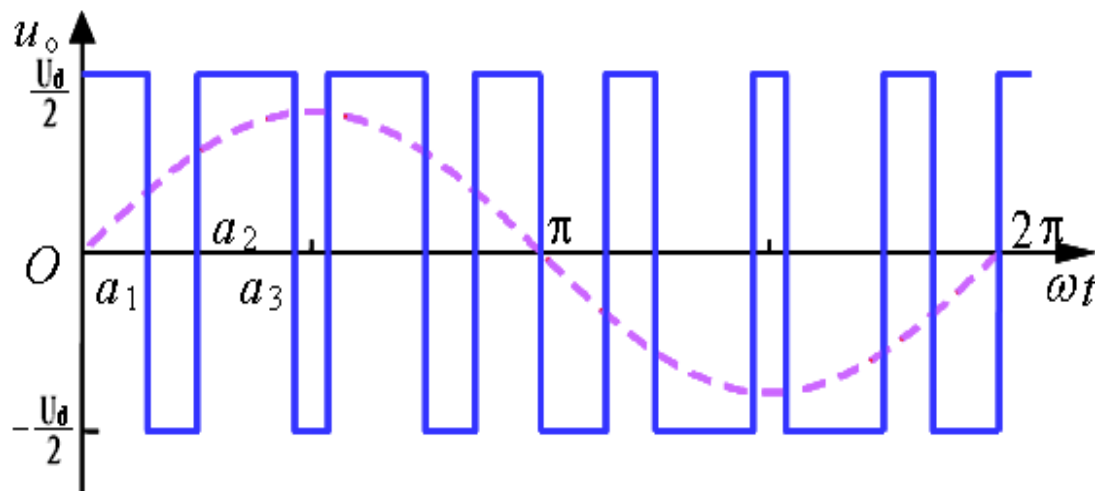


图7-9 特定谐波消去法的输出PWM波形

■ 特定谐波消去法

- ◆ 是**计算法**中一种较有代表性的方法。
- ◆ 如果在输出电压半个周期内开关器件开通和关断各**k**次，考虑到**PWM**波四分之一周期对称，共有**k**个开关时刻可以控制，除去用一个自由度来控制基波幅值外，可以**消去k-1个频率的特定谐波**。
- ◆ 以三相桥式**PWM**型逆变电路中的 **u_{UN}** 波形为例
 - 👉 在输出电压的半个周期内，器件开通和关断各3次（不包括0和 π 时刻），共有**6**个开关时刻可以控制。



7.2.1 算法和调制法

✎ 为了消除偶次谐波，应使波形正负两半周期镜对称，即

$$u(\omega t) = -u(\omega t + \pi) \quad (7-1)$$

✎ 为了消除谐波中的余弦项，简化计算过程，应使波形在正半周期内前后1/4周期以 $\pi/2$ 为轴线对称，即

$$u(\omega t) = u(\pi - \omega t) \quad (7-2)$$

✎ 同时满足式(7-1)和式(7-2)的波形称为四分之一周期对称波形，这种波形可用傅里叶级数表示为

$$u(\omega t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} a_n \sin n \omega t \quad (7-3)$$

式中， a_n 为

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u(\omega t) \sin n \omega t d\omega t$$



7.2.1 计算法和调制法

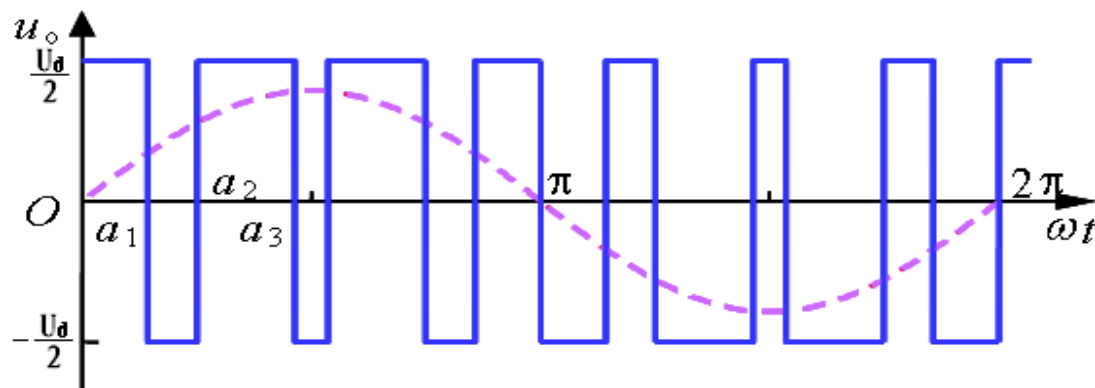


图7-9 特定谐波消去法的输出PWM波形

因为图7-9的波形是四分之一周期对称的，所以在一个周期内的12个开关时刻（不包括0和 π 时刻）中，能够独立控制的只有 α_1 、 α_2 和 α_3 共3个时刻，该波形的 a_n 为

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left(-\frac{U_d}{2}\right) \sin n\omega t d\omega t \right. \\ &\quad \left. + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} \frac{U_d}{2} \sin n\omega t d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\frac{\pi}{2}} \left(-\frac{U_d}{2}\right) \sin n\omega t d\omega t \right] \\ &= \frac{2U_d}{n\pi} (1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3) \end{aligned} \quad (7-4)$$



7.2.1 算法和调制法

在三相对称电路的线电压中，相电压所含的3次谐波相互抵消，因此通常可以考虑消去5次和7次谐波，根据需要确定基波分量 a_1 的值，再令 a_5 和 a_7 等于0，就可以建立三个方程，联立可求得 α_1 、 α_2 和 α_3 。

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{2U_d}{\pi} (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3) \\ a_5 &= \frac{2U_d}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3) = 0 \\ a_7 &= \frac{2U_d}{7\pi} (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (7-5)$$

这样可以消去两种特定频率的谐波，对于给定的基波幅值 a_1 ，求解上述方程可得一组 α_1 、 α_2 和 α_3 ，基波幅值 a_1 改变时， α_1 、 α_2 和 α_3 也相应地改变。



7.2.2 异步调制和同步调制

■ 载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之比 $N=f_c/f_r$ 称为载波比，根据载波和信号波是否同步及载波比的变化情况，PWM调制方式可分为异步调制和同步调制两种。

■ 异步调制

◆ 载波信号和调制信号不保持同步的调制方式称为异步调制。

◆ 通常保持载波频率 f_c 固定不变，因而当信号波频率 f_r 变化时，载波比 N 是变化的。

◆ 在信号波的半个周期内，PWM波的脉冲个数不固定，相位也不固定，正负半周期的脉冲不对称，半周期内前后1/4周期的脉冲也不对称。

◆ 当 f_r 较低时， N 较大，一周期内脉冲数较多，脉冲不对称产生的不利影响都较小，PWM波形接近正弦波。

◆ 当 f_r 增高时， N 减小，一周期内的脉冲数减少，PWM脉冲不对称的影响就变大，输出PWM波和正弦波的差异变大，对于三相PWM型逆变电路来说，三相输出的对称性也变差。

◆ 在采用异步调制方式时，希望采用较高的载波频率，以使在信号波频率较高时仍能保持较大的载波比。



7.2.2 异步调制和同步调制

■ 同步调制

◆ 载波比 N 等于常数，并在变频时使载波和信号波保持同步的方式称为同步调制。

◆ f_r 变化时载波比 N 不变，信号波一个周期内输出的脉冲数是固定的，脉冲相位也是固定的。

◆ 在三相PWM逆变电路中，通常公用一个三角波载波，为了使三相输出波形严格对称和一相的PWM波正负半周镜对称，取 N 为3的整数倍且为奇数。

◆ 当逆变电路输出频率很低时，同步调制时的 f_c 也很低， f_c 过低时由调制带来的谐波不易滤除，当负载为电动机时也会带来较大的转矩脉动和噪声；当逆变电路输出频率很高时，同步调制时的 f_c 会过高，使开关器件难以承受。

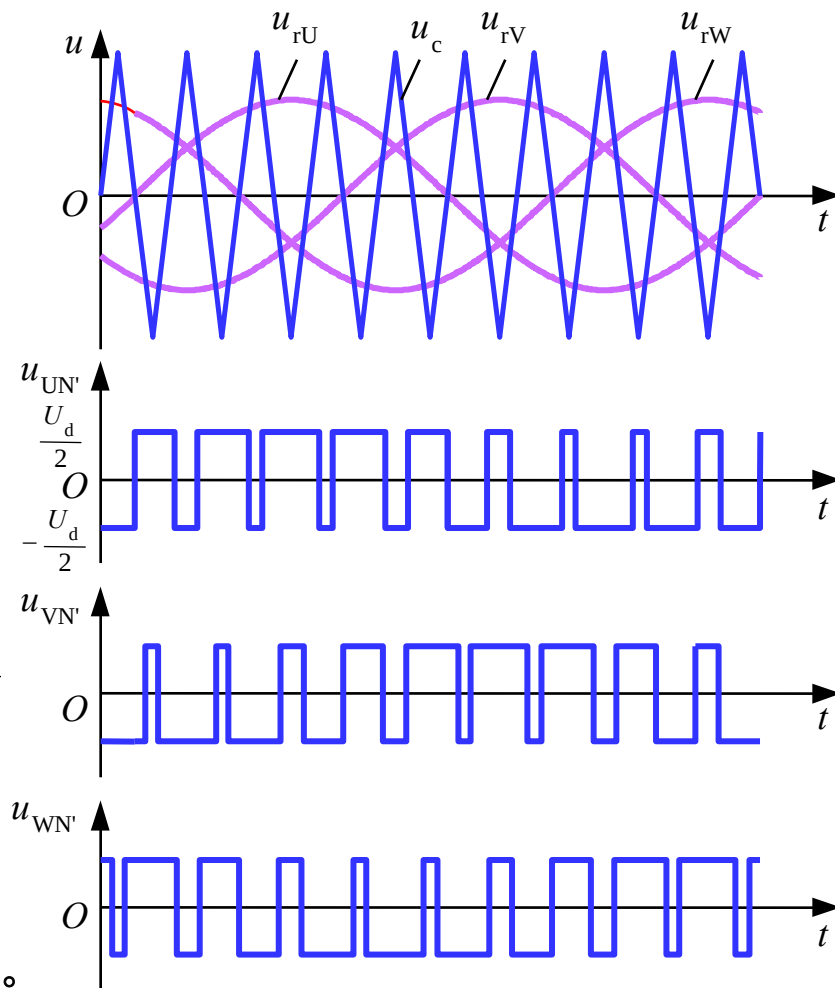


图7-10 同步调制三相PWM波形



7.2.2 异步调制和同步调制

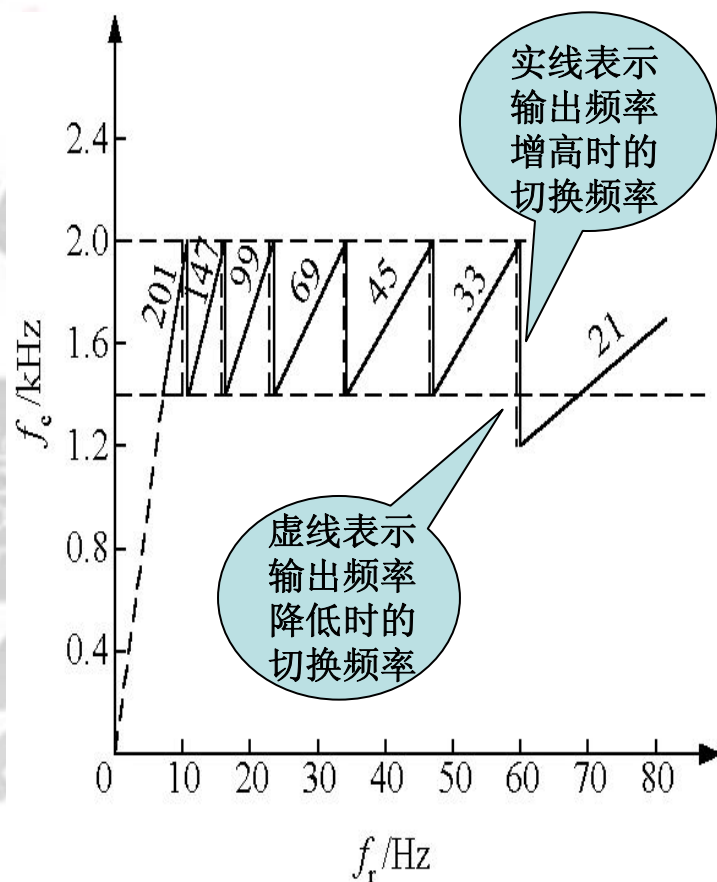


图7-11 分段同步调制方式举例

■ 分段同步调制

◆ 把 f_r 范围划分成若干个频段，每个频段内都保持载波比 N 为恒定，不同频段的载波比不同。

◆ 在 f_r 高的频段采用**较低的载波比**，以使 f_c 不致过高，限制在功率开关器件允许的范围內。

◆ 在 f_r 低的频段采用**较高的载波比**，以使 f_c 不致过低而对负载产生不利影响。

◆ 为了防止 f_c 在切换点附近的来回跳动，在各频率切换点采用了**滞后切换**的方法。

◆ 有的装置在低频输出时采用异步调制方式，而在高频输出时切换到同步调制方式，这样可以把两者的优点结合起来，和分段同步方式的效果接近。



7.2.3 规则采样法

■在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，这种生成SPWM波形的方法称为自然采样法。

■规则采样法

◆是一种应用较广的工程实用方法，其效果接近自然采样法，但计算量却比自然采样法小得多。

◆方法说明

✎取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c ，使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点（即负峰点）为对称。

✎在三角波的负峰时刻 t_D 对正弦信号波采样而得到D点，过D点作一水平直线和三角波分别交于A点和B点，在A点时刻 t_A 和B点时刻 t_B 控制功率开关器件的通断。

✎可以看出，用这种规则采样法得到的脉冲宽度 δ 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。

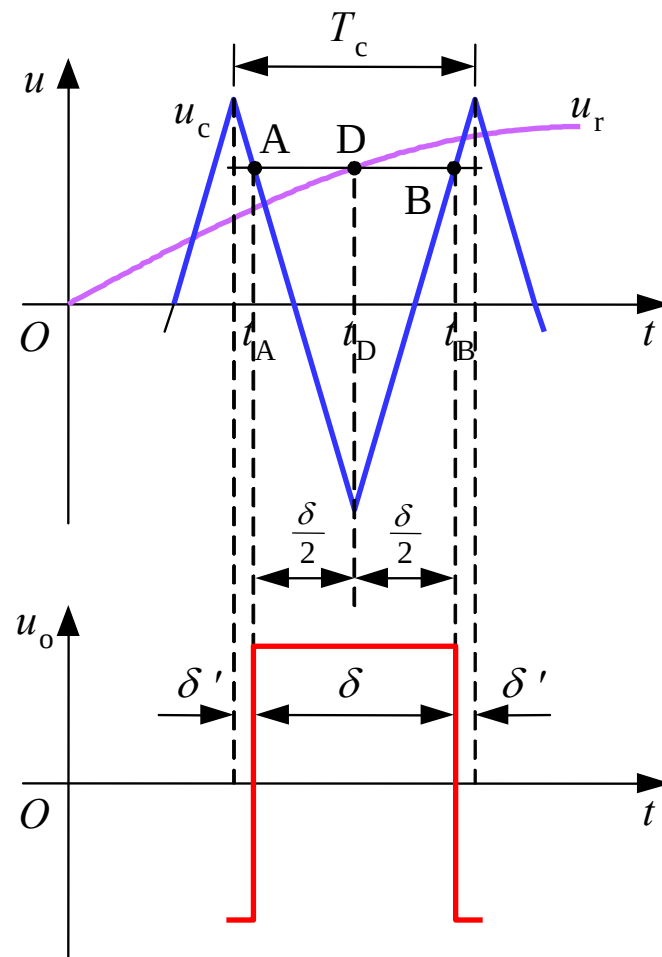


图7-12 规则采样法



7.2.3 规则采样法

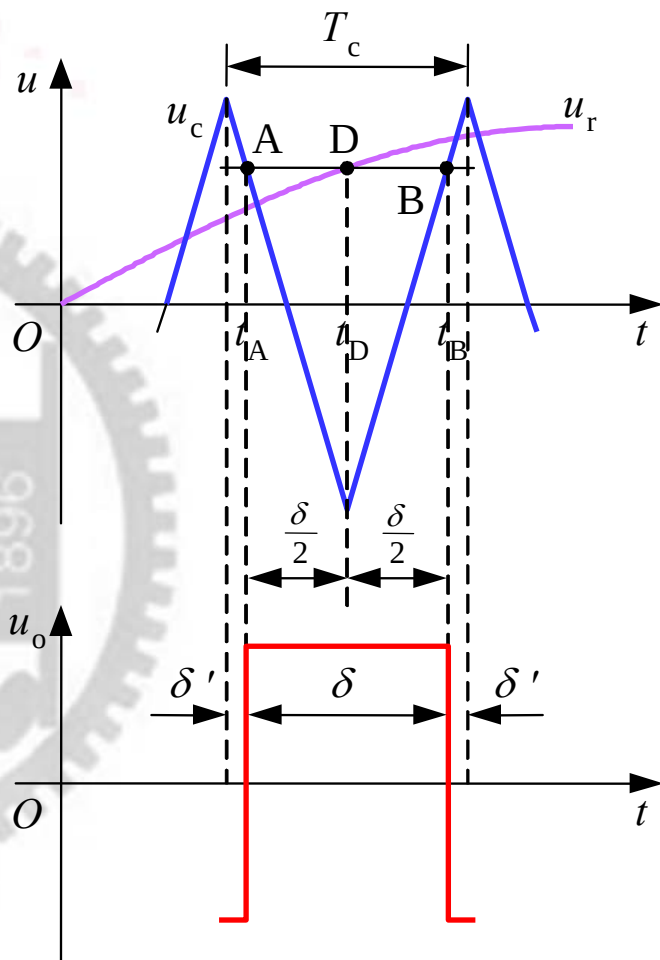


图7-12 规则采样法

👉 δ 和 δ' 的确定

设正弦调制信号波为

$$u_r = a \sin \omega_r t$$

式中, a 称为调制度, $0 \leq a < 1$; ω_r 为正弦信号波角频率, 从图7-12中可得如下关系式

$$\frac{1 + a \sin \omega_r t_D}{\delta / 2} = \frac{2}{T_c / 2}$$

因此可得

$$\delta = \frac{T_c}{2} (1 + a \sin \omega_r t_D) \quad (7-6)$$

脉冲两边的间隙宽度 δ' 为

$$\delta' = \frac{1}{2} (T_c - \delta) = \frac{T_c}{4} (1 - a \sin \omega_r t_D) \quad (7-7)$$



7.2.3 规则采样法

☞ 三相桥式逆变电路

✓ 通常三相的三角波载波是公用的，三相正弦调制波的相位依次相差 120° 。

✓ 设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为 δ_U 、 δ_V 和 δ_W ，脉冲两边的间隙宽度分别为 δ'_U 、 δ'_V 和 δ'_W ，由于在同一时刻三相正弦调制波电压之和为零，故由式(7-6)可得

$$\delta_U + \delta_V + \delta_W = \frac{3T_c}{2} \quad (7-8)$$

同样，由式(7-7)可得

$$\delta'_U + \delta'_V + \delta'_W = \frac{3T_c}{4} \quad (7-9)$$

利用式(7-8)、式(7-9)可以简化生成三相SPWM波形时的计算。



7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

■ **载波**对正弦信号波调制，会产生和载波有关的谐波分量，这些谐波分量的频率和幅值是衡量**PWM**逆变电路性能的重要指标之一。

■ **双极性SPWM**波形的谐波分析

◆ 同步调制可以看成异步调制的特殊情况，因此只分析异步调制方式。

◆ 分析方法

👉 以载波周期为基础，再利用 **贝塞尔函数** 可以推导出 **PWM** 波的傅里叶级数表达式。

👉 这种分析过程相当复杂，而其结论却是很简单而直观的。



7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

- ◆ 单相桥式PWM逆变电路
所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r \quad (7-10)$$

式中, $n=1,3,5,\dots$ 时,
 $k=0,2,4,\dots$; $n=2,4,6,\dots$
时, $k=1,3,5,\dots$

其PWM波中不含有低次谐波, 只含有角频率为 ω_c 及其附近的谐波, 以及 $2\omega_c$ 、 $3\omega_c$ 等及其附近的谐波。

幅值最高影响最大的是角频率为 ω_c 的谐波分量。

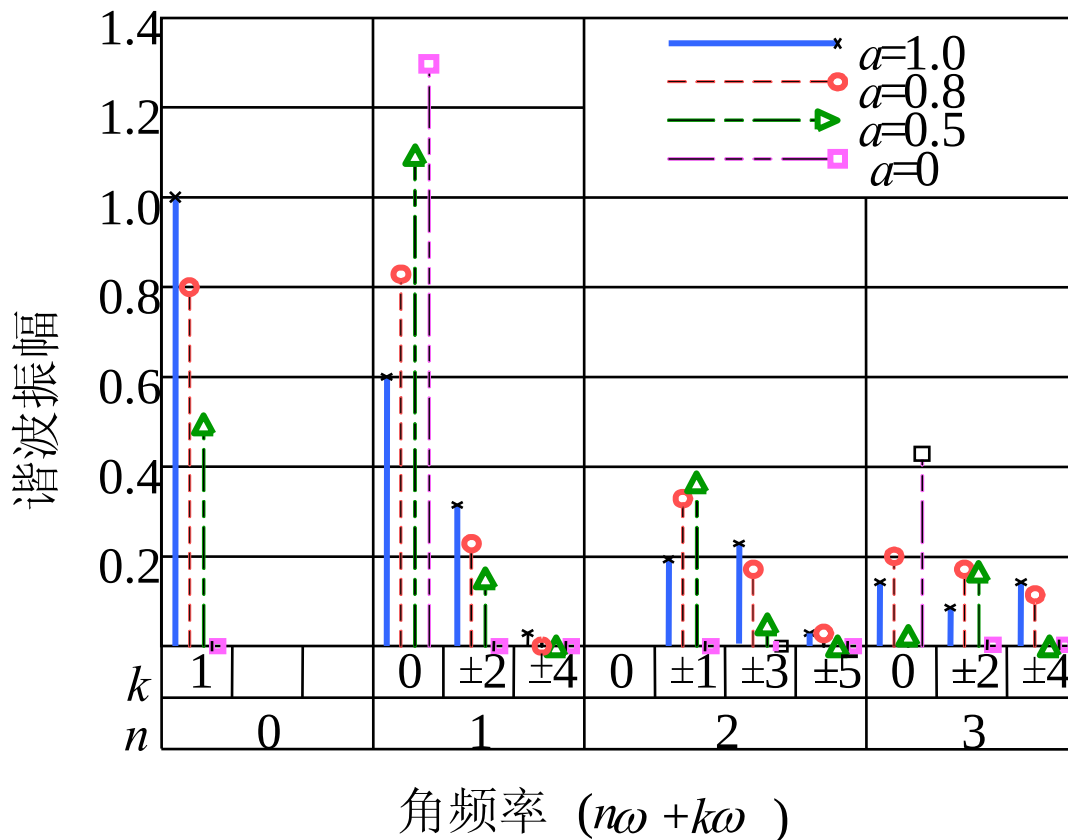


图7-13 单相PWM桥式逆变电路输出电压频谱图



7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

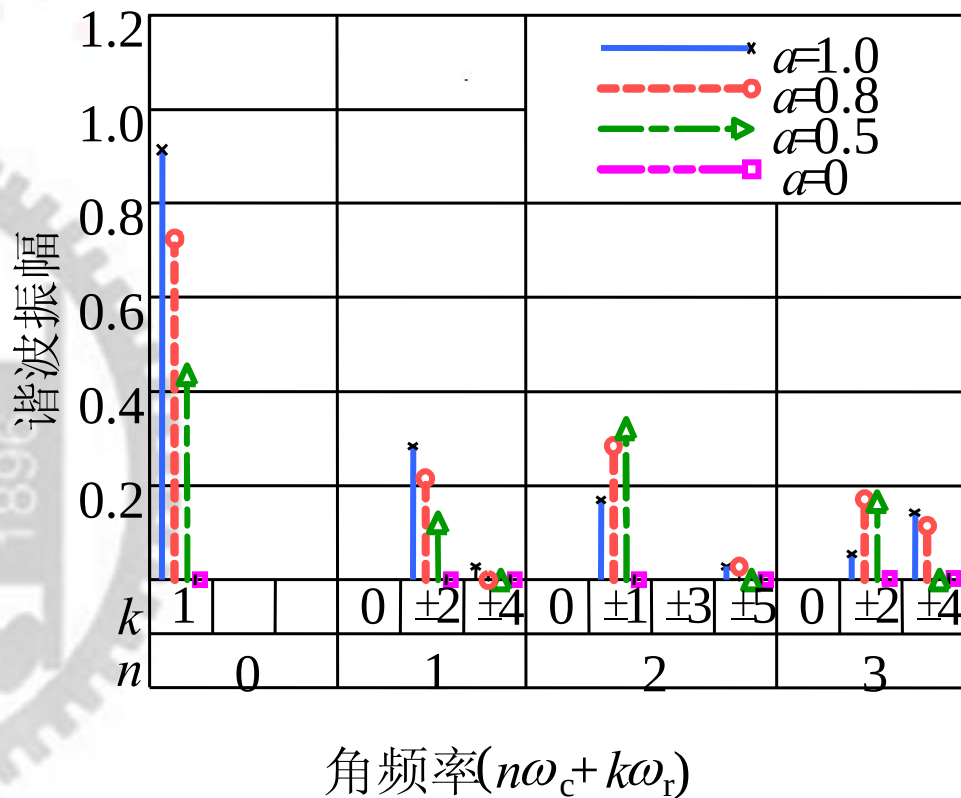


图7-14 三相桥式PWM逆变电路输出线电压频谱图

◆ 三相桥式PWM逆变电路

✎ 分析应用较多的公用载波信号时的情况，在其输出线电压中，所包含的谐波角频率为

$$n\omega_c \pm k\omega_r \quad (7-11)$$

式中， $n=1,3,5,\dots$ 时， $k=3(2m-1)\pm 1$ ， $m=1,2,\dots$ ； $n=2,4,6,\dots$

$$\text{时，} k = \begin{cases} 6m+1 & m=0,1,\dots \\ 6m-1 & m=1,2,\dots \end{cases}$$

✎ 不含低次谐波。

✎ 载波角频率 ω_c 整数倍的谐波没有了，谐波中幅值较高的是 $\omega_c \pm 2\omega_r$ 和 $2\omega_c \pm \omega_r$ 。



7.2.4 PWM逆变电路的谐波分析

■ 谐波分析小结

- ◆ 在**实际电路**中，由于采样时刻的误差以及为避免同一相上下桥臂直通而设置的死区的影响，谐波的分布情况将更为复杂，谐波含量比理想条件下要多一些，甚至还会出现少量的低次谐波。
- ◆ **SPWM**波形中所含的谐波主要是角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 及其**附近的谐波**，一般情况下 $\omega_c \gg \omega_r$ ，是很容易滤除的。
- ◆ 当调制信号波不是正弦波，而是其它波形时，其谐波由两部分组成，一部分是对信号波本身进行谐波分析所得的结果，另一部分是由于信号波对载波的调制而产生的谐波。



7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

- 提高直流电压利用率、减少开关次数在PWM型逆变电路中是很重要的。
- ◆ 直流电压利用率是指逆变电路所能输出的交流电压基波最大幅值 U_{1m} 和直流电压 U_d 之比。
- ◆ 提高直流电压利用率可以提高逆变器的输出能力。
- ◆ 减少功率器件的开关次数可以降低开关损耗。
- 正弦波调制的三相PWM逆变电路的直流电压利用率很低。
- ◆ 在调制度 a 为最大值1时，输出相电压的基波幅值为 $U_d/2$ ，输出线电压的基波幅值为 $(\sqrt{3}/2)U_d$ ，即直流电压利用率仅为0.866。
- ◆ 实际电路工作时，考虑到功率器件的开通和关断都需要时间，如不采取其他措施，调制度不可能达到1，实际能得到的直流电压利用率比0.866还要低。



7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

■ 采用梯形波作为调制信号

◆ 当梯形波幅值和三角波幅值相等时，梯形波所含的基波分量幅值已超过了三角波幅值，可以有效地提高直流电压利用率。

◆ 决定功率开关器件通断的方法和用正弦波作为调制信号波时完全相同。

◆ 对梯形波的形状用三角化率 $\sigma = U_t/U_{to}$ 来描述，其中 U_t 为以横轴为底时梯形波的高， U_{to} 为以横轴为底边把梯形两腰延长后相交所形成的三角形的高。

◆ $\sigma=0$ 时梯形波变为矩形波， $\sigma=1$ 时梯形波变为三角波。

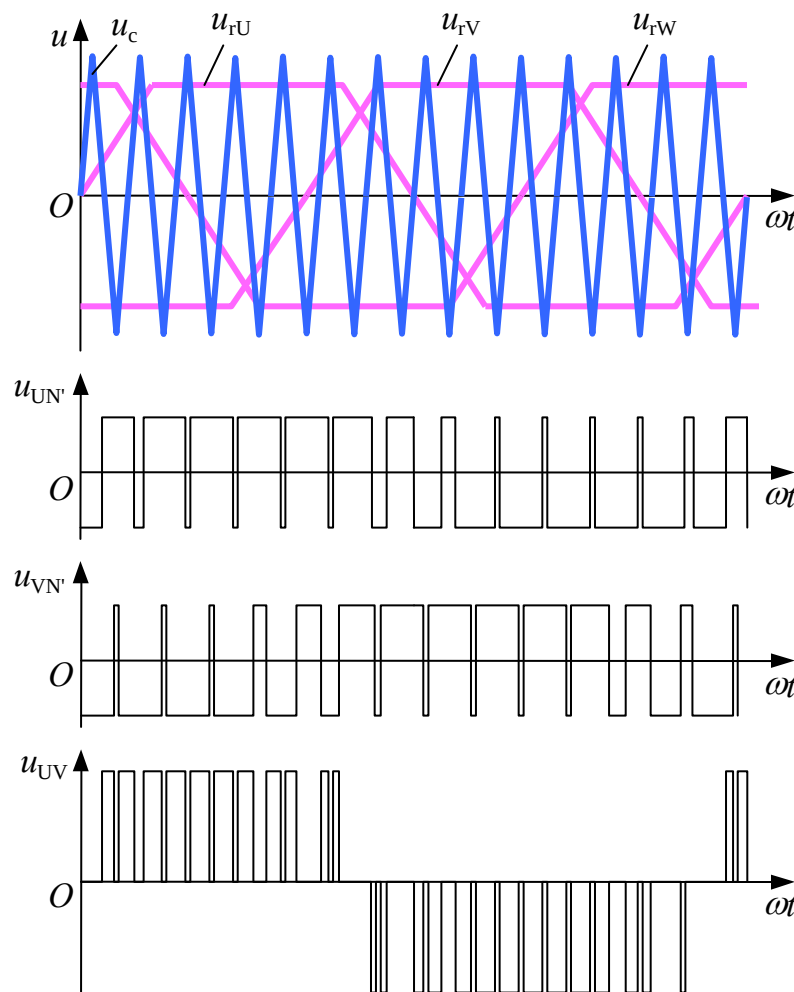


图7-15 梯形波为调制信号的PWM控制



7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

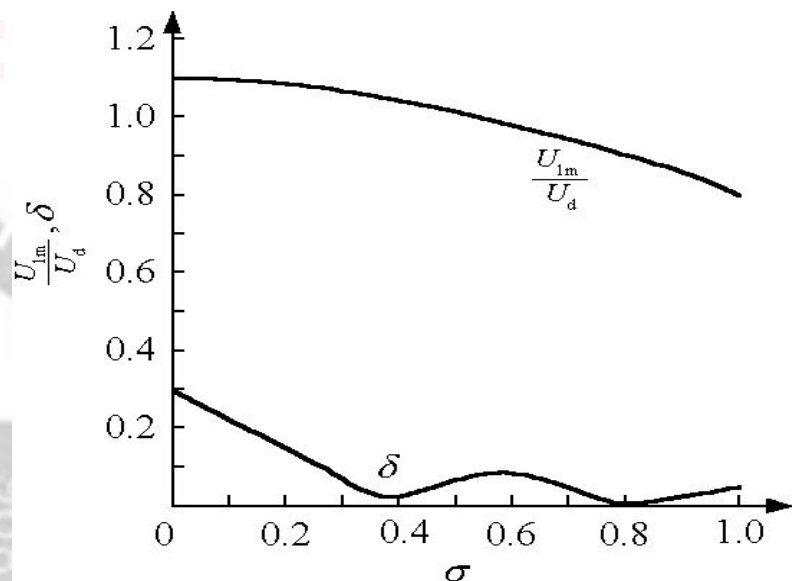


图7-16 σ 变化时的 δ 和直流电压利用率

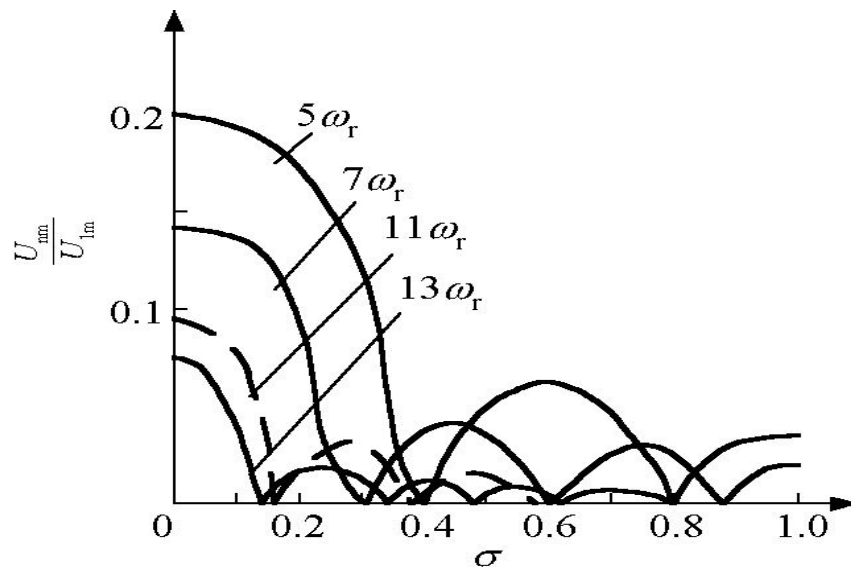


图7-17 σ 变化时的各次谐波含量

◆ 由于梯形波中含有**低次谐波**，调制后的**PWM**波仍含有同样的低次谐波，设由这些低次谐波（不包括由载波引起的谐波）产生的波形畸变率为 δ ，则三角化率 σ 不同时， δ 和直流电压利用率 U_{1m}/U_d 也不同。

◆ $\sigma=0.4$ 时，谐波含量也较少，约为**3.6%**，直流电压利用率为**1.03**，综合效果较好。

◆ 用梯形波调制时，输出波形中含有**5次**、**7次**等低次谐波，这是梯形波调制的缺点，实际应用时，可以考虑将正弦波和梯形波结合使用。



7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

■ 线电压控制方式

◆ 目标是使输出的线电压波形中不含低次谐波，同时尽可能提高直流电压利用率，也应尽量减少功率器件的开关次数。

◆ 在相电压正弦波调制信号中叠加适当大小的3次谐波，使之成为鞍形波，则经过PWM调制后逆变电路输出的相电压中也必然包含3次谐波，且三相的3次谐波相位相同，在合成线电压时，各相电压的3次谐波相互抵消，线电压为正弦波。

◆ 图7-18中，调制信号 u_r 成为鞍形波，基波分量 u_{r1} 的幅值更大，但 u_r 的最大值不超过三角波载波最大值。

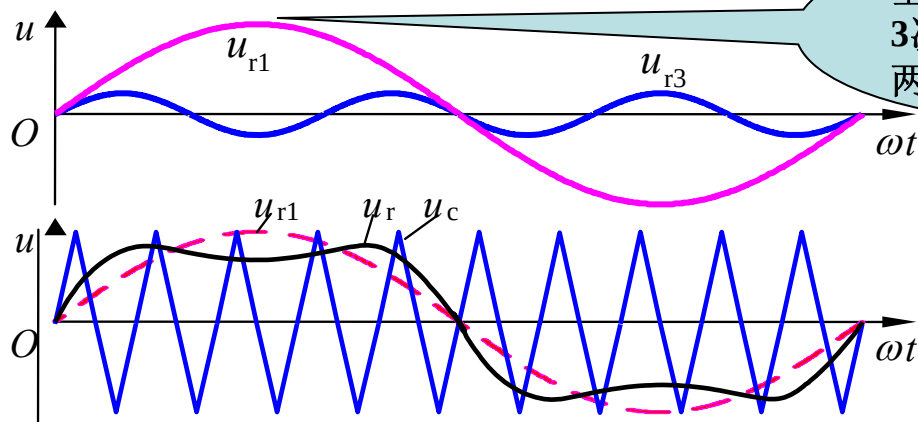


图7-18 叠加3次谐波的调制信号



7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

◆ 线电压控制方式举例

可以在正弦调制信号中叠加**3次谐波**外，还可以叠加其他**3倍频于正弦波**的信号，也可以再叠加**直流分量**，这些都不会影响线电压。

图7-19中， u_p 中既包含3的整数倍次谐波，也包含直流分量，而且其大小是随正弦信号的大小而变化的，设三角波载波幅值为1，三相调制信号中的正弦波分量分别为 u_{rU1} 、 u_{rV1} 和 u_{rW1} ，并令

$$u_p = -\min(u_{rU1}, u_{rV1}, u_{rW1}) - 1 \quad (7-12)$$

则三相的调制信号分别为

$$\left. \begin{aligned} u_{rU} &= u_{rU1} + u_p \\ u_{rV} &= u_{rV1} + u_p \\ u_{rW} &= u_{rW1} + u_p \end{aligned} \right\} \quad (7-13)$$

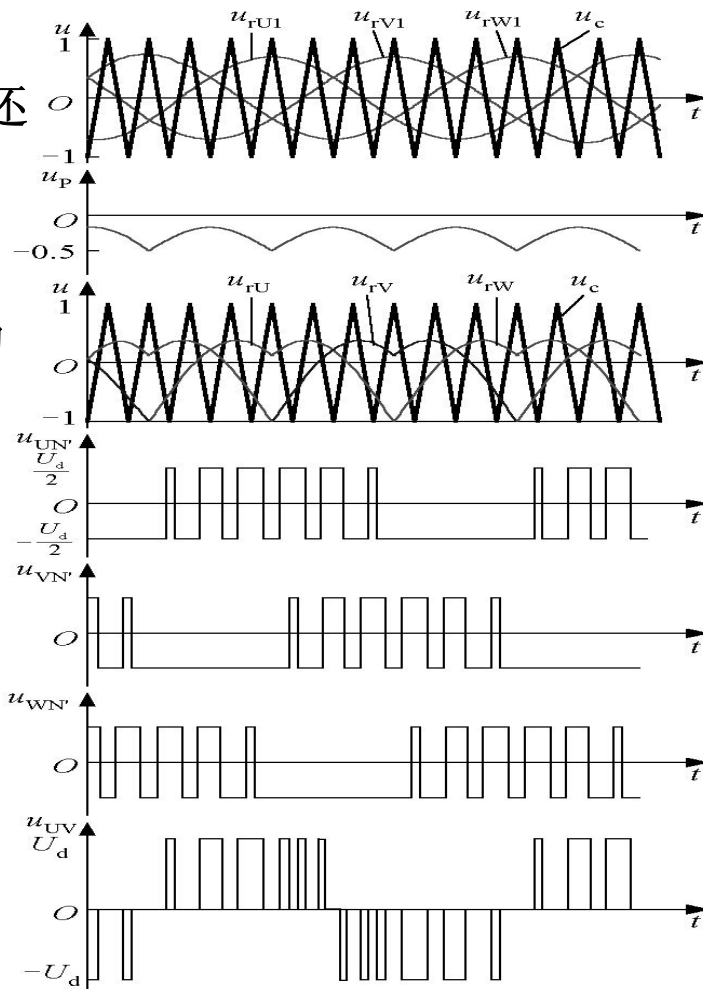


图7-19 线电压控制方式举例



7.2.5 提高直流电压利用率和减少开关次数

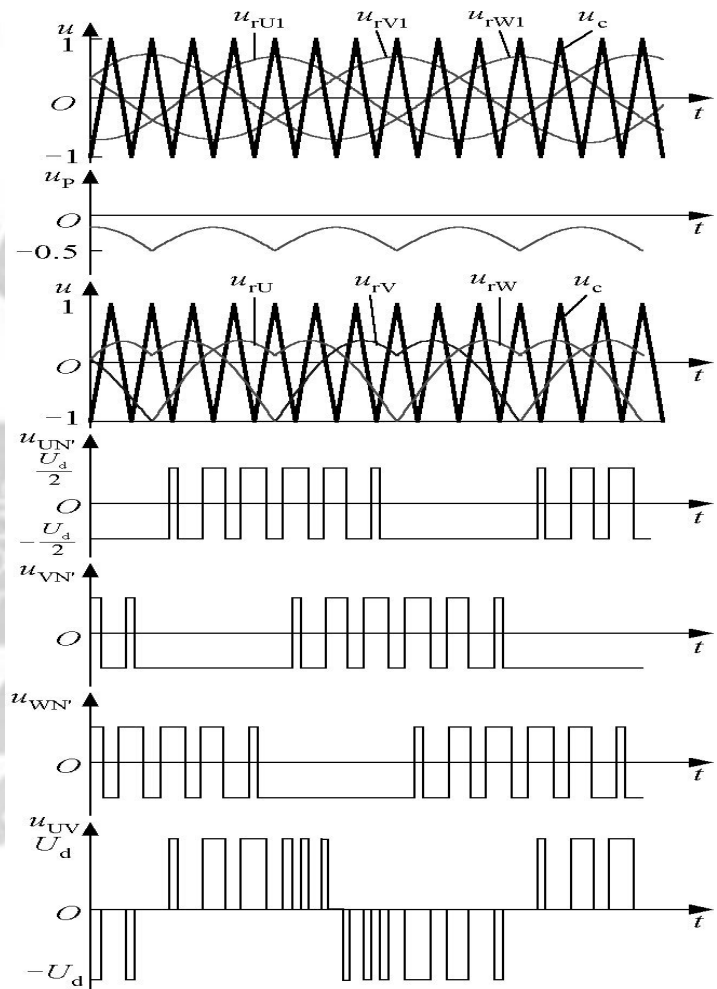


图7-19 线电压控制方式举例

不论 u_{rU1} 、 u_{rV1} 和 u_{rW1} 幅值的大小， u_{rU} 、 u_{rV} 、 u_{rW} 中总有1/3周期的值是和三角波负峰值相等的，其值为-1，在这1/3周期中，并不对调制信号值为-1的一相进行控制，而只对其他两相进行PWM控制，因此也称为**两相控制方式**。

两相控制方式有以下优点

- ✓ 在信号波的1/3周期内开关器件不动作，可使功率器件的**开关损耗减少1/3**。

- ✓ 最大输出线电压基波幅值为 U_d ，和相电压控制方法相比，**直流电压利用率提高了15%**。

- ✓ 输出线电压中**不含低次谐波**，这是因为相电压中相应于 u_p 的谐波分量相互抵消的缘故，这一性能优于梯形波调制方式。



7.2.6 空间矢量SVPWM控制

■空间矢量SVPWM控制技术广泛运用于变频器中，驱动交流电机时，使电机的磁链成为圆形的旋转磁场，从而使电机产生恒定的电磁转矩。

■空间矢量SVPWM控制技术

◆图4-9所示的三相电压型桥式逆变电路，采用 180° 导通方式，共有8种工作状态，即 V_6 、 V_1 、 V_2 通， V_1 、 V_2 、 V_3 通， V_2 、 V_3 、 V_4 通， V_3 、 V_4 、 V_5 通， V_4 、 V_5 、 V_6 通， V_5 、 V_6 、 V_1 通，以及 V_1 、 V_3 、 V_5 通和 V_2 、 V_4 、 V_6 通，用“1”表示每相上桥臂开关导通，用“0”表示下桥臂开关导通，则上述8种工作状态可依次表示为100、110、010、011、001、101以及111和000。

◆前6种状态有输出电压，属有效工作状态，而后两种全部是上管通或下管通，没有输出电压，称之为零工作状态，故对于这种基本的逆变器，称之为6拍逆变器。

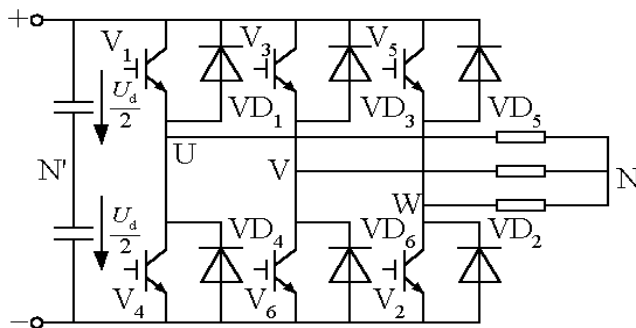


图4-9 三相电压型桥式逆变电路



7.2.6 空间矢量SVPWM控制

◆对于6拍逆变器，在每个工作周期中，6种有效工作状态各出现一次，每一种状态持续 60° ，在一个周期中6个电压矢量共转过 360° ，形成一个**封闭的正六边形**，对于111和000这两个“零工作状态”，在这里表现为位于原点的零矢量，坐落在正六边形的中心点。

◆采用PWM控制，就可以使交流电机的磁通尽量接近圆形，工作频率越高，磁通就越接近圆形，需要的电压矢量不是6个基本电压矢量时，可以用**两个基本矢量**和**零矢量**的组合来实现。

◆如图7-21中，所要的矢量为 u_s ，用基本矢量 u_1 和 u_2 的线形组合来实现， u_1 和 u_2 的作用时间一般小于开关周期 T_0 的 60° ，不足的时间可用“零矢量”补齐。

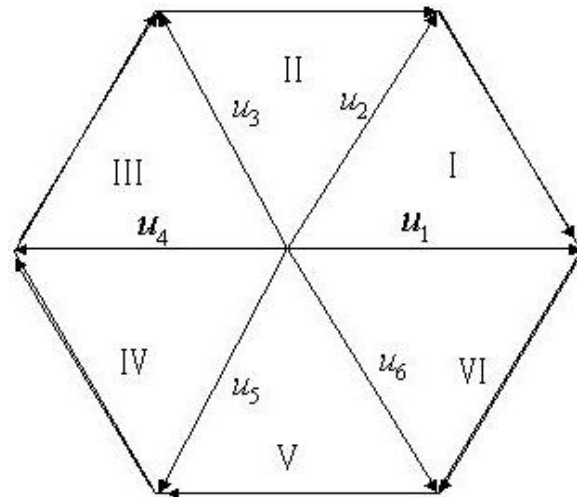


图7-20 电压空间矢量六边形

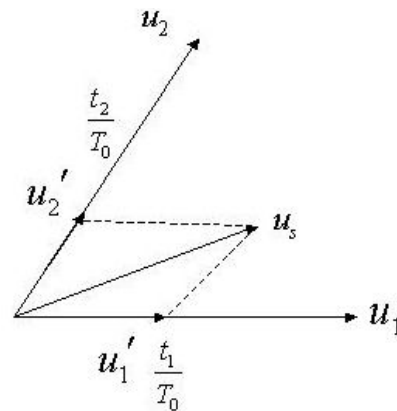


图7-21 空间电压矢量的线形组合



7.2.7 PWM逆变电路的多重化

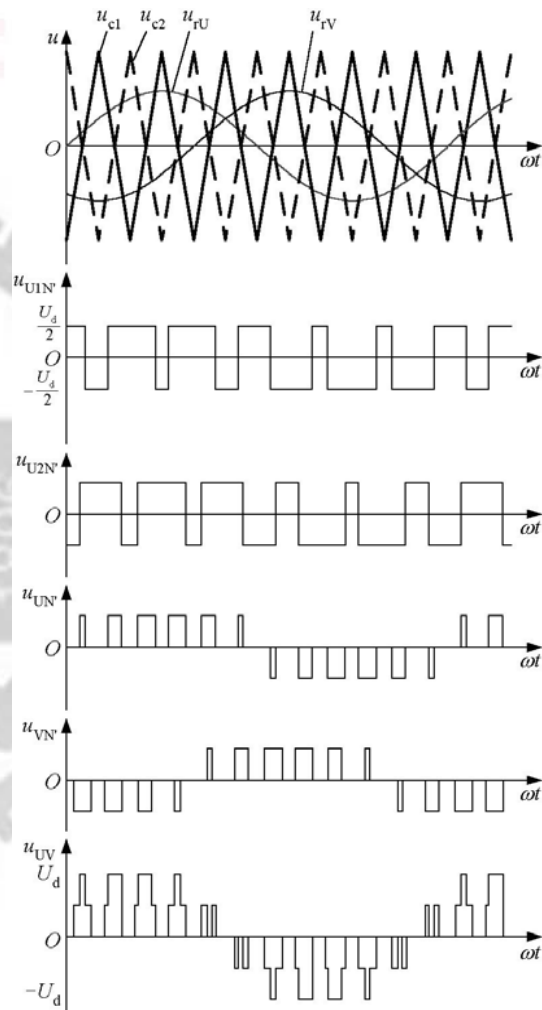


图7-23 二重PWM型逆变电路输出波形

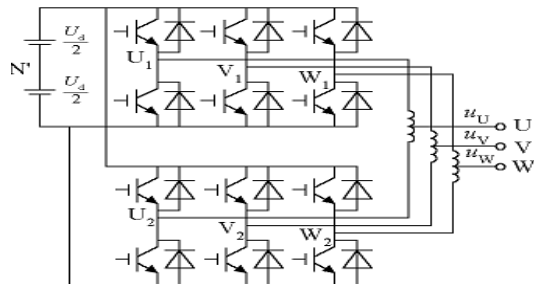


图7-22 二重PWM型逆变电路

■ 目的是为了提高等效开关频率，减少开关损耗，减少和载波有关的谐波分量。

■ PWM逆变电路多重化联结方式有**变压器方式**和**电抗器方式**。

■ 电抗器联接的二重PWM逆变电路

◆ 电路的输出从电抗器中心抽头处引出。

◆ 两个单元逆变电路的载波信号相互错开 180° ，输出端相对于直流电源中点N'的电压

$u_{UN'} = (u_{U1N'} + u_{U2N'})/2$ ，已变为单极性PWM波了，输出线电压共有0、 $(\pm 1/2)U_d$ 、 $\pm U_d$ 五个电平，比非多重化时谐波有所减少。

◆ 所加电压的频率越高，电抗器所需的电感量就越小。



7.2.7 PWM逆变电路的多重化

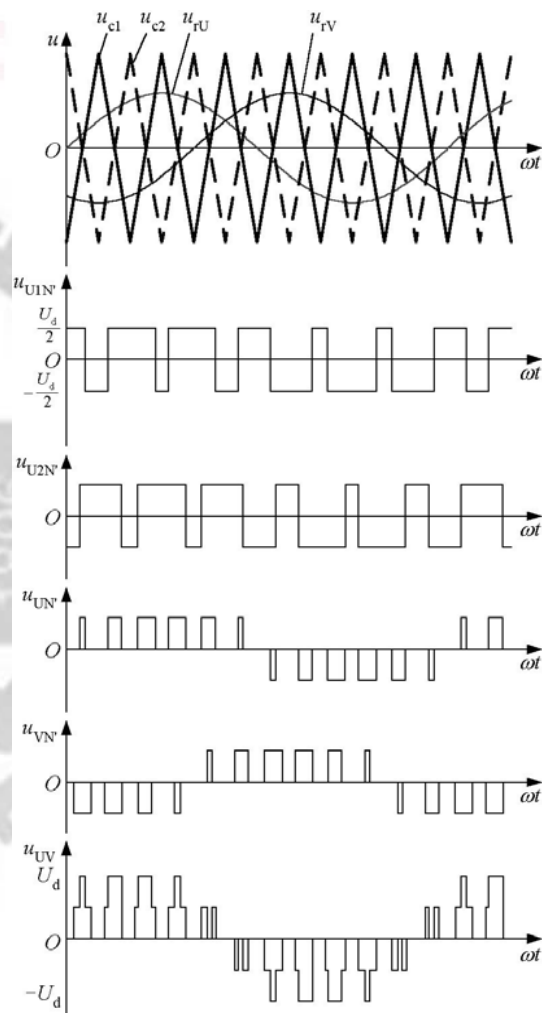


图7-23 二重PWM型逆变电路输出波形

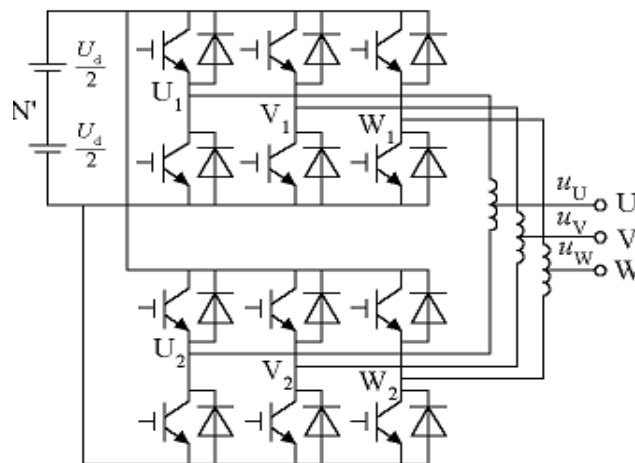


图7-22 二重PWM型逆变电路

■ 二重化后，输出电压中所含谐波的角频率仍可表示为 $n\omega_c + k\omega_r$ ，但其中当 n 为奇数时的谐波已全部被除去，谐波的最低频率在 $2\omega_c$ 附近，相当于电路的等效载波频率提高了一倍。



7.3 PWM跟踪控制技术

7.3.1 滞环比较方式

7.3.2 三角波比较方式





7.3.1 滞环比较方式

■跟踪控制方法：把希望输出的电流或电压波形作为指令信号，把实际电流或电压波形作为反馈信号，通过**两者的瞬时值比较**来决定逆变电路各功率开关器件的通断，使实际的输出跟踪指令信号变化

■滞环比较方式

◆**电流跟踪控制**应用最多。

◆**PWM**电流跟踪控制单相半桥式逆变电路

👉把指令电流 i^* 和实际输出电流 i 的偏差 i^*-i 作为带有滞环特性的比较器的输入，通过其输出来控制功率器件 V_1 和 V_2 的通断。

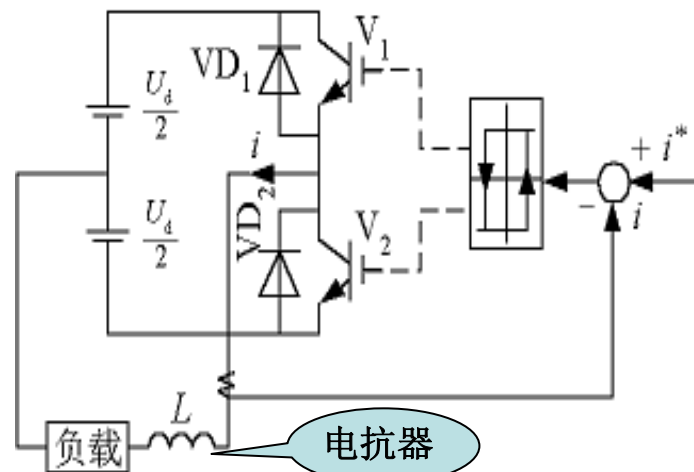


图7-24 滞环比较方式电流跟踪控制举例

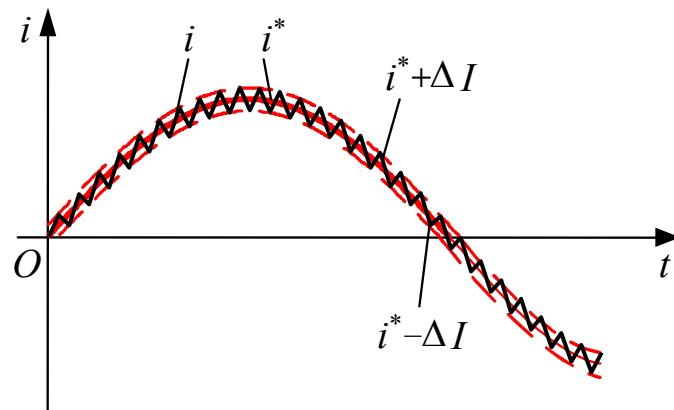


图7-25 滞环比较方式的指令电流和输出电流



7.3.1 滞环比较方式

控制规律

- ✓ 当 V_1 （或 VD_1 ）导通时， i 增大。
- ✓ 当 V_2 （或 VD_2 ）导通时， i 减小。
- ✓ 通过环宽为 $2\Delta I$ 的滞环比较器的控制， i 就在 $i^* + \Delta I$ 和 $i^* - \Delta I$ 的范围内，呈锯齿状地跟踪指令电流 i^* 。

环宽过宽时，开关频率低，跟踪误差大；环宽过窄时，跟踪误差小，但开关频率过高，开关损耗增大。

L 大时， i 的变化率小，跟踪慢； L 小时， i 的变化率大，开关频率过高。

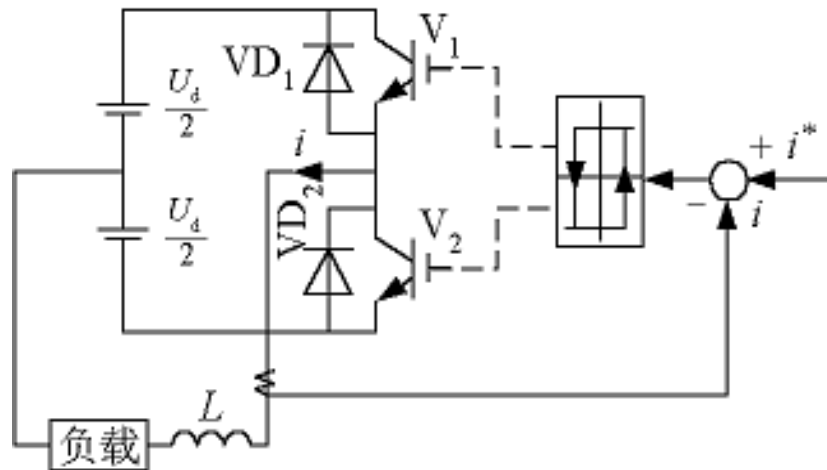


图7-24 滞环比较方式电流跟踪控制举例

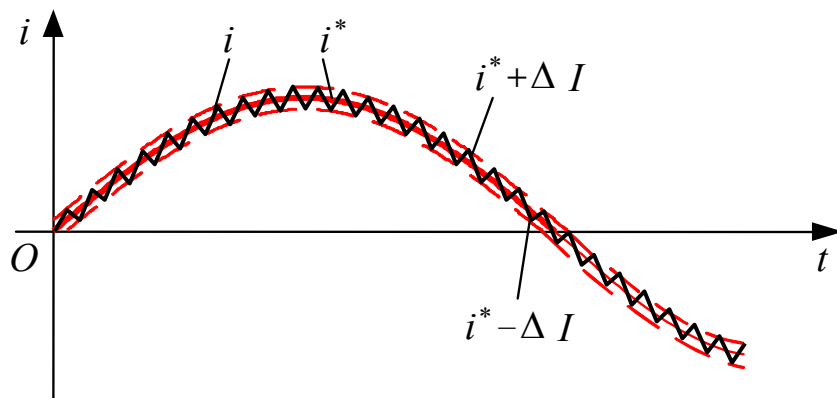


图7-25 滞环比较方式的指令电流和输出电流



7.3.1 滞环比较方式

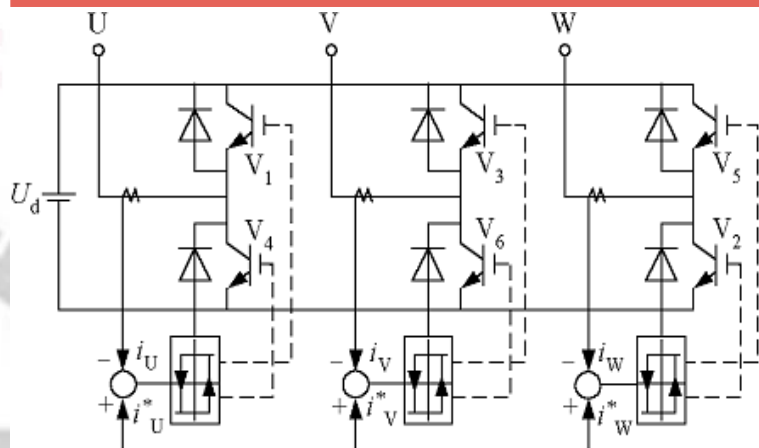


图7-26 三相电流跟踪型PWM逆变电路

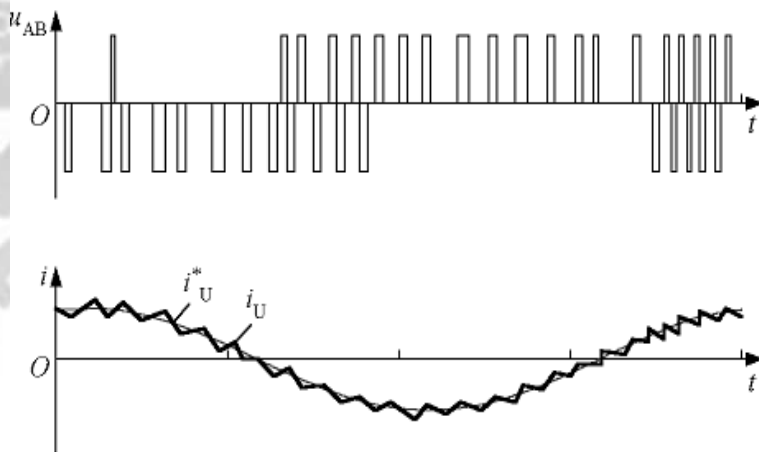


图7-25 滞环比较方式的指令电流和输出电流

◆ 三相电流跟踪型PWM逆变电路

☞ 由三个单相半桥电路组成，三相电流指令信号 i_U^* 、 i_V^* 和 i_W^* 依次相差 120° 。

☞ 在线电压的正半周和负半周内，都有极性相反的脉冲输出，这将使输出电压中的谐波分量增大，也使负载的谐波损耗增加。

◆ 采用滞环比较方式的电流跟踪型PWM变流电路有如下特点

- ☞ 硬件电路简单。
- ☞ 实时控制，电流响应快。
- ☞ 不用载波，输出电压波形中不含特定频率的谐波。
- ☞ 和算法及调制法相比，相同开关频率时输出电流中高次谐波含量多。
- ☞ 属于闭环控制，是各种跟踪型PWM变流电路的共同特点。



7.3.1 滞环比较方式

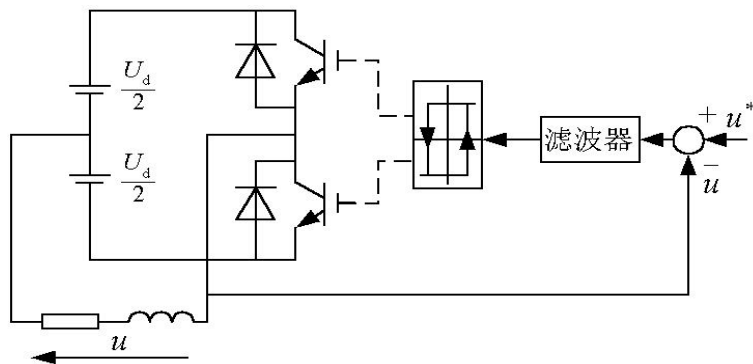


图7-28 电压跟踪控制电路举例

◆ 电压跟踪控制

✎ 把指令电压 u^* 和输出电压 u 进行比较，滤除偏差信号中的谐波，滤波器的输出送入滞环比较器，由比较器输出控制开关器件的通断，从而实现电压跟踪控制。

✎ 输出电压PWM波形中含大量高次谐波，必须用适当的滤波器滤除。

✎ $u^*=0$ 时，输出电压 u 为频率较高的矩形波，相当于一个自励振荡电路。

✎ u^* 为直流信号时， u 产生直流偏移，变为正负脉冲宽度不等，正宽负窄或正窄负宽的矩形波。

✎ u^* 为交流信号时，只要其频率远低于上述自励振荡频率，从 u 中滤除由器件通断产生的高次谐波后，所得的波形就几乎和 u^* 相同，从而实现电压跟踪控制。



7.3.2 三角波比较方式

■ 三角波比较方式

◆ 把指令电流 i^*_U 、 i^*_V 和 i^*_W 和逆变电路实际输出的电流 i_U 、 i_V 、 i_W 进行比较，求出偏差电流，通过**放大器A**放大后，再去和三角波进行比较，产生**PWM**波形。

◆ 放大器A通常具有**比例积分特性**或**比例特性**，其系数直接影响着逆变电路的电流跟踪特性。

◆ 特点

👉 开关频率固定，等于载波频率，高频滤波器设计方便。

👉 为改善输出电压波形，三角波载波常用**三相三角波**载波。

👉 和滞环比较控制方式相比，这种控制方式输出电流所含的谐波少。

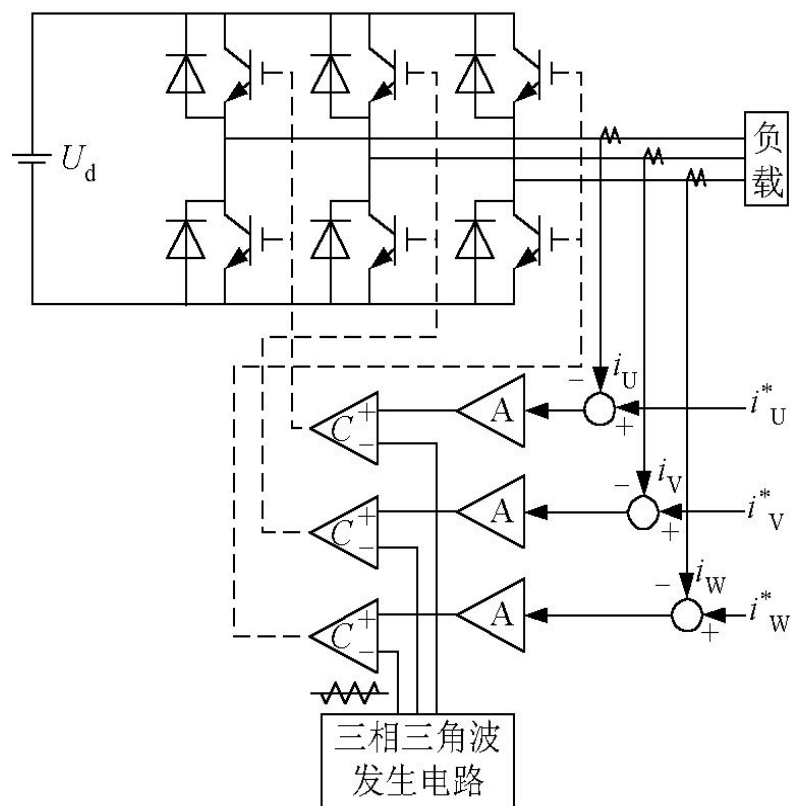


图7-29 三角波比较方式电流跟踪型逆变电路



7.3.2 三角波比较方式

■ 定时比较方式

- ◆ 不用滞环比较器，而是设置一个**固定的时钟**。
- ◆ 以**固定的采样周期**对指令信号和被控制变量进行采样，并根据二者偏差的极性来控制变流电路开关器件的通断，使被控制量跟踪指令信号。
- ◆ 以单相半桥逆变电路为例，在时钟信号到来的采样时刻
 - 👉 如 $i < i^*$ ， V_1 导通， V_2 关断，使 i 增大。
 - 👉 如 $i > i^*$ ， V_1 关断， V_2 导通，使 i 减小。
- ◆ 每个采样时刻的控制作用都使实际电流与指令电流的误差减小。
- ◆ 采用定时比较方式时，器件的最高开关频率为时钟频率的 **$1/2$** 。
- ◆ 和滞环比较方式相比，电流控制误差没有一定的环宽，控制的精度低一些。



7.4 PWM整流电路及其控制方法

7.4.1 PWM整流电路的工作原理

7.4.2 PWM整流电路的控制方法





7.4 PWM整流电路及其控制方法 · 引言

- 实际应用的整流电路几乎都是晶闸管相控整流电路或二极管整流电路。
 - ◆ 随着触发延迟角 α 的增大，位移因数降低。
 - ◆ 输入电流中谐波分量相当大，功率因数很低。
- 把逆变电路中的SPWM控制技术用于整流电路，就形成了**PWM整流电路**。
 - ◆ 通过对PWM整流电路的适当控制，可以使其输入电流非常接近正弦波，且和输入电压同相位，功率因数近似为1。
 - ◆ 也称为单位功率因数变流器，或高功率因数整流器。



7.4.1 PWM整流电路的工作原理

■可分为**电压型**和**电流型**两大类，目前研究和应用较多的是电压型**PWM**整流电路。

■单相PWM整流电路

◆对于半桥电路来说，直流侧电容必须由**两个电容**串联，其中点和交流电源连接，对于全桥电路来说，直流侧电容只要**一个**就可以了。

◆工作原理（以全桥电路为例）

👉按照正弦信号波和三角波相比较的方法对图7-30b中的 $V_1 \sim V_4$ 进行**SPWM**控制，就可以在桥的交流输入端**AB**产生一个**SPWM波** u_{AB} 。

✓ u_{AB} 中含有和正弦信号波同频率且幅值成比例的基波分量，以及和三角波载波有关的频率很高的谐波，而不含有低次谐波。

👉由于 L_s 的滤波作用， i_s **脉动很小**，可以忽略，所以当正弦信号波的频率和电源频率相同时， i_s 也为与电源频率相同的正弦波。

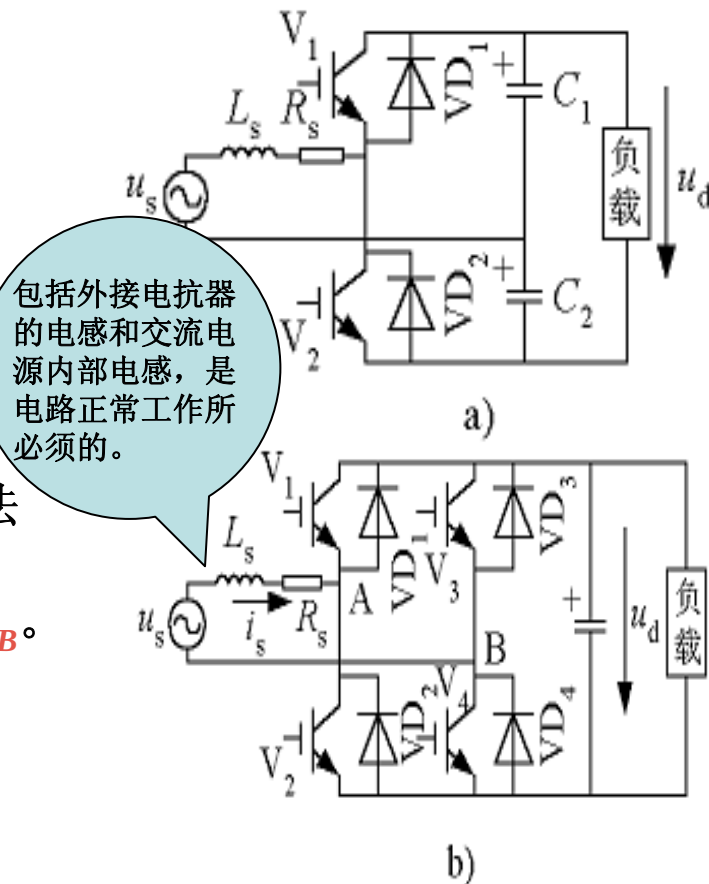


图7-30 单相PWM整流电路

a)单相半桥电路

b)单相全桥电路



7.4.1 PWM整流电路的工作原理

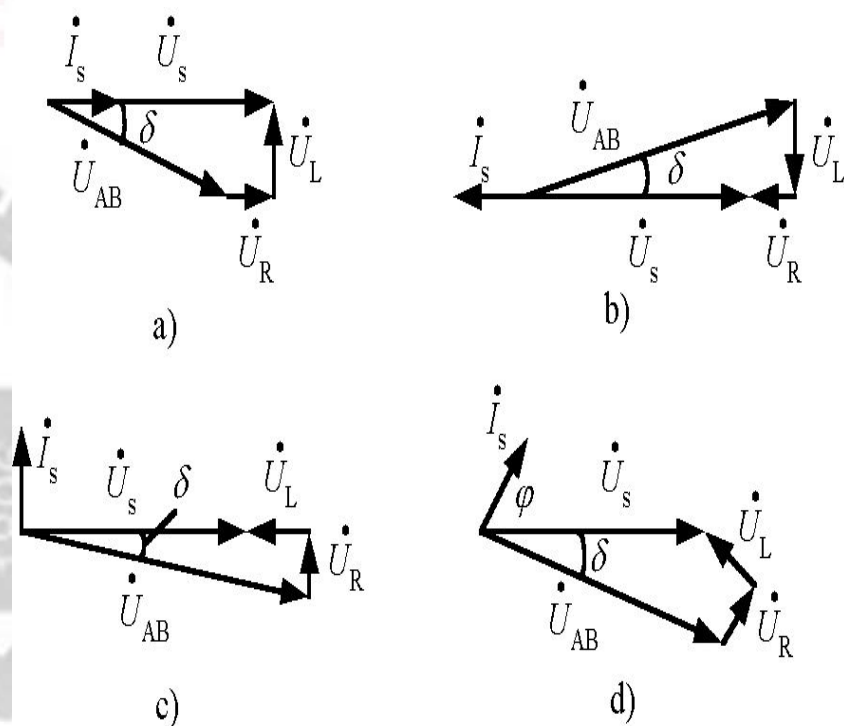


图7-31 PWM整流电路的运行方式相量图

- a) 整流运行
- b) 逆变运行
- c) 无功补偿运行
- d) i_s 超前角为 φ

在 u_s 一定的情况下, i_s 的幅值和相位仅由 u_{AB} 中基波分量 u_{ABf} 的幅值及其与 u_s 的相位差来决定, 改变 u_{ABf} 的幅值和相位, 就可以使 i_s 和 u_s 同相位、反相位, i_s 比 u_s 超前 90° , 或使 i_s 与 u_s 的相位差为所需要的角度。

图a中, 滞后的相角为 δ , 和完全同相位, 电路工作在整流状态, 且功率因数为1, 是PWM整流电路最基本的工作状态。

图b中超前的相角为 δ , 和的相位正好相反, 电路工作在逆变状态, 说明PWM整流电路可以实现能量正反两个方向的流动。



7.4.1 PWM整流电路的工作原理

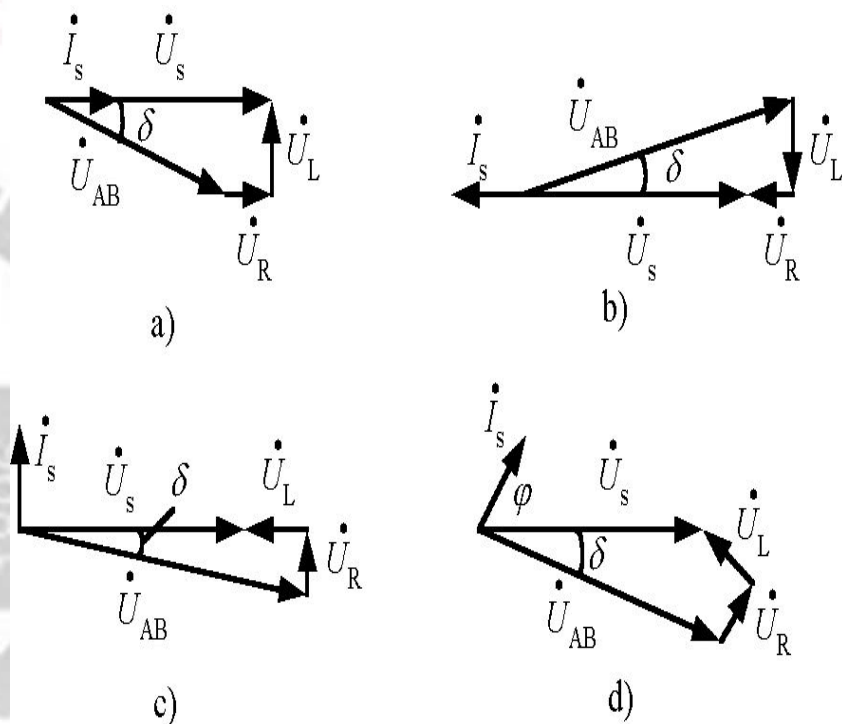


图7-31 PWM整流电路的运行方式相量图

- a) 整流运行
- b) 逆变运行
- c) 无功补偿运行
- d) $\dot{I}_s$ 超前角为 ϕ

✓ 图c中滞后的相角为 δ ，超前 90° ，电路在向交流电源送出无功功率，这时的电路被称为**静止无功功率发生器（Static Var Generator—SVG）**。

✓ 在图d的情况下，通过对 $\dot{U}_{AB}$ 幅值和相位的控制，可以使 $\dot{I}_s$ 超前或滞后任一角度 ϕ 。



7.4.1 PWM整流电路的工作原理

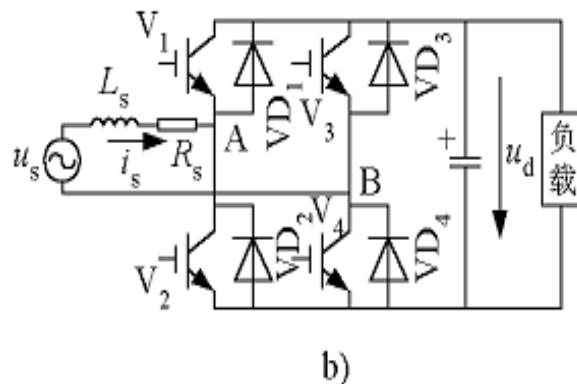


图7-30 b)单相全桥电路

整流运行状态

✓ 当 $u_s > 0$ 时，由 V_2 、 VD_4 、 VD_1 、 L_s 和 V_3 、 VD_1 、 VD_4 、 L_s 分别组成了两个升压斩波电路。

✓ 以包含 V_2 的升压斩波电路为例，当 V_2 导通时， u_s 通过 V_2 、 VD_4 向 L_s 储能，当 V_2 关断时， L_s 中储存的能量通过 VD_1 、 VD_4 向直流侧电容 C 充电。

✓ 当 $u_s < 0$ 时，由 V_1 、 VD_3 、 VD_2 、 L_s 和 V_4 、 VD_2 、 VD_3 、 L_s 分别组成了两个升压斩波电路，工作原理和 $u_s > 0$ 时类似。

◆ 电压型PWM整流电路是升压型整流电路，其输出直流电压可以从交流电源电压峰值附近向高调节，使用时要注意电力半导体器件的保护；同时也要注意，向低调节就会使电路性能恶化，以至不能工作。



7.4.1 PWM整流电路的工作原理

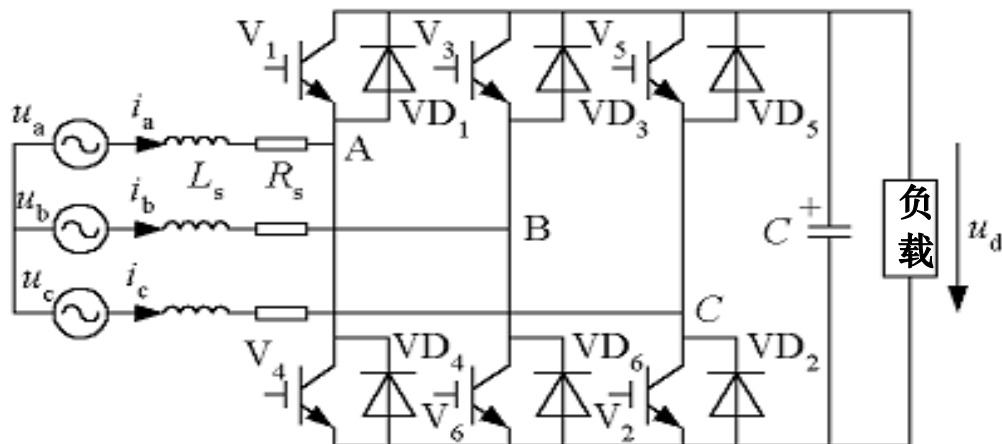


图7-32 三相桥式PWM整流电路

■ 三相PWM整流电路

- ◆ 是最基本的PWM整流电路之一，其应用也最为广泛。
- ◆ 电路的工作原理也和前述的单相全桥电路相似，只是从单相扩展到三相。
- ◆ 对电路进行**SPWM控制**，在桥的交流输入端A、B和C可得到SPWM电压，对各相电压按图7-31a的相量图进行控制，就可以使各相电流 i_a 、 i_b 、 i_c 为正弦波且和电压相位相同，功率因数近似为**1**。
- ◆ 该电路也可以工作在图7-31b的逆变运行状态及图c或d的状态。



7.4.2 PWM整流电路的控制方法

■根据有没有引入**电流反馈**可以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**。

■间接电流控制

◆也称为**相位和幅值控制**，按照图7-31a（逆变运行时为图7-31b）的相量关系来控制整流桥交流输入端电压，使得输入电流和电压同相位，从而得到功率因数为1的控制效果。

◆控制系统的闭环是整流器直流侧**电压控制环**。

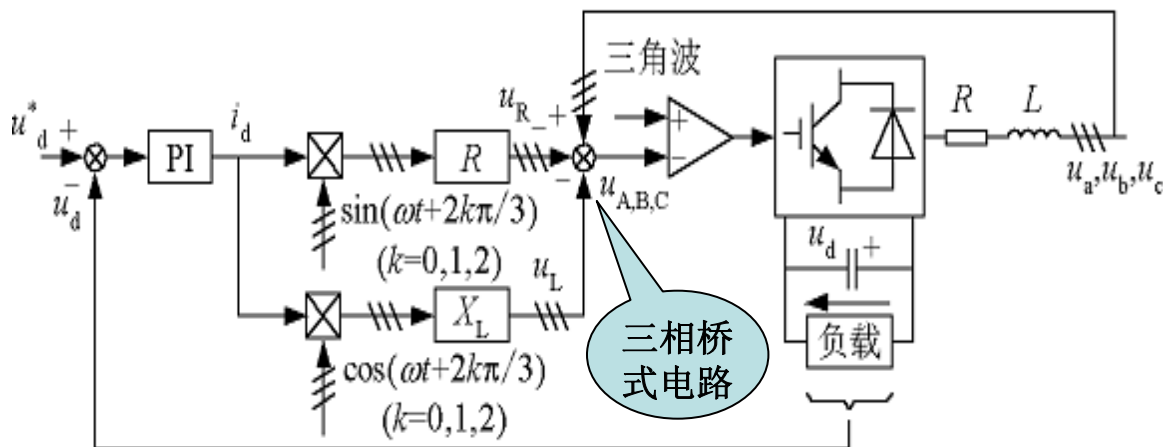


图7-33 间接电流控制系统结构



7.4.2 PWM整流电路的控制方法

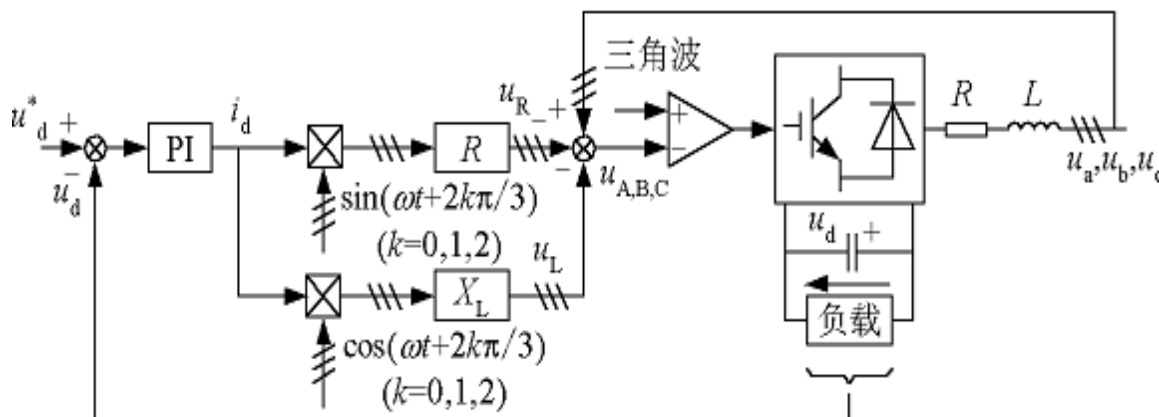


图7-33 间接电流控制系统结构

◆ 控制原理

👉 u_d^* 和实际的直流电压 u_d 比较后送入 **PI调节器**，PI调节器的输出为一直流电流信号 i_d ， i_d 的大小和整流器交流输入电流幅值成正比。

👉 稳态时， $u_d = u_d^*$ ，PI调节器输入为零，PI调节器的输出 i_d 和负载电流大小对应，也和交流输入电流幅值相对应。

👉 负载电流增大时，**C** 放电而使 u_d 下降，PI的输入端出现正偏差，使其输出 i_d 增大，进而使交流输入电流增大，也使 u_d 回升；达到新的稳态时， u_d 和 u_d^* 相等，PI调节器输入仍恢复到零，而 i_d 则稳定为新的较大的值，与较大的负载电流和较大的交流输入电流对应。

👉 负载电流减小时，调节过程和上述过程相反。



7.4.2 PWM整流电路的控制方法

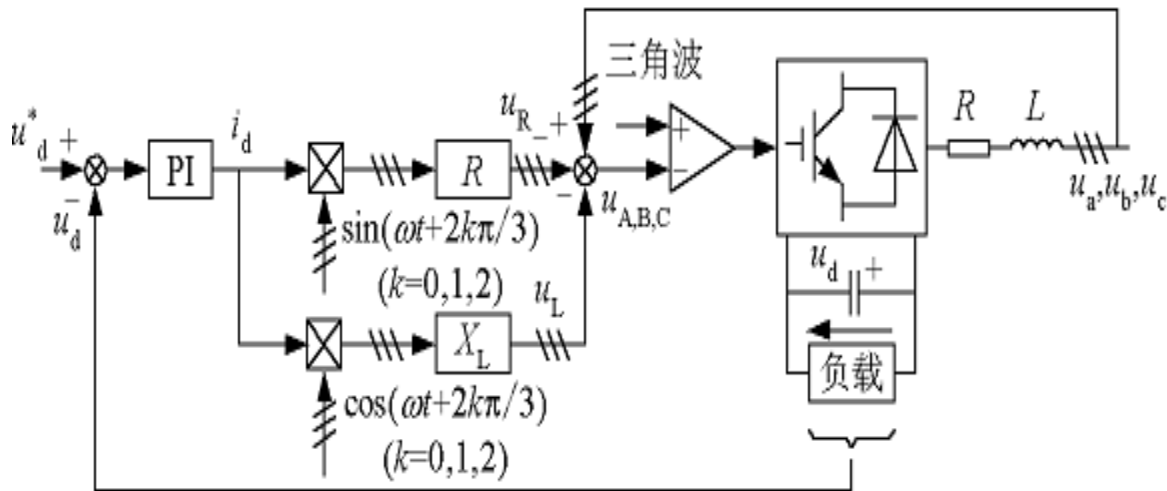


图7-33 间接电流控制系统结构

👉 从整流运行变为逆变运行时

✓ 负载电流反向而向直流侧电容C充电，使 u_d 抬高，PI调节器出现负偏差，其输出 i_d 减小后变为负值，使交流输入电流相位和电压相位反相，实现逆变运行。

✓ 达到稳态时， u_d 和 u_d^* 仍然相等，PI调节器输入恢复到零，其输出 i_d 为负值，并与逆变电流的大小相对应。



7.4.2 PWM整流电路的控制方法

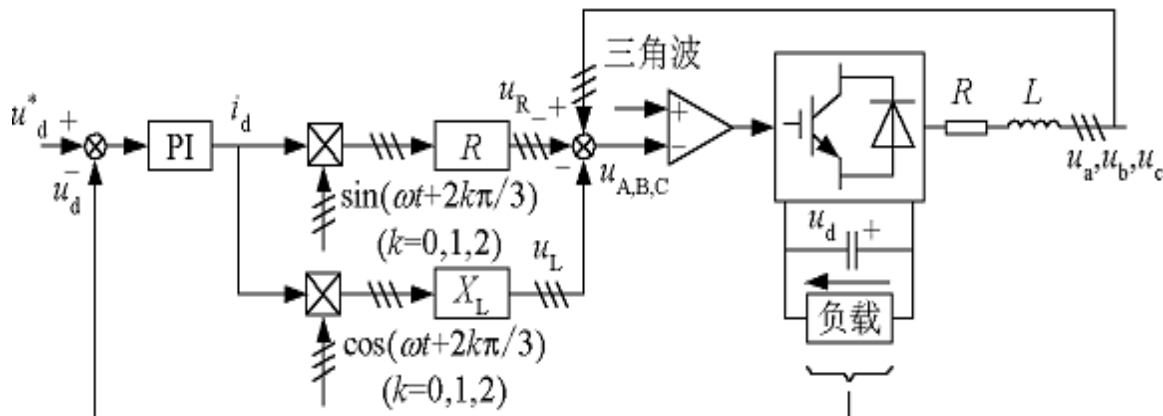


图7-33 间接电流控制系统结构

◆ 控制系统中其余部分的工作原理

👉 图中上面的乘法器是 i_d 分别乘以和a、b、c三相相电压同相位的正弦信号，再乘以电阻 R ，得到各相电流在 R_s 上的压降 u_{Ra} 、 u_{Rb} 和 u_{Rc} 。

👉 图中下面的乘法器是 i_d 分别乘以比a、b、c三相相电压相位超前 $\pi/2$ 的余弦信号，再乘以电感 L 的感抗，得到各相电流在电感 L_s 上的压降 u_{La} 、 u_{Lb} 和 u_{Lc} 。



7.4.2 PWM整流电路的控制方法

✎ 各相电源相电压 u_a 、 u_b 、 u_c 分别减去前面求得的输入电流在电阻 R 和电感 L 上的压降，就可得到所需要的交流输入端各相的相电压 u_A 、 u_B 和 u_C 的信号，用该信号对三角波载波进行调制，得到PWM开关信号去控制整流桥，就可以得到需要的控制效果。

◆ 存在的问题

✎ 在信号运算过程中用到电路参数 L_s 和 R_s ，当 L_s 和 R_s 的运算值和实际值有误差时，会影响到控制效果。

✎ 是基于系统的静态模型设计的，其动态特性较差。

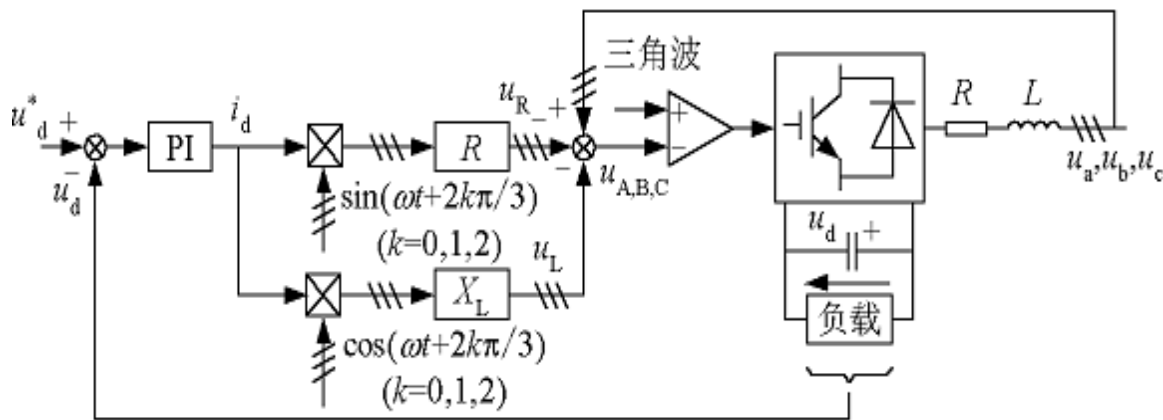


图7-33 间接电流控制系统结构



7.4.2 PWM整流电路的控制方法

■ 直接电流控制

◆ 通过运算求出交流输入电流指令值，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踪指令电流值。

◆ 图7-34的控制系统是一个双闭环控制系统，其外环是直流电压控制环，内环是交流电流控制环。

◆ 控制原理

👉 外环PI调节器的输出为 i_d ， i_d 分别乘以和 a 、 b 、 c 三相相电压同相位的正弦信号，得到三相交流电流的正弦指令信号 i_a^* 、 i_b^* 和 i_c^* 。

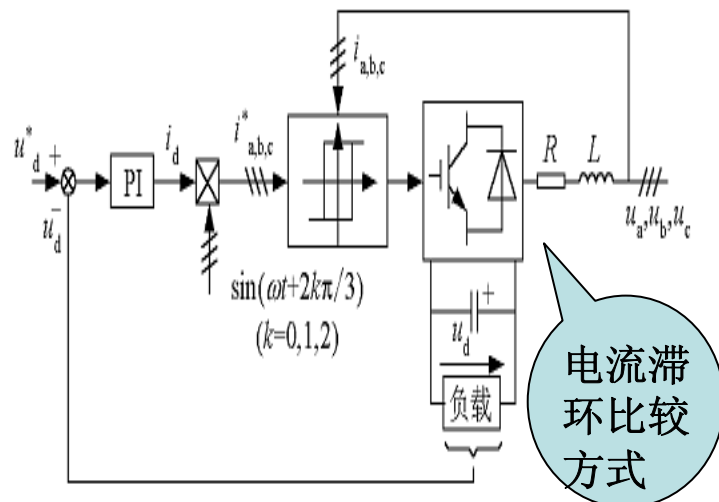


图7-34 直接电流控制系统结构图



7.4.2 PWM整流电路的控制方法

👉 i_a^* , i_b^* 和 i_c^* 分别和各自的电源电压同相位，其幅值和反映负载电流大小的直流信号 i_d 成正比，这是整流器运行时所需的交流电流指令信号。

👉 指令信号和实际交流电流信号比较后，通过**滞环**对器件进行控制，便可使实际交流输入电流跟踪指令值。

◆ 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。

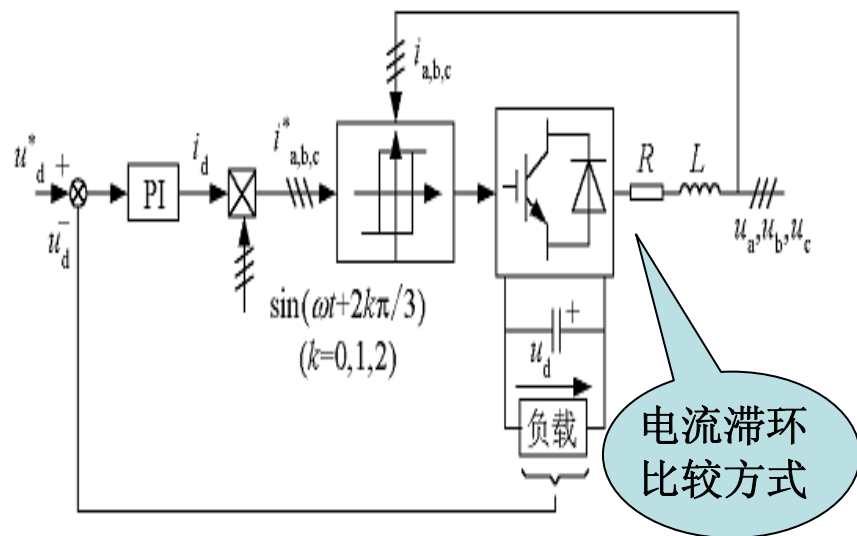


图7-34 直接电流控制系统结构图



本章小结

■ PWM控制技术的地位

◆ PWM控制技术是在电力电子领域有着广泛的应用，并对电力电子技术产生了十分深远影响的一项技术。

■ PWM技术与器件的关系

◆ IGBT、电力MOSFET等为代表的全控型器件的不断完善给PWM控制技术提供了强大的物质基础。

■ PWM控制技术用于直流斩波电路

◆ 直流斩波电路实际上就是直流PWM电路，是PWM控制技术应用较早也成熟较早的一类电路，应用于直流电动机调速系统就构成广泛应用的直流脉宽调速系统。

■ PWM控制技术用于交流—交流变流电路

◆ 斩控式交流调压电路和矩阵式变频电路是PWM控制技术在这类电路中应用的代表。

◆ 目前其应用都还不多，但矩阵式变频电路因其容易实现集成化，可望有良好的发展前景。





本章小结

■ PWM控制技术用于逆变电路

- ◆ PWM控制在逆变电路中的应用最具代表性。
- ◆ 正是由于在逆变电路中广泛而成功的应用，才奠定了PWM控制在电力电子技术中的突出地位。
- ◆ 除功率很大的逆变装置外，不用PWM控制的逆变电路已十分少见。
- ◆ 第4章因尚未涉及到PWM控制技术，因此对逆变电路的介绍是不完整的，学完本章才能对逆变电路有较完整的认识。

■ PWM控制技术用于整流电路

- ◆ PWM控制技术用于整流电路即构成PWM整流电路。
- ◆ 可看成逆变电路中的PWM技术向整流电路的延伸。
- ◆ PWM整流电路已获得了一些应用，并有良好的应用前景。
- ◆ PWM整流电路作为对第3章的补充，可使我们对整流电路有更全面的认识。



本章小结

■ PWM控制技术与相位控制技术

- ◆ 以第3章相控整流电路和第6章交流调压电路为代表的相位控制技术至今在电力电子电路中仍占据着重要地位。
- ◆ 以PWM控制技术为代表的斩波控制技术正在越来越占据着主导地位。
- ◆ 相位控制和斩波控制分别简称**相控**和**斩控**。
- ◆ 把两种技术对照学习，对电力电子电路的控制技术会有更明晰的认识。

第8章 软开关技术

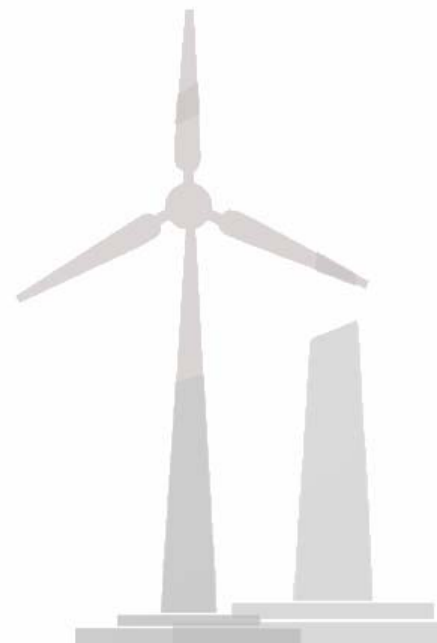
8.1 软开关的基本概念

8.2 软开关电路的分类

8.3 典型的软开关电路

8.4 软开关技术新进展

本章小结





引言

- 现代电力电子装置的发展趋势是小型化、轻量化，同时对装置的效率和电磁兼容性也提出了更高的要求。
- 电力电子电路的高频化
 - ◆ 可以减小滤波器、变压器的体积和重量，电力电子装置小型化、轻量化。
 - ◆ 开关损耗增加，电路效率严重下降，电磁干扰增大。
- 软开关技术
 - ◆ 降低开关损耗和开关噪声。
 - ◆ 使开关频率可以大幅度提高。



8.1 软开关的基本概念

8.1.1 硬开关与软开关

8.1.2 零电压开关与零电流开关





8.1.1 硬开关与软开关

■ 硬开关

- ◆ 开关过程中电压、电流均不为零，出现了重叠，有显著的开关损耗。
- ◆ 电压和电流变化的速度很快，波形出现了明显的过冲，从而产生了开关噪声。
- ◆ 开关损耗与开关频率之间呈线性关系，因此当硬电路的工作频率不太高时，开关损耗占总损耗的比例并不大，但随着开关频率的提高，开关损耗就越来越显著。

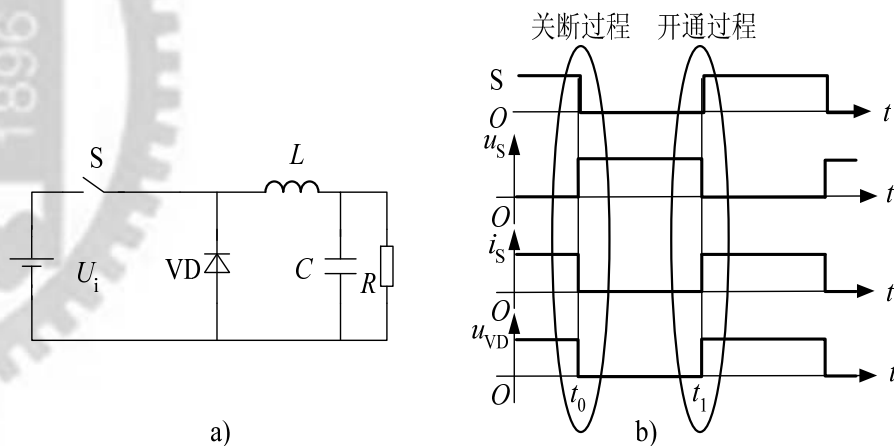


图8-1 硬开关降压型电路及波形
a) 电路图 b) 理想化波形

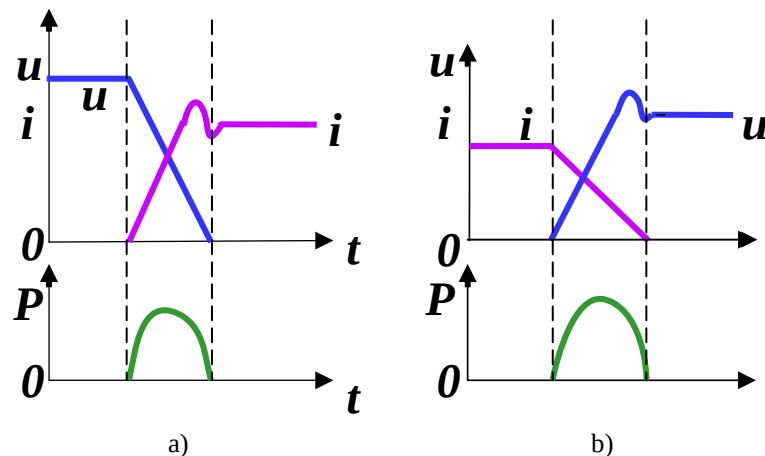


图8-2 硬开关过程中的电压和电流
a) 关断过程 b) 开通过程

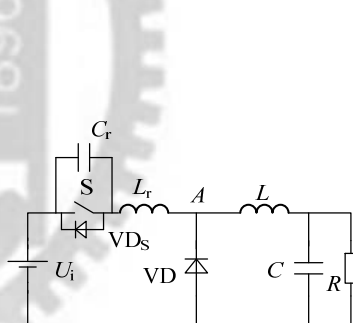


8.1.1 硬开关与软开关

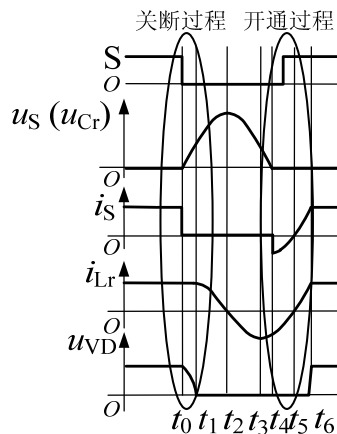
■ 软开关

◆ 软开关电路中增加了谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r ，与滤波电感 L 、电容 C 相比， L_r 和 C_r 的值小得多，同时开关 S 增加了反并联二极管 VD_s ，而硬开关电路中不需要这个二极管。

◆ 降压型零电压开关准谐振电路中，在开关过程前后引入谐振，使开关开通前电压先降到零，关断前电流先降到零，消除了开关过程中电压、电流的重叠，从而大大减小甚至消除开关损耗，同时，谐振过程限值了开关过程中电压和电流的变化率，这使得开关噪声也显著减小。



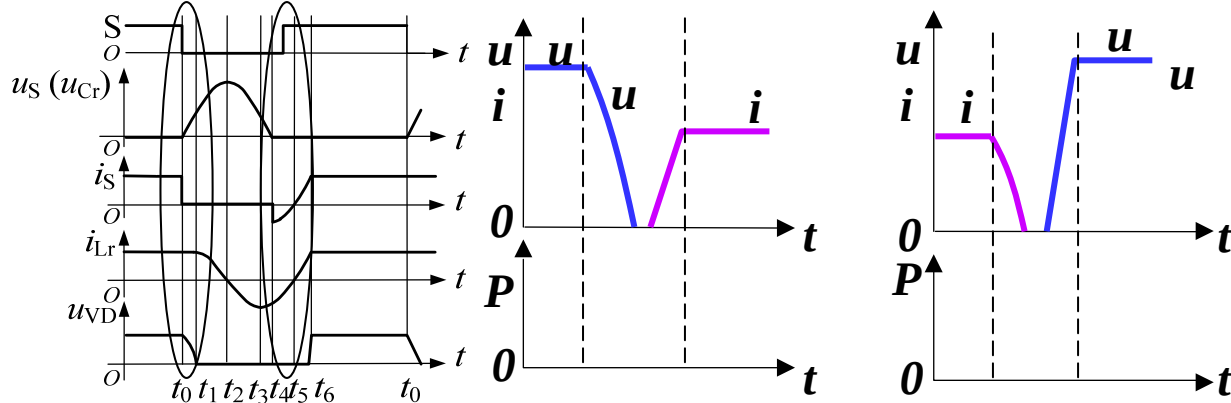
a)



b)

图8-3 降压型零电压开关准谐振电路及波形

a) 电路图 b) 理想化波形



a)

b)

图8-4 软开关过程中的电压和电流

a) 关断过程 b) 开通过程



8.1.2 零电压开关与零电流开关

■ 零电压开通

- ◆ 开关开通前其两端电压为零，则开通时不会产生损耗和噪声。

■ 零电流关断

- ◆ 开关关断前其电流为零，则关断时不会产生损耗和噪声。

■ 零电压关断

- ◆ 与开关并联的电容能延缓开关关断后电压上升的速率，从而降低关断损耗。

■ 零电流开通

- ◆ 与开关串联的电感能延缓开关开通后电流上升的速率，降低了开通损耗。

■ 在很多情况下，不再指出开通或关断，仅称零电压开关和零电流开关。





8.2 软开关电路的分类

■ 软开关电路的分类

◆ 根据电路中主要的开关元件是零电压开通还是零电流关断，可以将软开关电路分成零电压电路和零电流电路两大类，个别电路中，有些开关是零电压开通的，另一些开关是零电流关断的。

◆ 根据软开关技术发展的历程可以将软开关电路分成准谐振电路、零开关PWM电路和零转换PWM电路。





8.2 软开关电路的分类

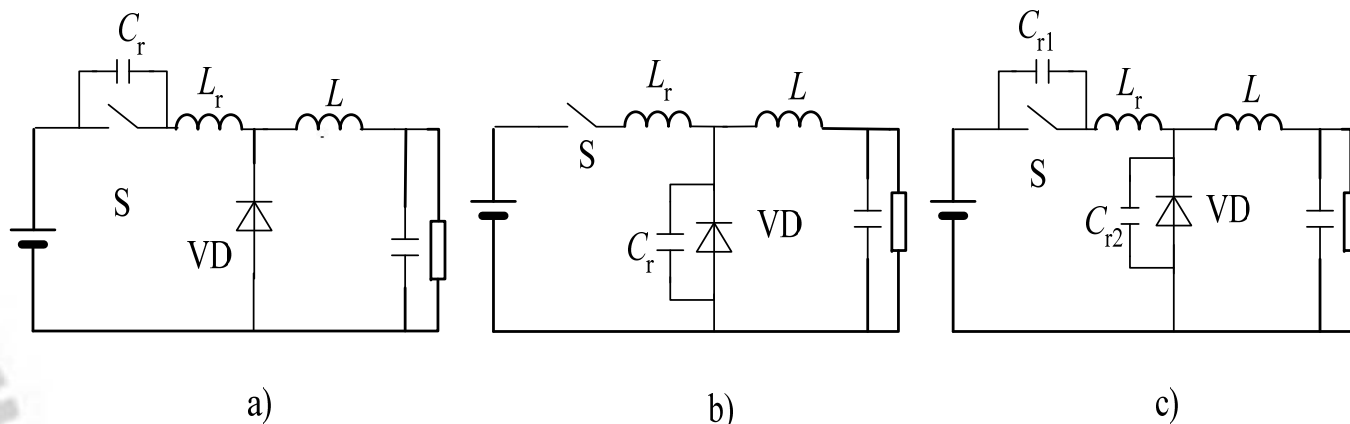


图 8-5 准谐振电路

a) 零电压开关准谐振电路 b) 零电流开关准谐振电路 c) 零电压开关多谐振电路

■ 准谐振电路

◆ 分类

👉 零电压开关准谐振电路 (Zero-Voltage-Switching Quasi-Resonant Converter—ZVS QRC)

👉 零电流开关准谐振电路 (Zero-Current-Switching Quasi-Resonant Converter—ZCS QRC)

👉 零电压开关多谐振电路 (Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Converter—ZVS MRC)

👉 用于逆变器的谐振直流环节 (Resonant DC Link)



8.2 软开关电路的分类

- ◆ 准谐振电路中电压或电流的波形为**正弦半波**，因此称之为**准谐振**。
- ◆ 开关损耗和开关噪声都大大下降，也有一些负面问题
 - ☞ 谐振**电压峰值**很高，要求器件耐压必须提高。
 - ☞ 谐振**电流的有效值**很大，电路中存在大量的**无功功率**的**交换**，造成电路导通损耗加大。
 - ☞ 谐振周期随输入电压、负载变化而改变，因此电路只能采用**脉冲频率调制**（**Pulse Frequency Modulation—PFM**）方式来控制，变频的开关频率给电路设计带来困难。



8.2 软开关电路的分类

■ 零开关PWM电路

◆ 电路中引入了**辅助开关**来控制谐振的开始时刻，使谐振仅发生于开关过程前后。

◆ 分类

👉 零电压开关PWM电路（Zero-Voltage-Switching PWM Converter—ZVS PWM）

👉 零电流开关PWM电路（Zero-Current-Switching PWM Converter—ZCS PWM）

◆ 同准谐振电路相比，这类电路有很多明显的优势：电压和电流基本上是方波，只是上升沿和下降沿较缓，开关承受的电压明显降低，电路可以采用**开关频率固定的PWM控制方式**。

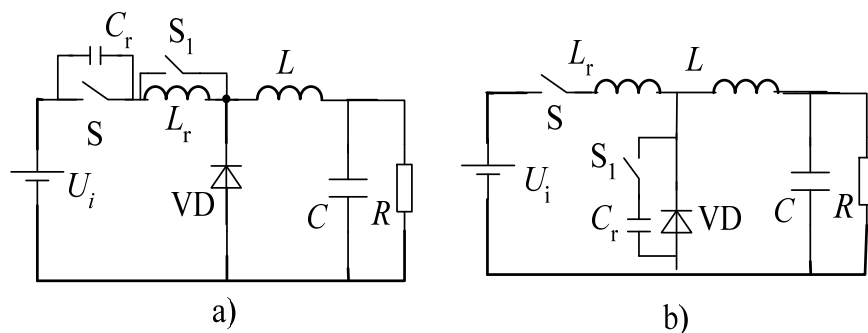


图8-6 零开关PWM电路

a) 零电压开关PWM电路 b) 零电流开关PWM电路



8.2 软开关电路的分类

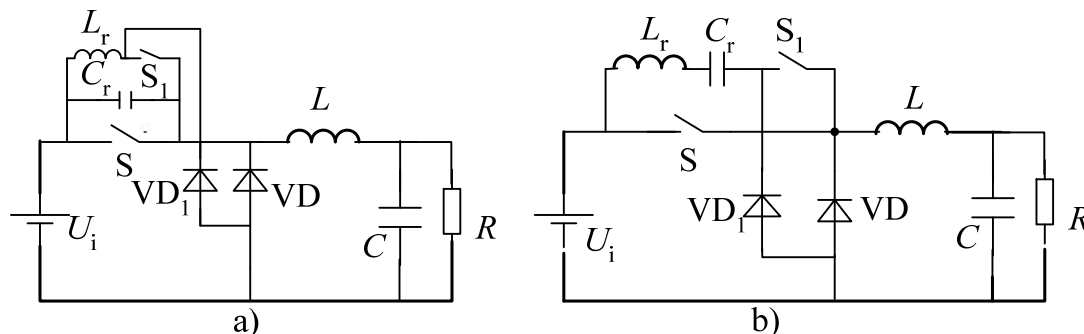


图 8-7 零转换PWM电路的基本开关单元

a) 零电压转换PWM电路的基本开关单元

b) 零电流转换PWM电路的基本开关单元

■ 零转换PWM电路

◆ 电路中采用**辅助开关**控制谐振的开始时刻，所不同的是，谐振电路是与主开关**并联**的，因此输入电压和负载电流对电路的谐振过程的影响很小，电路在很宽的输入电压范围内和**从零负载到满载**都能工作在软开关状态，而且电路中**无功功率的交换**被削减到最小，这使得电路效率有了进一步提高。

◆ 分类

👉 零电压转换PWM电路（Zero-Voltage-Transition PWM Converter—ZVT PWM）

👉 零电流转换PWM电路（Zero-Current Transition PWM Converter—ZCT PWM）



8.3 典型的软开关电路

8.3.1 零电压开关准谐振电路

8.3.2 谐振直流环

8.3.3 移相全桥型零电压开关PWM电路

8.3.4 零电压转换PWM电路





8.3.1 零电压开关准谐振电路

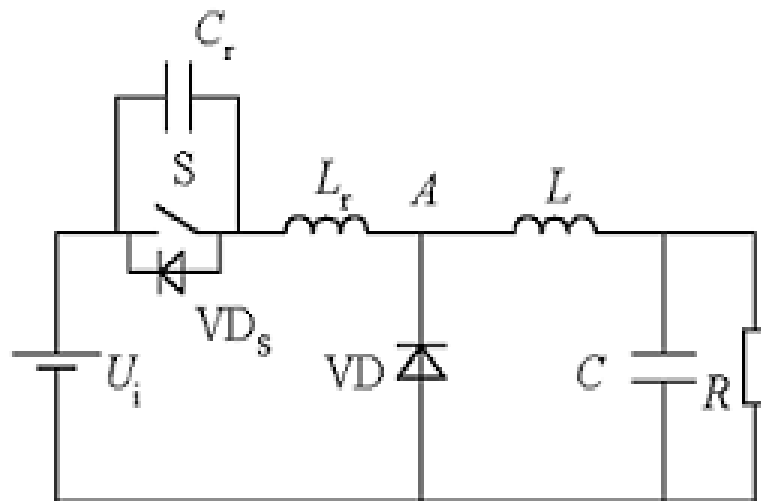


图8-8 零电压开关
准谐振电路原理图

■ 零电压开关准谐振电路

◆ 假设电感 L 和电容 C 很大，可以等效为电流源和电压源，并忽略电路中的损耗。

◆ 开关电路的工作过程是按开关周期重复的，在分析时可以选择开关周期中任意时刻为分析的起点，选择合适的起点，可以使分析得到简化。





8.3.1 零电压开关准谐振电路

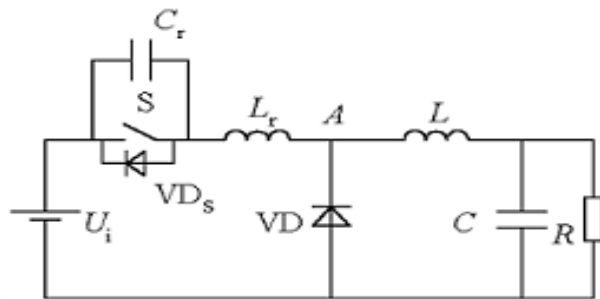


图8-8 零电压开关准谐振电路原理图

◆ 工作过程

☞ 选择开关S的关断时刻为分析的起点。

☞ $t_0 \sim t_1$ 时段： t_0 之前，S导通，VD为断态， $u_{Cr}=0$ ， $i_{Lr}=I_L$ ， t_0 时刻S关断， C_r 使S关断后电压上升减缓，因此S的关断损耗减小，S关断后，VD尚未导通，电路可以等效为图8-10； L_r+L 向 C_r 充电， L 等效为电流源， u_{Cr} 线性上升，同时VD两端电压 u_{VD} 逐渐下降，直到 t_1 时刻， $u_{VD}=0$ ，VD导通，这一时段 u_{Cr} 的上升率为

$$\frac{d u_{Cr}}{d t} = \frac{I_L}{C_r}$$

(8-1)

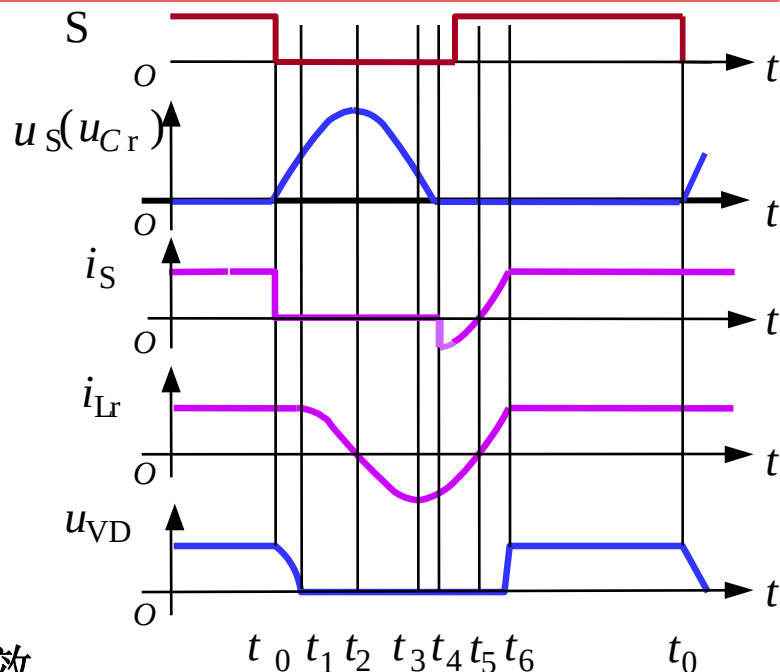


图8-9 零电压开关准谐振电路的理想化波形

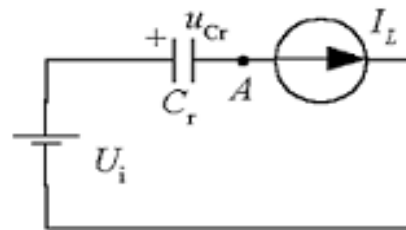


图8-10 零电压开关准谐振电路在 $t_0 \sim t_1$ 时段等效电路



8.3.1 零电压开关准谐振电路

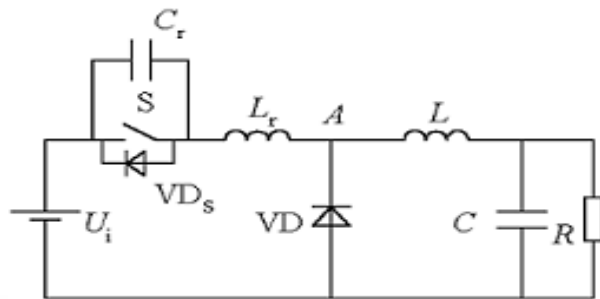


图8-8 零电压开关准谐振电路原理图

👉 $t_1 \sim t_2$ 时段： t_1 时刻 VD 导通， L 通过 VD 续流， C_r 、 L_r 、 U_i 形成谐振回路，如图8-11所示；谐振过程中， L_r 对 C_r 充电， u_{Cr} 不断上升， i_{Lr} 不断下降，直到 t_2 时刻， i_{Lr} 下降到零， u_{Cr} 达到谐振峰值。

👉 $t_2 \sim t_3$ 时段： t_2 时刻后， C_r 向 L_r 放电， i_{Lr} 改变方向， u_{Cr} 不断下降，直到 t_3 时刻， $u_{Cr} = U_i$ ，这时， $u_{Lr} = 0$ ， i_{Lr} 达到反向谐振峰值。

👉 $t_3 \sim t_4$ 时段： t_3 时刻以后， L_r 向 C_r 反向充电， u_{Cr} 继续下降，直到 t_4 时刻 $u_{Cr} = 0$ 。

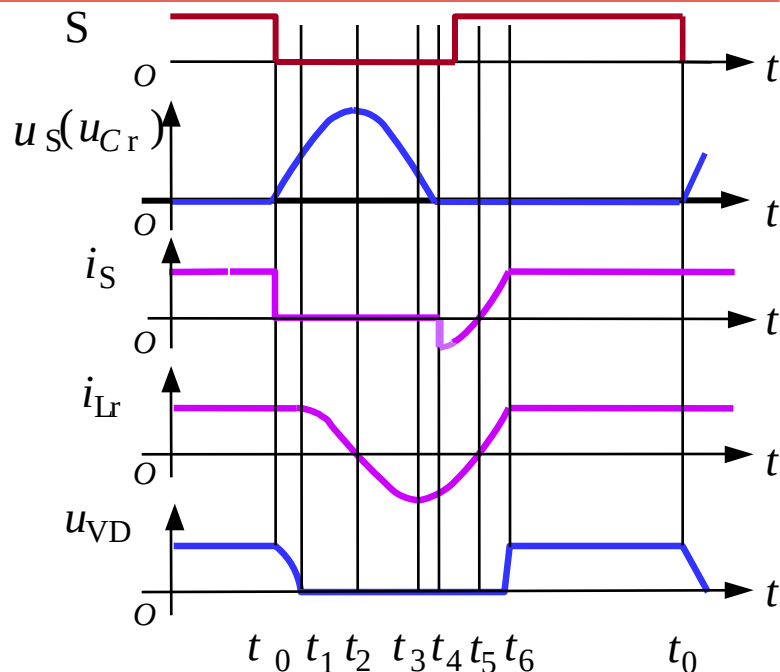


图8-9 零电压开关准谐振电路的理想化波形

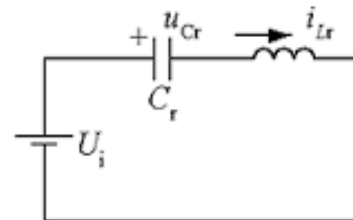


图8-11 零电压开关准谐振电路在 $t_1 \sim t_2$ 时段等效电路



8.3.1 零电压开关准谐振电路

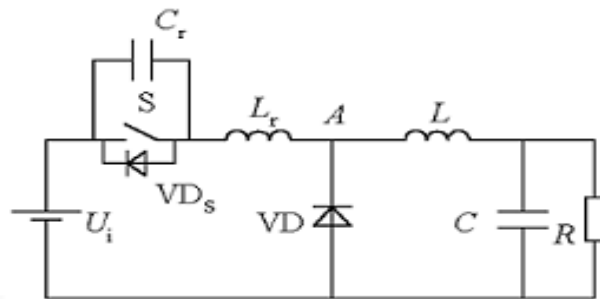


图8-8 零电压开关准谐振电路原理图

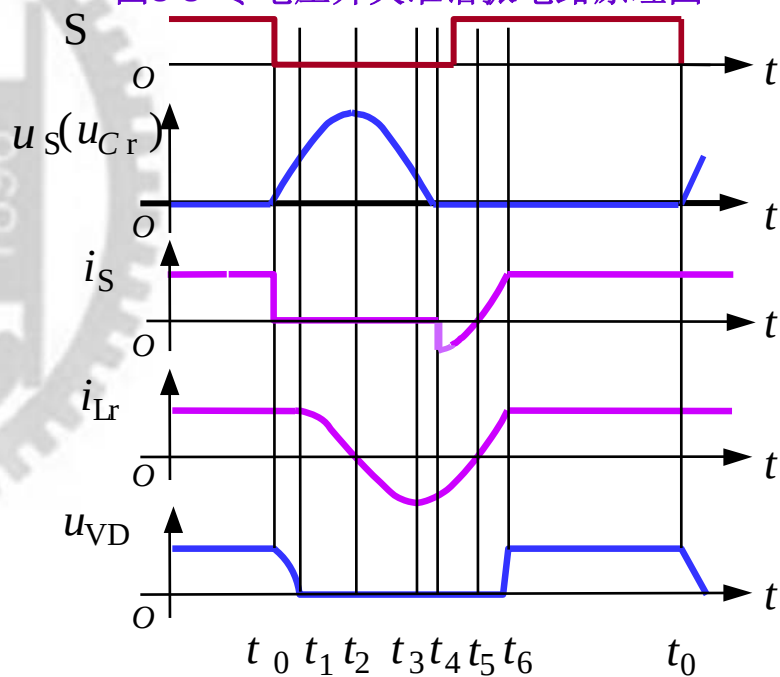


图8-9 零电压开关准谐振电路的理想化波形

👉 t_1 到 t_4 时段电路谐振过程的方程为

$$\begin{aligned} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + u_{Cr} &= U_i \\ C_r \frac{du_{Cr}}{dt} &= i_{Lr} \end{aligned} \quad (8-2)$$

$$u_{Cr}|_{t=t_1} = U_i, \quad i_{Lr}|_{t=t_1} = I_L, \quad t \in [t_1, t_4]$$

👉 $t_4 \sim t_5$ 时段： u_{Cr} 被箝位于零， $u_{Lr} = U_i$ ， i_{Lr} 线性衰减，直到 t_5 时刻， $i_{Lr} = 0$ 。由于这一时段S两端电压为零，所以必须在这一时段使开关S开通，才不会产生开通损耗。

👉 $t_5 \sim t_6$ 时段：S为通态， i_{Lr} 线性上升，直到 t_6 时刻， $i_{Lr} = I_L$ ，VD关断。

👉 t_4 到 t_6 时段电流 i_{Lr} 的变化率为

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{U_i}{L_r} \quad (8-3)$$

👉 $t_6 \sim t_0$ 时段：S为通态，VD为断态。



8.3.1 零电压开关准谐振电路

◆ 谐振过程是软开关电路工作过程中最重要的部分，谐振过程中的基本数量关系为

👉 u_{Cr} （即开关S的电压 u_s ）的表达式

$$u_{Cr}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L \sin \omega_r (t - t_1) + U_i, \quad \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad t \in [t_1, t_4]$$

👉 $[t_1, t_4]$ 上的最大值即 u_{Cr} 的谐振峰值，就是开关S承受的峰值电压，表达式为

$$U_p = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L + U_i$$

👉 零电压开关准谐振电路实现软开关的条件

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_L \geq U_i$$

如果正弦项的幅值小于 U_i ， u_{Cr} 就不可能谐振到零，S也就不可能实现零电压开通。

◆ 零电压开关准谐振电路的缺点：谐振电压峰值将高于输入电压 U_i 的2倍，开关S的耐压必须相应提高，这增加了电路的成本，降低了可靠性。



8.3.2 谐振直流环

■ 谐振直流环

◆ 应用于交流-直流-交流变换电路的**中间直流环节（DC-Link）**，通过在直流环节中引入谐振，使电路中的整流或逆变环节工作在软开关的条件下。

◆ 图8-12中，辅助开关S使逆变桥中所有的开关工作在零电压开通的条件下，实际电路中开关S可以不需要，S的开关动作由逆变电路中开关的直通与关断来代替。

◆ 电压型逆变器的负载通常为**感性**，而且在谐振过程中逆变电路的开关状态是不变的，负载电流视为常量。

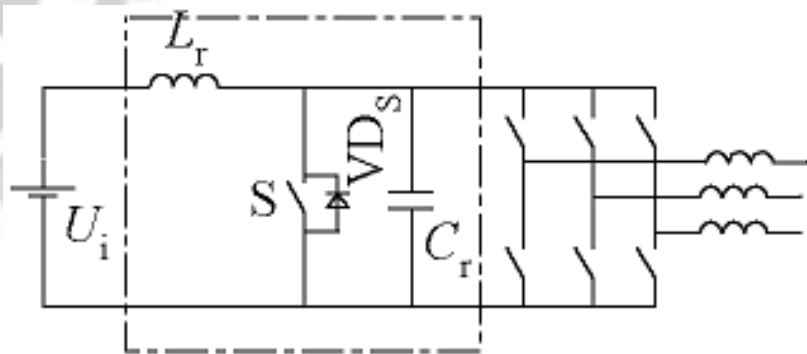


图8-12 谐振直流环电路原理图

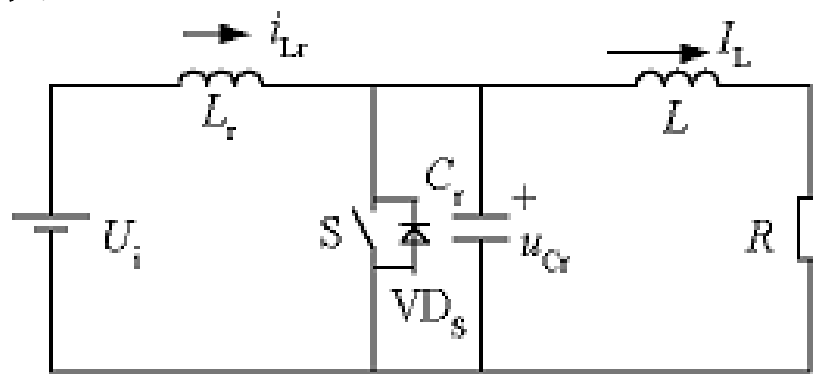


图8-13 谐振直流环电路的等效电路



8.3.2 谐振直流环

◆ 工作过程

以开关S关断时刻为起点。

$t_0 \sim t_1$ 时段: t_0 之前, i_{Lr} 大于 I_L , S 导通, t_0 时刻 S 关断, 电路中发生谐振, 因为 $i_{Lr} > I_L$, 因此 i_{Lr} 对 C_r 充电, u_{Cr} 不断升高, 直到 t_1 时刻, $u_{Cr} = U_i$ 。

$t_1 \sim t_2$ 时段: t_1 时刻由于 $u_{Cr} = U_i$, $U_{Lr} = 0$, 因此谐振电流 i_{Lr} 达到峰值, t_1 以后, i_{Lr} 继续向 C_r 充电并不断减小, 而 u_{Cr} 进一步升高, 直到 t_2 时刻 $i_{Lr} = I_L$, u_{Cr} 达到谐振峰值。

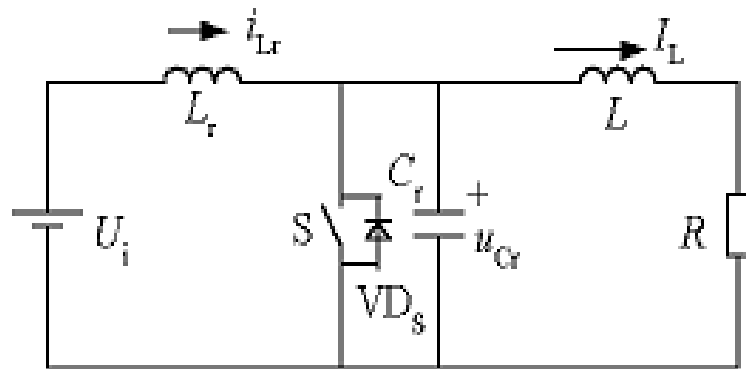


图8-13 谐振直流环电路的等效电路

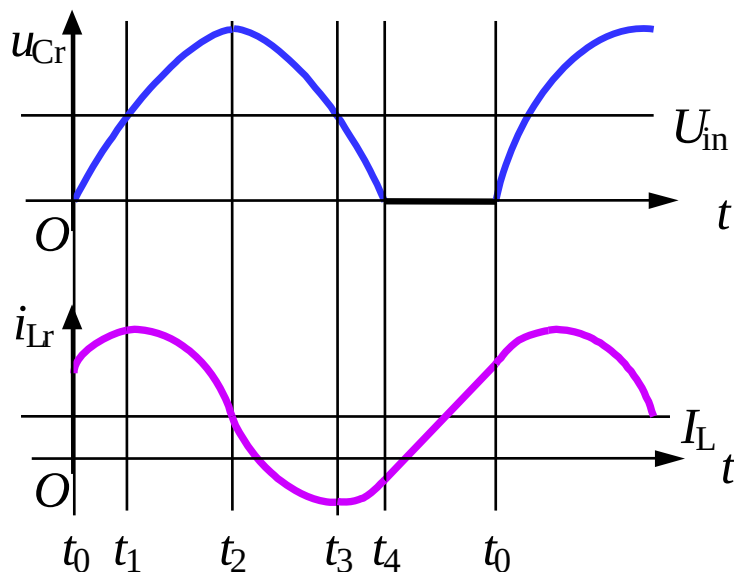


图8-14 谐振直流环电路的理想化波形



8.3.2 谐振直流环

👉 $t_2 \sim t_3$ 时段: t_2 以后, u_{Cr} 向 L_r 和 I_L 放电, i_{Lr} 继续降低, 到零后反向, C_r 继续向 L_r 放电, i_{Lr} 反向增加, 直到 t_3 时刻 $u_{Cr} = U_i$ 。

👉 $t_3 \sim t_4$ 时段: t_3 时刻, $u_{Cr} = U_i$, i_{Lr} 达到反向谐振峰值, 然后 i_{Lr} 开始衰减, u_{Cr} 继续下降, 直到 t_4 时刻, $u_{Cr} = 0$, VD_s 导通, u_{Cr} 被箝位于零。

👉 $t_4 \sim t_0$ 时段: S 导通, 电流 i_{Lr} 线性上升, 直到 t_0 时刻, S 再次关断。

◆ 谐振直流环电路中电压 u_{Cr} 的谐振峰值很高, 增加了对开关器件耐压的要求。

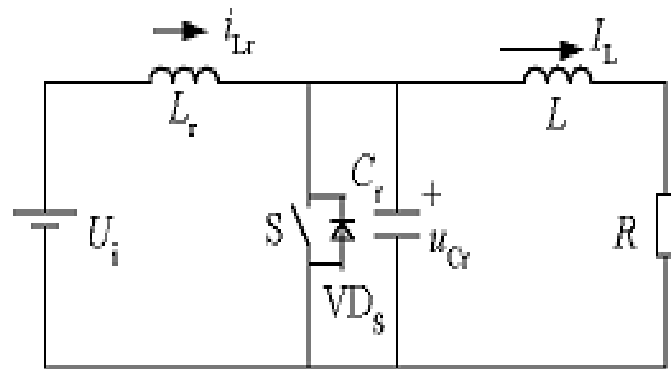


图8-13 谐振直流环电路的等效电路

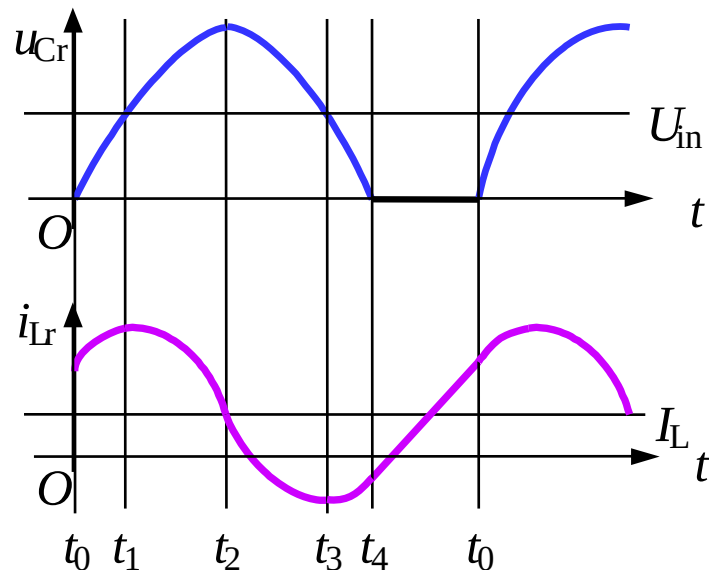


图8-14 谐振直流环电路的理想化波形



8.3.3 移相全桥型零电压开关PWM电路

■ 移相全桥型零电压开关PWM电路

◆ 电路简单，仅仅增加了一个**谐振电感**，就使电路中四个开关器件都在零电压的条件下开通。

◆ 控制方式的特点

👉 在一个开关周期 T_s 内，每一个开关导通的时间都**略小于 $T_s/2$** ，而关断的时间都**略大于 $T_s/2$** 。

👉 同一个半桥中上下两个开关不同时处于通态，每一个开关关断到另一个开关开通都要经过一定的**死区时间**。

👉 互为对角的两对开关 S_1 - S_4 和 S_2 - S_3 ， S_1 的波形比 S_4 超前 $0 \sim T_s/2$ 时间，而 S_2 的波形比 S_3 超前 $0 \sim T_s/2$ 时间，因此称 S_1 和 S_2 为**超前的桥臂**，而称 S_3 和 S_4 为**滞后的桥臂**。

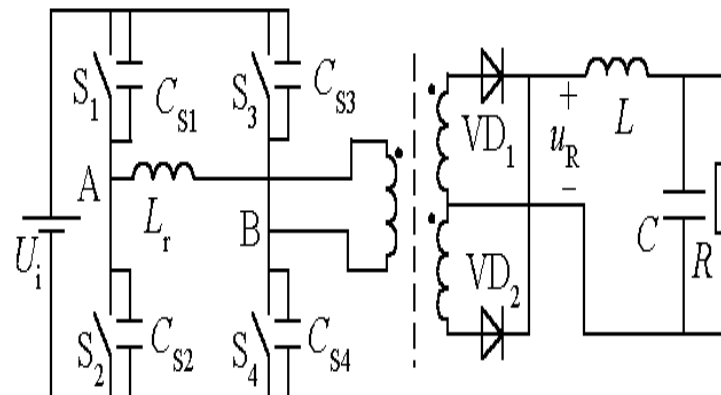


图8-15 移相全桥零电压开关PWM电路



8.3.3 移相全桥型零电压开关PWM电路

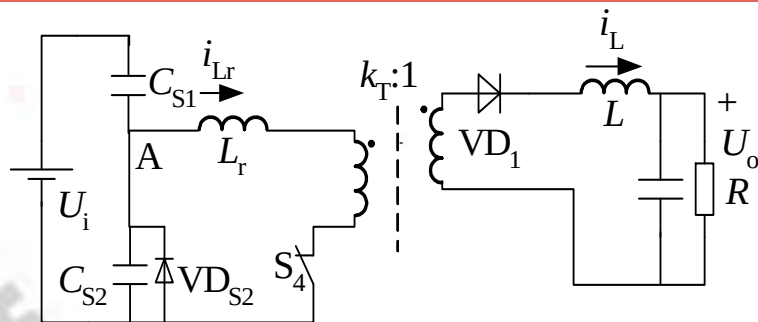


图8-17 移相全桥电路在 $t_1 \sim t_2$ 阶段的等效电路图

◆ 工作过程

👉 $t_0 \sim t_1$ 时段： S_1 与 S_4 都导通，直到 t_1 时刻 S_1 关断。

👉 $t_1 \sim t_2$ 时段： t_1 时刻 S_1 关断后， C_1 、 C_2 与 L_r 、 L 构成谐振回路，如图8-17所示，谐振开始时 $u_A(t_1) = U_i$ ，在谐振过程中， u_A 不断下降，直到 $u_A = 0$ ， VD_{S2} 导通， i_{Lr} 通过 VD_{S2} 续流。

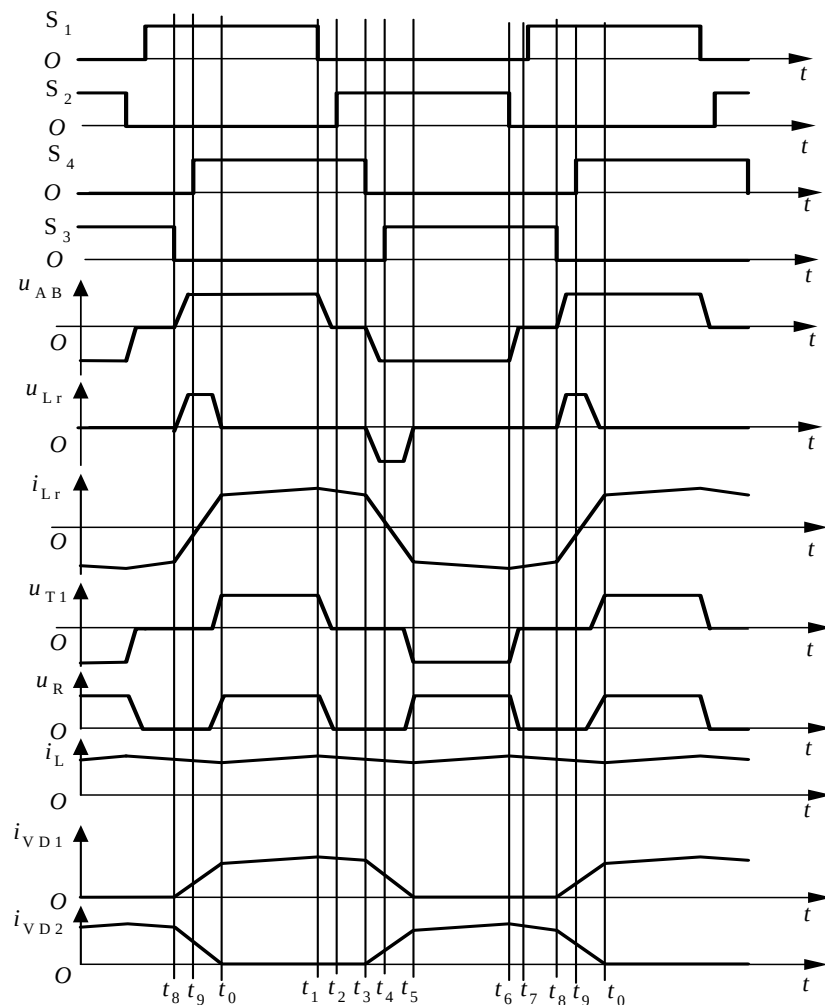


图8-16 移相全桥电路的理想化波形



8.3.3 移相全桥型零电压开关PWM电路

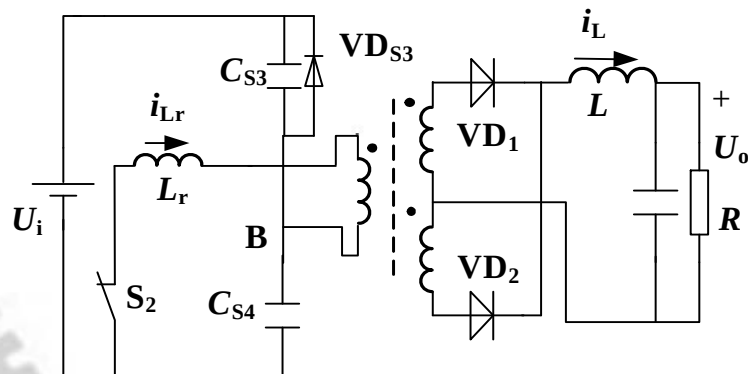


图8-18 移相全桥电路在 $t_3 \sim t_4$ 阶段的等效电路

👉 $t_2 \sim t_3$ 时段: t_2 时刻 S_2 开通, 由于 VD_{S2} 导通, 因此 S_2 开通时电压为零, 开通过程中不会产生开关损耗, S_2 开通后, 电路状态也不会改变, 继续保持到 t_3 时刻 S_4 关断。

👉 $t_3 \sim t_4$ 时段: t_4 时刻开关 S_4 关断后, 电路的状态变为图8-18所示, 这时 C_3 、 C_4 与 L_r 构成谐振回路, 谐振过程中 i_{Lr} 不断减小, B点电压不断上升, 直到 VD_{S3} 导通; 这种状态维持到 t_4 时刻 S_3 开通, S_3 开通时 VD_{S3} 导通, 因此 S_3 是在零电压的条件下开通, 开通损耗为零。

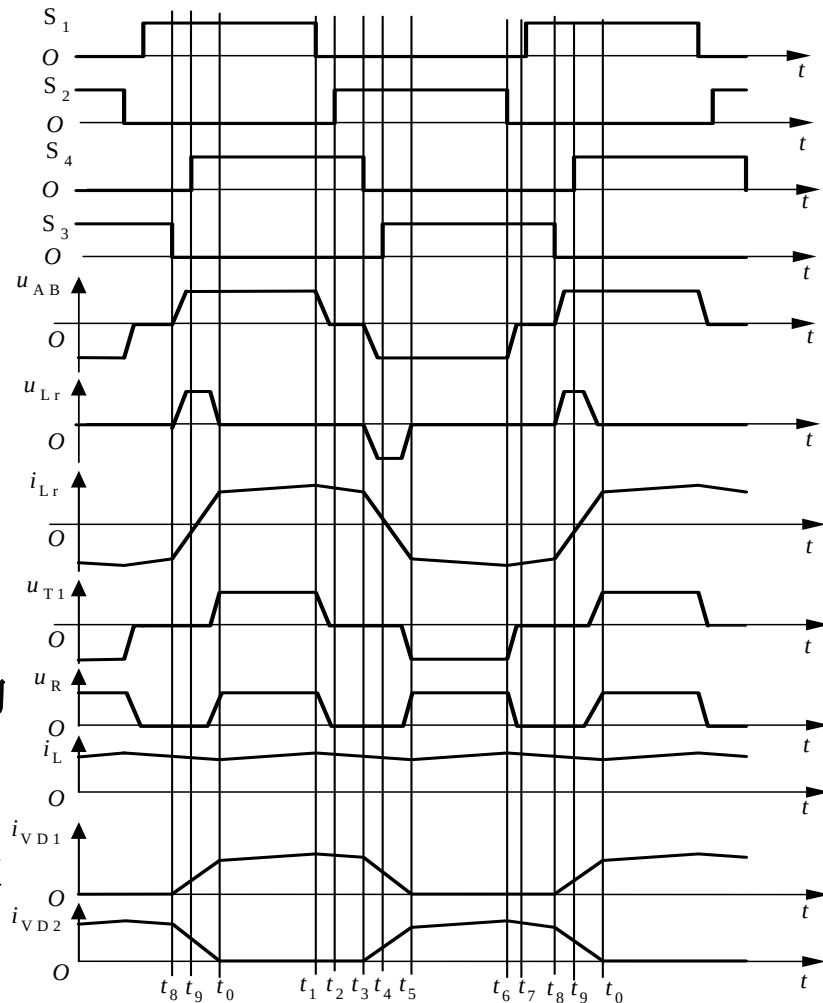


图8-16 移相全桥电路的理想化波形



8.3.3 移相全桥型零电压开关PWM电路

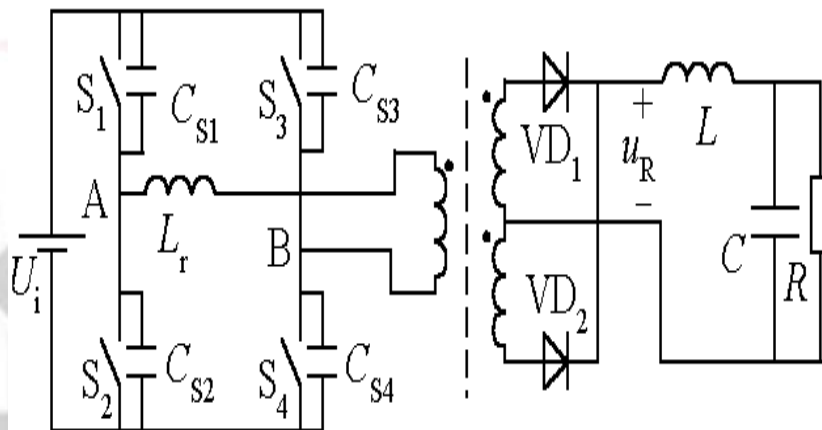


图8-15 移相全桥零电压开关PWM电路

👉 $t_4 \sim t_5$ 时段: S_3 开通后, i_{Lr} 继续减小, 下降到零后反向, 再不断增大, 直到 t_5 时刻 $i_{Lr} = I_L/kT$, i_{VD1} 下降到零而关断, 电流 I_L 全部转移到 VD_2 中。

👉 $t_0 \sim t_5$ 时段正好是开关周期的一半, 而在另一半开关周期 $t_5 \sim t_0$ 时段中, 电路的工作过程与 $t_0 \sim t_5$ 时段完全对称。

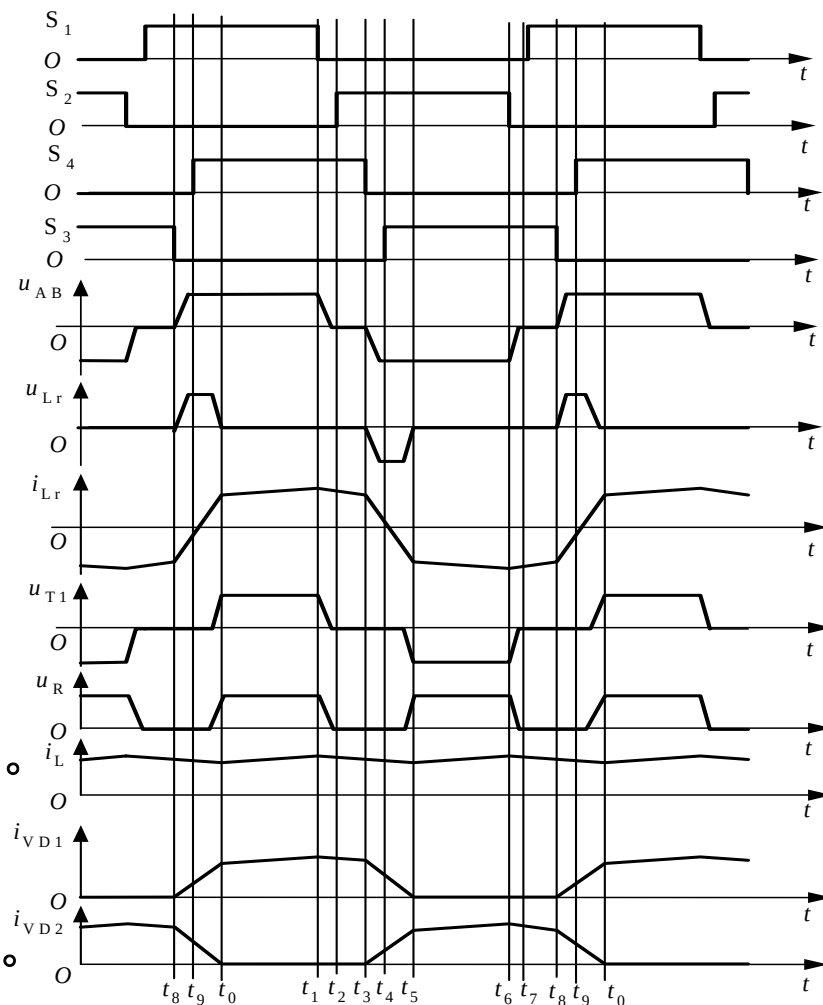


图8-16 移相全桥电路的理想化波形



8.3.4 零电压转换PWM电路

■ 零电压转换PWM电路

- ◆ 具有电路简单、效率高等优点，广泛用于功率因数校正电路（PFC）、DC-DC变换器、斩波器等。
- ◆ 以升压电路为例，在分析中假设电感 L 、电容 C 很大，可以忽略电流和输出电压的波动，在分析中还忽略元件与线路中的损耗。
- ◆ 在零电压转换PWM电路中，辅助开关 S_1 超前于主开关 S 开通，而 S 开通后 S_1 就关断了，主要的谐振过程都集中在 S 开通前后。

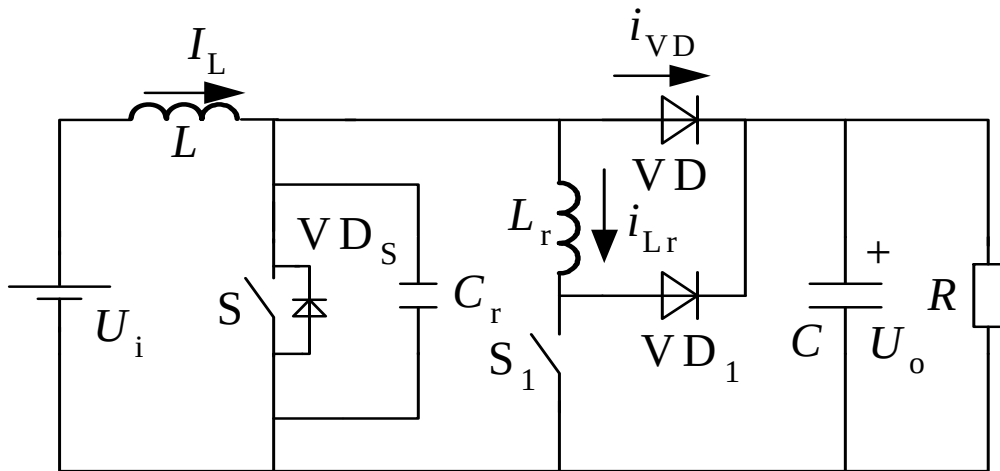


图8-19 升压型零电压转换PWM电路的原理图



8.3.4 零电压转换PWM电路

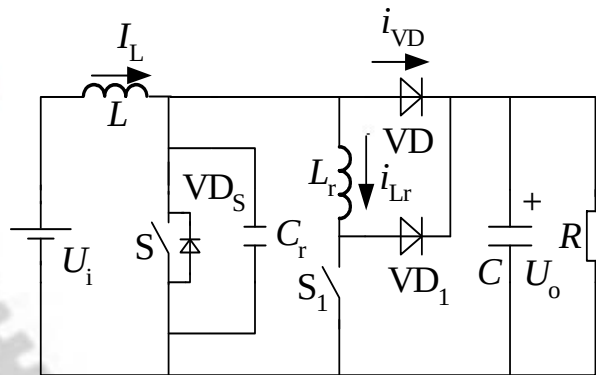


图8-19 升压型零电压转换PWM电路的原理图

◆ 工作过程

👉 $t_0 \sim t_1$ 时段：辅助开关先于主开关开通，由于此时VD尚处于通态，所以 $u_{Lr} = U_o$ ， i_{Lr} 按线性迅速增长， i_{VD} 以同样的速率下降，直到 t_1 时刻， $i_{Lr} = I_L$ ， i_{VD} 下降到零，二极管自然关断。

👉 $t_1 \sim t_2$ 时段：此时电路可以等效为图8-21， L_r 与 C_r 构成谐振回路，由于 L 很大，谐振过程中其电流基本不变，对谐振影响很小，可以忽略；谐振过程中 i_{Lr} 增加而 u_{Cr} 下降， t_2 时刻 u_{Cr} 降到零，VD_S 导通， u_{Cr} 被箝位于零，而 i_{Lr} 保持不变。

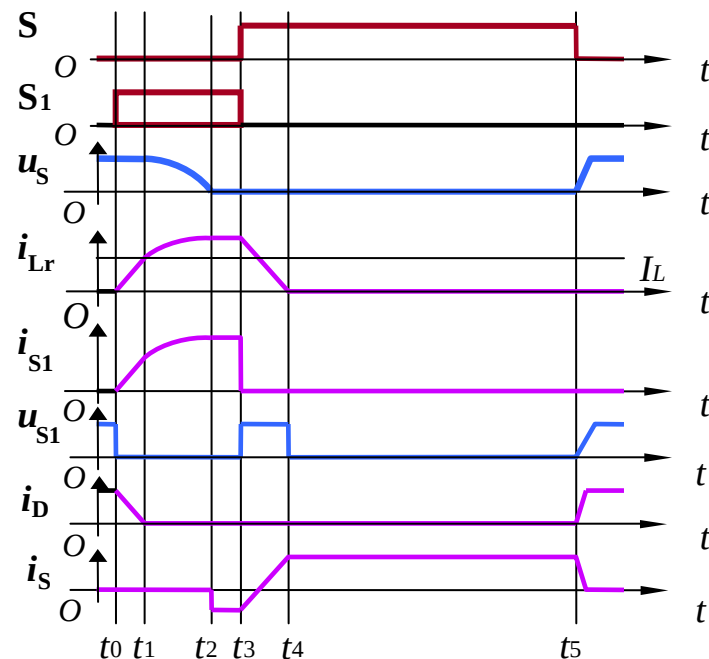


图8-20 升压型零电压转换PWM电路的理想化波形

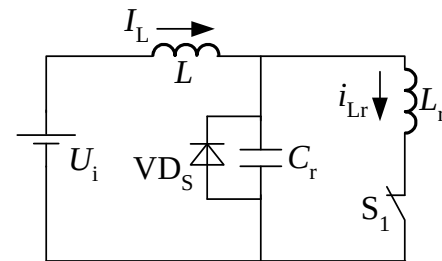


图8-21 升压型零电压转换PWM电路在 $t_1 \sim t_2$ 时段的等效电路



8.3.4 零电压转换PWM电路

👉 $t_2 \sim t_3$ 时段: u_{Cr} 被箝位于零, 而 i_{Lr} 保持不变, 这种状态一直保持到 t_3 时刻 S 开通、 S_1 关断。

👉 $t_3 \sim t_4$ 时段: t_3 时刻 S 开通时, u_s 为零, 因此没有开关损耗, S 开通的同时 S_1 关断, L_r 中的能量通过 VD_1 向负载侧输送, u_{Lr} 下降, 而 i_s 线性上升, 到 t_4 时刻 $i_{Lr} = 0$, VD_1 关断, $i_s = I_L$, 电路进入正常导通状态。

👉 $t_4 \sim t_5$ 时段: t_5 时刻 S 关断, 由于 C_r 的存在, S 关断时的电压上升率受到限制, 降低了 S 的关断损耗。

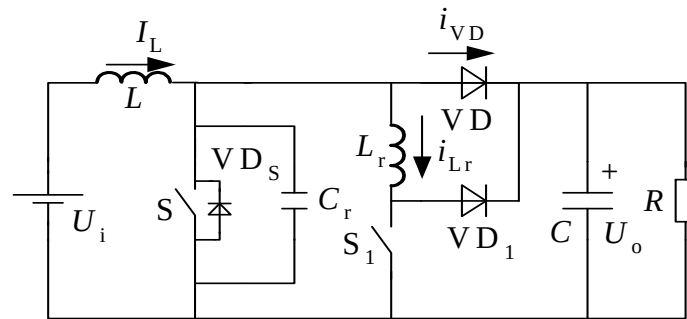


图8-19 升压型零电压转换PWM电路的原理图

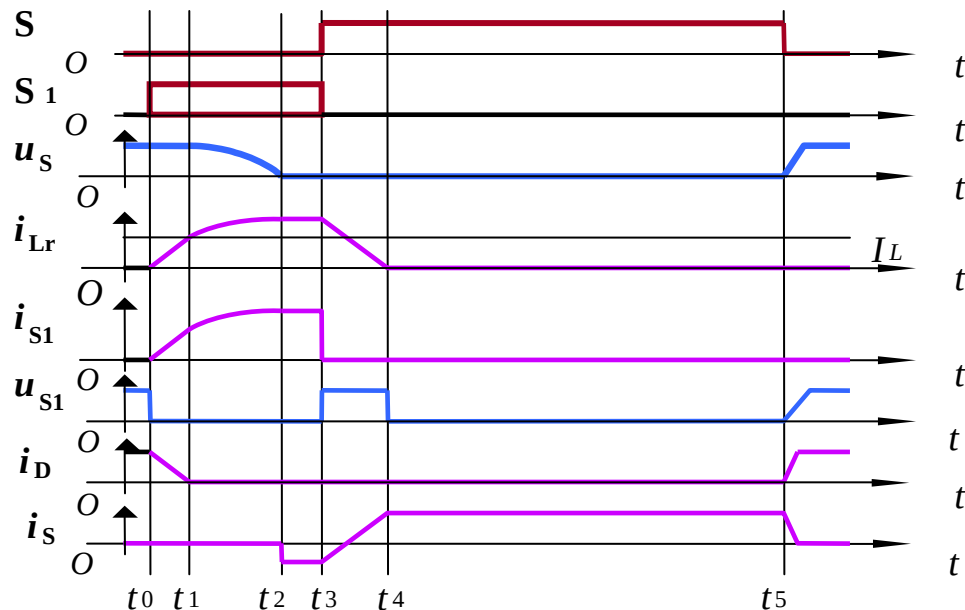


图8-20 升压型零电压转换PWM电路的理想化波形



8.4 软开关技术新进展

■ 软开关技术出现了以下几个重要的发展趋势

◆ 新的软开关电路拓扑的数量仍在不断增加，软开关技术的应用也越来越普遍。

◆ 在开关频率接近甚至超过**1MHz**、对效率要求又很高的场合，曾经被遗忘的**谐振电路**又重新得到应用，并且表现出很好的性能。

◆ 采用几个简单、高效的开关电路，通过级联、并联和串连构成组合电路，替代原来的单一电路成为一种趋势，在不少应用场合，**组合电路**的性能比单一电路显著提高。





本章小结

■ 本章的重点为：

- ◆ 软开关技术通过在电路中引入谐振改善了开关的开关条件，大大降低了硬开关电路存在的**开关损耗**和**开关噪声**问题。
- ◆ 软开关技术总的来说可以分为零电压和零电流两类；按照其出现的先后，可以将其分为准谐振、零开关PWM和零转换PWM三大类；每一类都包含基本拓扑和众多的派生拓扑。
- ◆ 零电压开关准谐振电路、零电压开关PWM电路和零电压转换PWM电路分别是三类软开关电路的代表；谐振直流环电路是软开关技术在逆变电路中的典型应用。



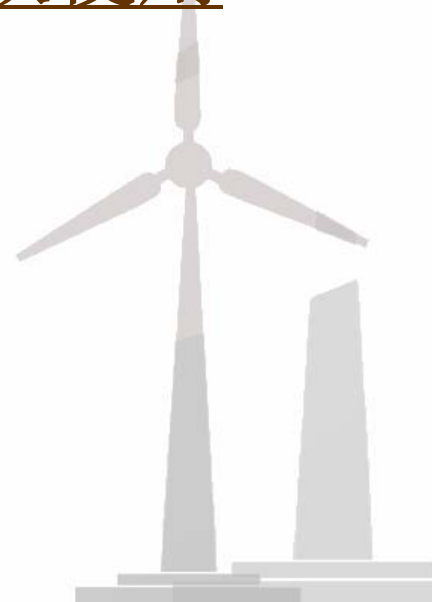
第9章 电力电子器件应用的共性问题

9.1 电力电子器件的驱动

9.2 电力电子器件的保护

9.3 电力电子器件的串联使用和并联使用

本章小结





9.1 电力电子器件的驱动

9.1.1 电力电子器件驱动电路概述

9.1.2 晶闸管的触发电路

9.1.3 典型全控型器件的驱动电路





9.1.1 电力电子器件驱动电路概述

■ 驱动电路

- ◆ 是电力电子主电路与控制电路之间的接口。
- ◆ 良好的驱动电路使电力电子器件工作在较理想的开关状态，缩短开关时间，减小开关损耗。
- ◆ 对装置的运行效率、可靠性和安全性都有重要的意义。
- ◆ 一些保护措施也往往设在驱动电路中，或通过驱动电路实现。

■ 驱动电路的基本任务

- ◆ 按控制目标的要求给器件施加开通或关断的信号。
- ◆ 对半控型器件只需提供开通控制信号；对全控型器件则既要提供开通控制信号，又要提供关断控制信号。





9.1.1 电力电子器件驱动电路概述

■ 驱动电路还要提供控制电路与主电路之间的电气隔离环节，一般采用光隔离或磁隔离。

◆ 光隔离一般采用光耦合器

☞ 光耦合器由发光二极管和光敏晶体管组成，封装在一个外壳内。

☞ 有普通、高速和高传输比三种类型。

◆ 磁隔离的元件通常是脉冲变压器

☞ 当脉冲较宽时，为避免铁心饱和，常采用高频调制和解调的方法。

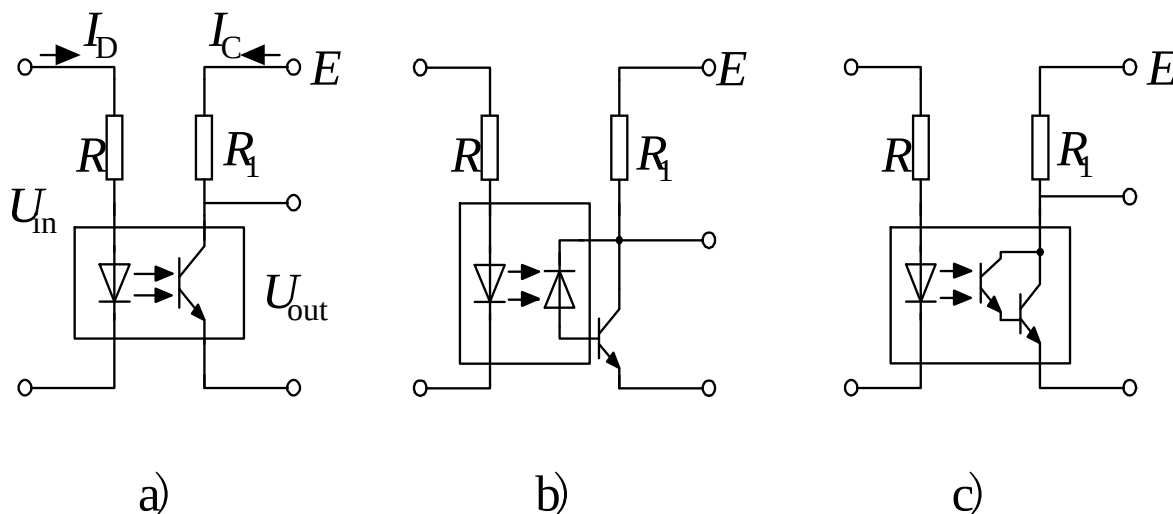


图9-1 光耦合器的类型及接法

a) 普通型 b) 高速型 c) 高传输比型



9.1.1 电力电子器件驱动电路概述

■ 驱动电路的分类

◆ 按照驱动电路加在电力电子器件控制端和公共端之间信号的性质，可以将电力电子器件分为**电流驱动型**和**电压驱动型**两类。

◆ 晶闸管的驱动电路常称为触发电路。

■ 驱动电路具体形式可为**分立元件**的，但目前的趋势是采用专用**集成驱动电路**。

◆ 双列直插式集成电路及将光耦隔离电路也集成在内的混合集成电路。

◆ 为达到参数最佳配合，首选所用器件生产厂家专门开发的集成驱动电路。



9.1.2 晶闸管的触发电路

■ 晶闸管的触发电路

◆ 作用：产生符合要求的**门极触发脉冲**，
保证晶闸管在需要的时刻由阻断转为导通。

◆ 晶闸管触发电路往往还包括对其触发时刻进行控制的**相位控制电路**。

◆ 触发电路应满足下列要求

☞ 触发脉冲的宽度应保证晶闸管可靠导通，比如对感性和反电动势负载的变流器应采用宽脉冲或脉冲列触发。

☞ 触发脉冲应有**足够的幅度**，对户外寒冷场合，脉冲电流的幅度应增大为器件最大触发电流的3~5倍，脉冲前沿的陡度也需增加，一般需达 $1\sim 2\text{A}/\mu\text{s}$ 。

☞ 触发脉冲应不超过晶闸管门极的电压、电流和功率定额，且在门极伏安特性的可靠触发区域之内。

☞ 应有良好的抗干扰性能、温度稳定性及与主电路的电气隔离。

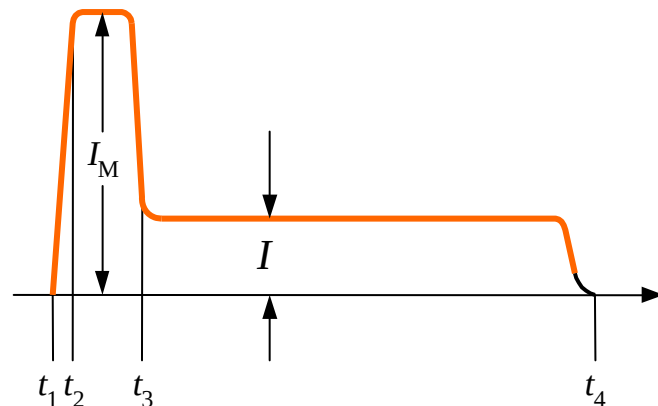


图9-2 理想的晶闸管触发脉冲电流波形

$t_1 \sim t_2$ —脉冲前沿上升时间 ($< 1\mu\text{s}$)

$t_1 \sim t_3$ —强脉冲宽度

I_M —强脉冲幅值 ($3I_{GT} \sim 5I_{GT}$)

$t_1 \sim t_4$ —脉冲宽度

I —脉冲平顶幅值 ($1.5I_{GT} \sim 2I_{GT}$)



9.1.2 晶闸管的触发电路

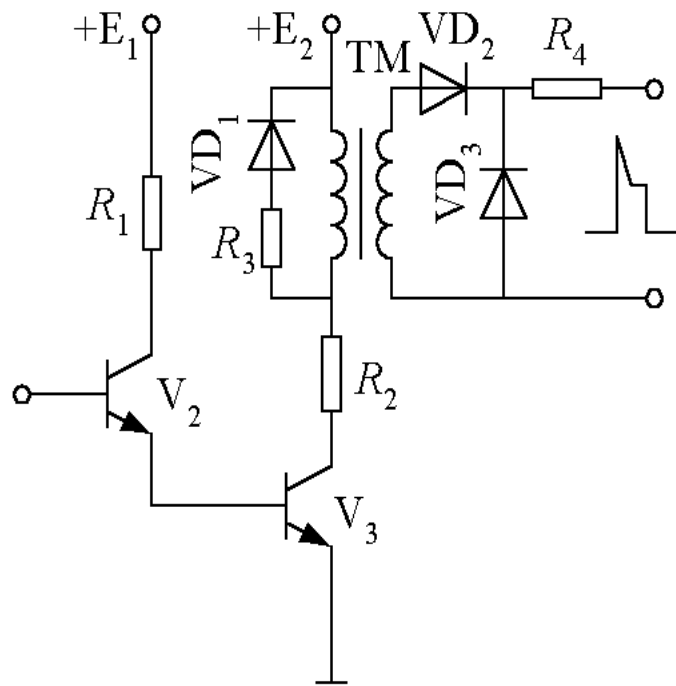


图9-3 常见的晶闸管触发电路

■ 常见的晶闸管触发电路

◆ 由 V_1 、 V_2 构成的脉冲放大环节和脉冲变压器TM和附属电路构成的脉冲输出环节两部分组成。

◆ 当 V_1 、 V_2 导通时，通过脉冲变压器向晶闸管的门极和阴极之间输出触发脉冲。

◆ VD_1 和 R_3 是为了 V_1 、 V_2 由导通变为截止时脉冲变压器TM释放其储存的能量而设的。

◆ 为了获得触发脉冲波形中的强脉冲部分，还需适当附加其它电路环节。



9.1.3 典型全控型器件的驱动电路

■ 电流驱动型器件的驱动电路

◆ **GTO**和**GTR**是电流驱动型器件。

◆ **GTO**

✎ 开通控制与普通晶闸管相似，但对触发脉冲前沿的幅值和陡度要求高，且一般需在整個导通期间施加正门极电流，使**GTO**关断需施加负门极电流，对其幅值和陡度的要求更高。

✎ **GTO**一般用于大容量电路的场合，其驱动电路通常包括**开通驱动电路**、**关断驱动电路**和**门极反偏电路**三部分，可分为**脉冲变压器耦合式**和**直接耦合式**两种类型。

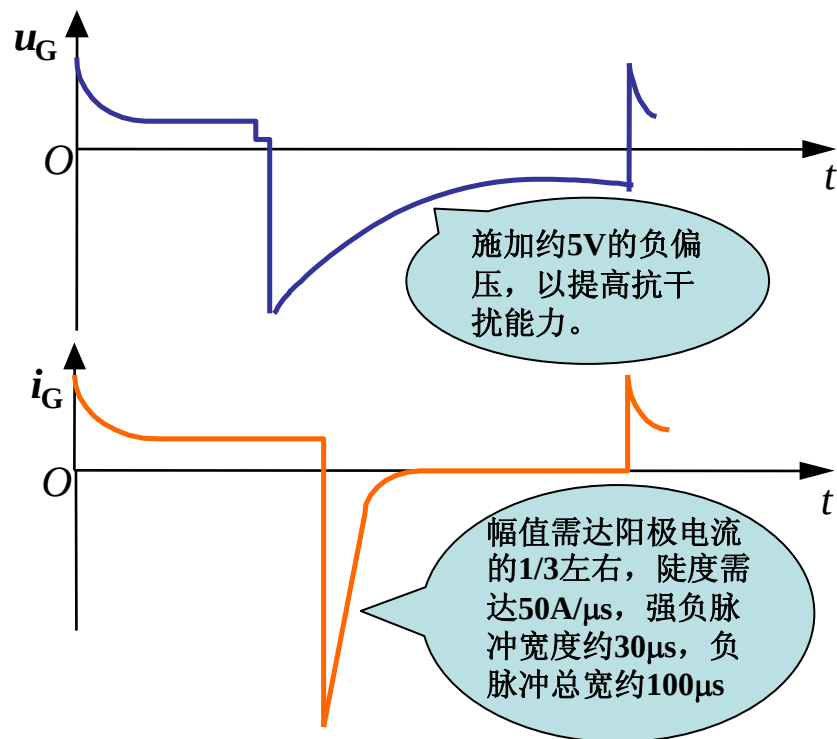


图9-4 推荐的GTO门极电压电流波形



9.1.3 典型全控型器件的驱动电路

直接耦合式驱动电路

✓ 可避免电路内部的相互干扰和寄生振荡，可得到较陡的脉冲前沿；缺点是功耗大，效率较低。

✓ 电路的电源由高频电源经二极管整流后提供， VD_1 和 C_1 提供+5V电压， VD_2 、 VD_3 、 C_2 、 C_3 构成倍压整流电路提供+15V电压， VD_4 和 C_4 提供-15V电压。

✓ V_1 开通时，输出正强脉冲； V_2 开通时，输出正脉冲平顶部分；

✓ V_2 关断而 V_3 开通时输出负脉冲； V_3 关断后 R_3 和 R_4 提供门极负偏压。

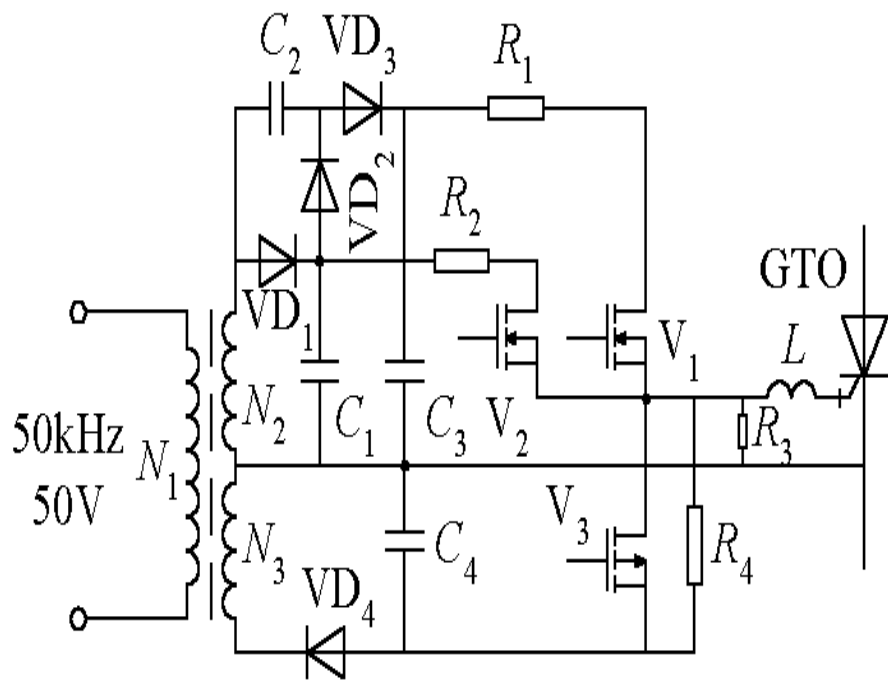
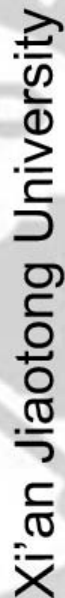


图9-5 典型的直接耦合式GTO驱动电路



👉关断时，施加一定的负基极电流有利于减小关断时间和关断损耗，关断后同样应在基射极之间施加一定幅值（6V左右）的负偏压。

👉 GTR的一种驱动电路

✓包括电气隔离和晶体管放大电路两部分。

✓ VD_2 和 VD_3 构成**贝克箝位电路**，是一种抗饱和电路，可使GTR导通时处于临界饱和状态；

✓ C_2 为加速开通过程的电容，开通时 R_5 被 C_2 短路，这样可以实现驱动电流的过冲，并增加前沿的陡度，加快开通。

👉驱动GTR的集成驱动电路中，THOMSON公司的UAA4002和三菱公司的M57215BL较为常见。

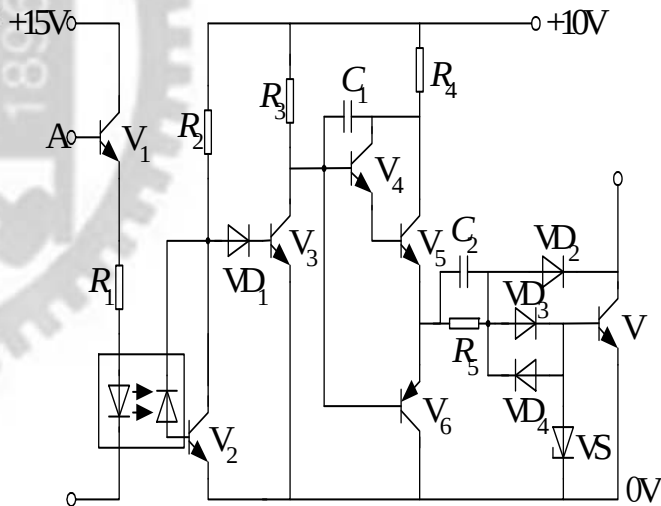


图9-7 GTR的一种驱动电路



9.1.3 典型全控型器件的驱动电路

■ 电压驱动型器件的驱动电路

◆ 电力MOSFET和IGBT是电压驱动型器件。
◆ 为快速建立驱动电压，要求驱动电路具有较小的输出电阻。

◆ 使电力MOSFET开通的栅源极间驱动电压一般取10~15V，使IGBT开通的栅射极间驱动电压一般取15~20V。

◆ 关断时施加一定幅值的负驱动电压（一般取-5~-15V）有利于减小关断时间和关断损耗。

◆ 在栅极串入一只低值电阻（数十欧左右）可以减小寄生振荡，该电阻阻值应随被驱动器件电流额定值的增大而减小。

◆ 电力MOSFET

☞ 包括电气隔离和晶体管放大电路两部分；当无输入信号时高速放大器A输出负电平， V_3 导通输出负驱动电压，当有输入信号时A输出正电平， V_2 导通输出正驱动电压。

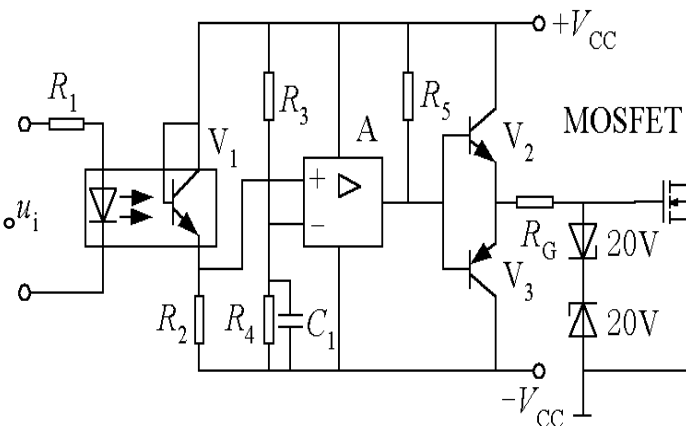


图9-8 电力MOSFET的一种驱动电路



9.1.3 典型全控型器件的驱动电路

✎ 专为驱动电力MOSFET而设计的混合集成电路有三菱公司的M57918L，其输入信号电流幅值为16mA，输出最大脉冲电流为+2A和-3A，输出驱动电压+15V和-10V。

◆ IGBT

✎ 多采用专用的混合集成驱动器，常用的有三菱公司的M579系列（如M57962L和M57959L）和富士公司的EXB系列（如EXB840、EXB841、EXB850和EXB851）。

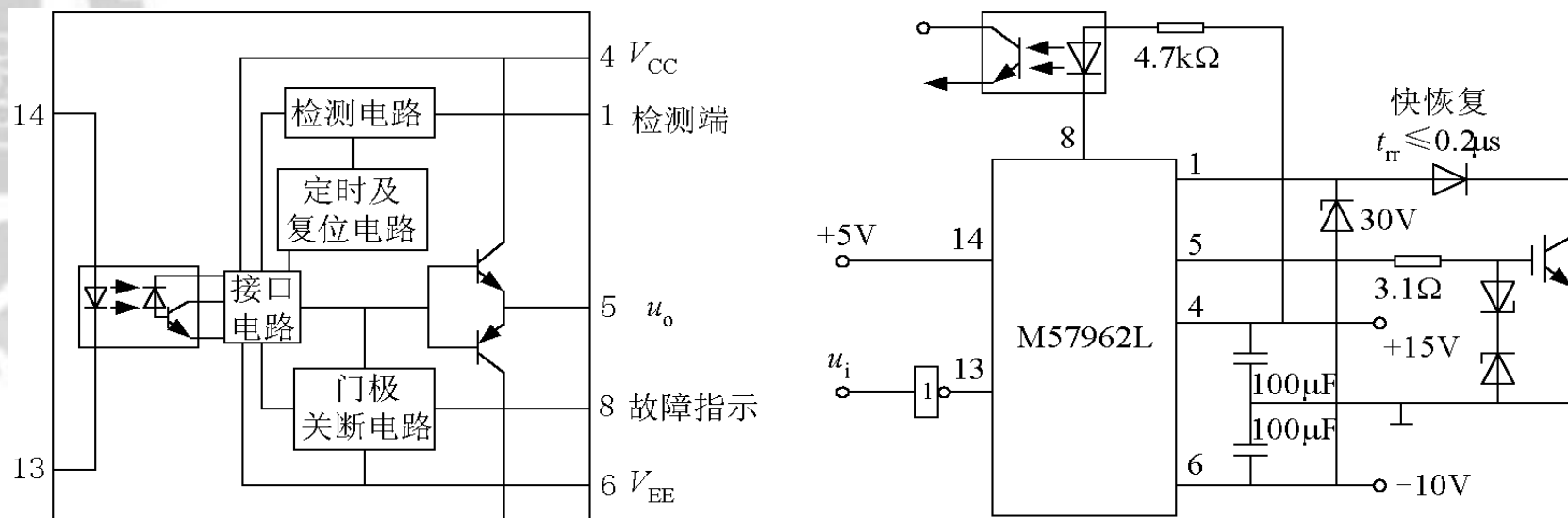


图9-9 M57962L型IGBT驱动器的原理和接线图



9.2 电力电子器件的保护

9.2.1 过电压的产生及过电压保护

9.2.2 过电流保护

9.2.3 缓冲电路





9.2.1 过电压的产生及过电压保护

- 过电压分为外因过电压和内因过电压两类。
- 外因过电压主要来自雷击和系统中的操作过程等外部原因，包括
 - ◆ 操作过电压：由分闸、合闸等开关操作引起的过电压。
 - ◆ 雷击过电压：由雷击引起的过电压。
- 内因过电压主要来自电力电子装置内部器件的开关过程，包括
 - ◆ 换相过电压：晶闸管或与全控型器件反并联的二极管在换相结束后，反向电流急剧减小，会由线路电感在器件两端感应出过电压。
 - ◆ 关断过电压：全控型器件在较高频率下工作，当器件关断时，因正向电流的迅速降低而由线路电感在器件两端感应出的过电压。



9.2.1 过电压的产生及过电压保护

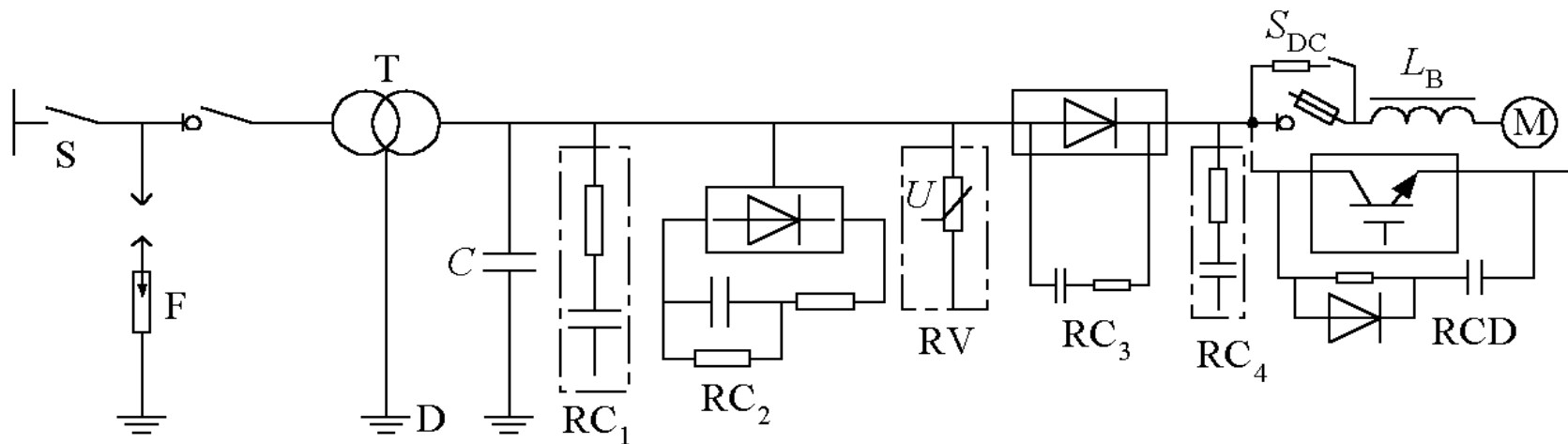


图9-10 过电压抑制措施及配置位置

F—避雷器 D—变压器静电屏蔽层 C—静电感应过电压抑制电容

RC₁—阀侧浪涌过电压抑制用RC电路

RC₂—阀侧浪涌过电压抑制用反向阻断式RC电路

RV—压敏电阻过电压抑制器 RC₃—阀器件换相过电压抑制用RC电路

RC₄—直流侧RC抑制电路 RCD—阀器件关断过电压抑制用RCD电路

■ 过电压抑制措施及配置位置

◆ 各电力电子装置可视具体情况只采用其中的几种。

◆ RC₃和RCD为抑制内因过电压的措施。



9.2.1 过电压的产生及过电压保护

- ◆抑制外因过电压来采用**RC**过电压抑制电路。
- ◆对大容量的电力电子装置，可采用图9-12所示的**反向阻断式RC**电路。
- ◆采用雪崩二极管、金属氧化物压敏电阻、硒堆和转折二极管（**BOD**）等非线性元器件来限制或吸收过电压也是较常用的措施。

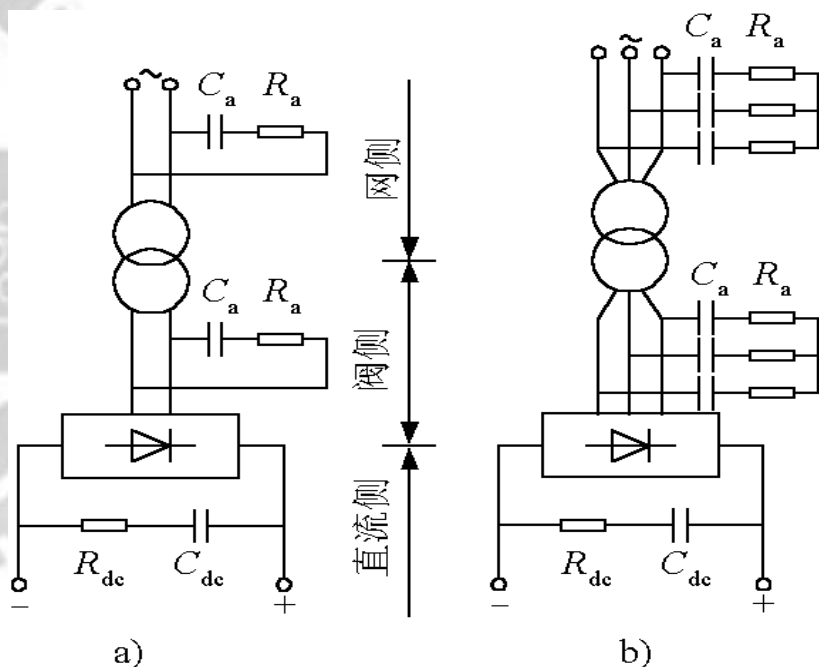


图9-11 RC过电压抑制电路联结方式
a)单相 b)三相

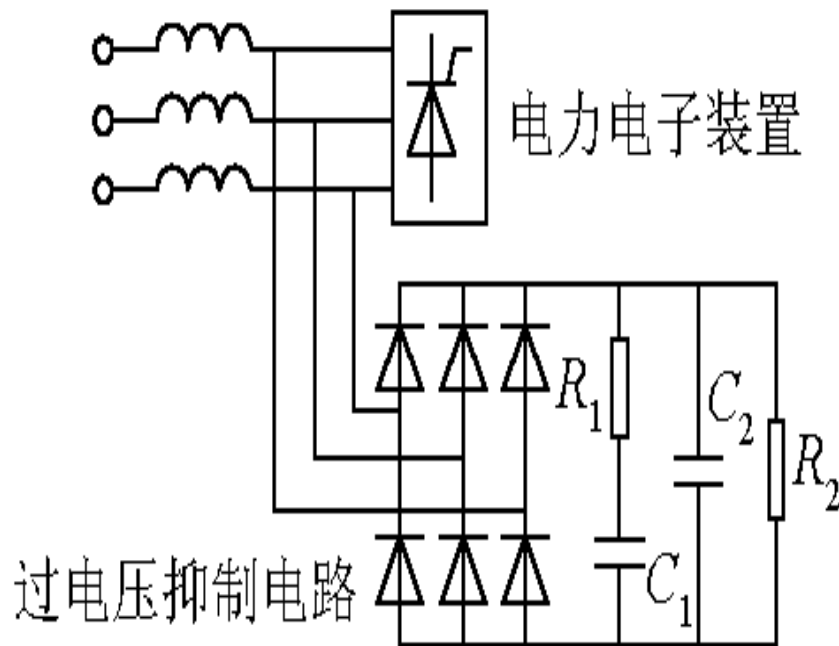


图9-12 反向阻断式过电压抑制用RC电路



9.2.2 过电流保护

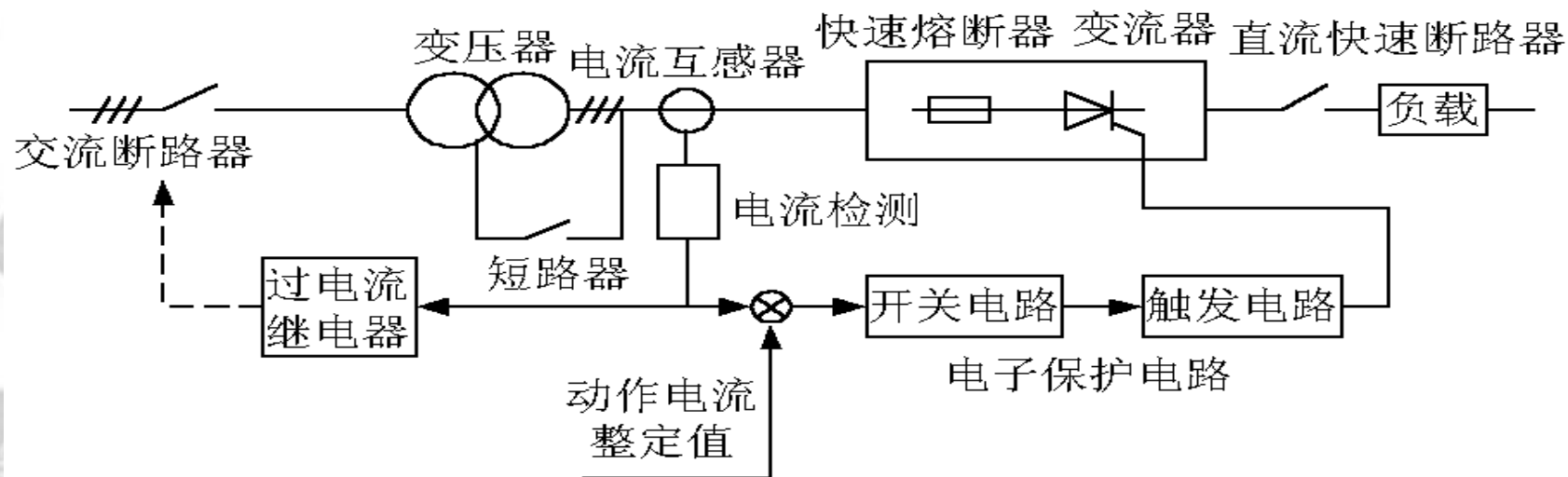


图9-13 过电流保护措施及配置位置

■ 过电流分过载和短路两种情况。

■ 过电流保护措施及其配置位置

◆ 快速熔断器、直流快速断路器和过电流继电器是较为常用的措施，一般电力电子装置均同时采用几种过电流保护措施，以提高保护的可靠性和合理性。

◆ 通常，电子电路作为第一保护措施，快熔仅作为短路时的部分区段的保护，直流快速断路器整定在电子电路动作之后实现保护，过电流继电器整定在过载时动作。



9.2.2 过电流保护

◆快速熔断器（简称快熔）

✎是电力电子装置中最有效、应用最广的一种过电流保护措施。

✎选择快熔时应考虑

- ✓电压等级应根据熔断后快熔实际承受的电压来确定。
- ✓电流容量应按其主电路中的接入方式和主电路联结形式确定。
- ✓快熔的 I^2t 值应小于被保护器件的允许 I^2t 值。
- ✓为保证熔体在正常过载情况下不熔化，应考虑其时间-电流特性。

✎快熔对器件的保护方式可分为**全保护**和**短路保护**两种。

- ✓全保护：过载、短路均由快熔进行保护，适用于小功率装置或器件裕度较大的场合。
- ✓短路保护：快熔只在短路电流较大的区域起保护作用。

◆对重要的且易发生短路的晶闸管设备，或全控型器件，需采用**电子电路**进行过电流保护。

◆常在全控型器件的驱动电路中设置**过电流保护环节**，器件对电流的响应是最快的。



9.2.3 缓冲电路

- 缓冲电路（Snubber Circuit）又称为吸收电路，其作用是抑制电力电子器件的**内因过电压**、 **du/dt** 或者**过电流**和 **di/dt** ，减小器件的**开关损耗**。
- 分类
 - ◆ 分为**关断缓冲电路**和**开通缓冲电路**
 - ☞ 关断缓冲电路：又称为 **du/dt** 抑制电路，用于吸收器件的关断过电压和换相过电压，抑制 **du/dt** ，减小关断损耗。
 - ☞ 开通缓冲电路：又称为 **di/dt** 抑制电路，用于抑制器件开通时的电流过冲和 **di/dt** ，减小器件的开通损耗。
 - ☞ 复合缓冲电路：关断缓冲电路和开通缓冲电路结合在一起。
 - ◆ 还可分为**耗能式缓冲电路**和**馈能式缓冲电路**
 - ☞ 耗能式缓冲电路：缓冲电路中储能元件的能量消耗在其吸收电阻上。
 - ☞ 馈能式缓冲电路：缓冲电路能将其储能元件的能量回馈给负载或电源，也称无损吸收电路。
 - ◆ 通常将缓冲电路专指关断缓冲电路，而将开通缓冲电路区别叫做 **di/dt** 抑制电路。





9.2.3 缓冲电路

■ 缓冲电路

◆ 图9-14a给出的是一种缓冲电路和 di/dt 抑制电路的电路图。

◆ 在无缓冲电路的情况下， di/dt 很大，关断时 du/dt 很大，并出现很高的过电压，如图9-14b。

◆ 在有缓冲电路的情况下

👉 V开通时， C_s 先通过 R_s 向V放电，使 i_C 先上一个台阶，以后因为 L_i 的作用， i_C 的上升速度减慢。

👉 V关断时，负载电流通过 VD_s 向 C_s 分流，减轻了V的负担，抑制了 du/dt 和过电压。

👉 因为关断时电路中（含布线）电感的能量要释放，所以还会出现一定的过电压。

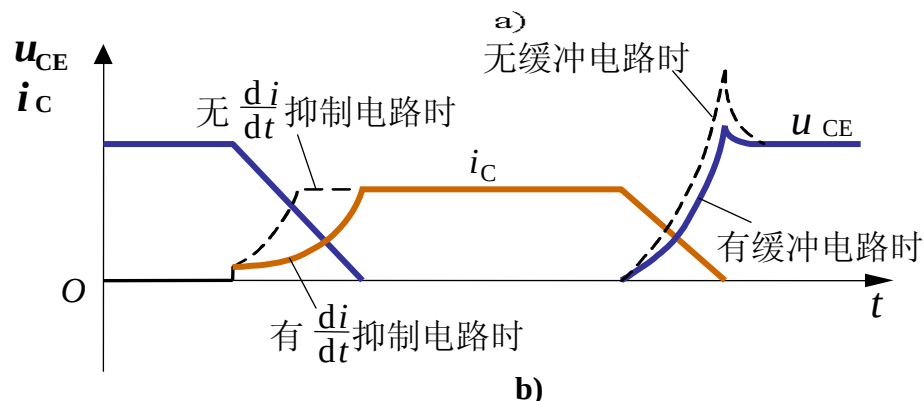
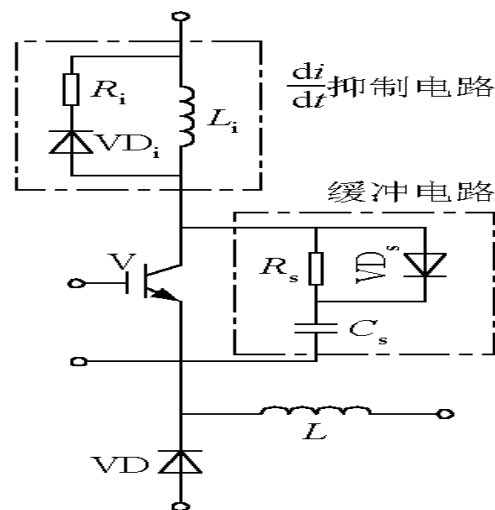


图9-14 di/dt 抑制电路和充放电型RCD缓冲电路及波形
a) 电路 b) 波形



9.2.3 缓冲电路

◆ 关断过程

✎ 无缓冲电路时， u_{CE} 迅速上升，负载线从A移动到B，之后 i_C 才下降到漏电流的大小，负载线随之移动到C。

✎ 有缓冲电路时，由于 C_s 的分流使 i_C 在 u_{CE} 开始上升的同时就下降，因此负载线经过D到达C。

✎ 负载线在到达B时很可能超出安全区，使V受到损坏，而负载线ADC是很安全的，且损耗小。

◆ 另外两种常用的缓冲电路形式

✎ **RC缓冲电路**主要用于小容量器件，而**放电阻止型RCD缓冲电路**用于中或大容量器件。

✎ 晶闸管在实际应用中一般只承受换相过电压，没有关断过电压问题，关断时也没有较大的 du/dt ，因此一般采用RC吸收电路即可。



图9-15 关断时的负载线

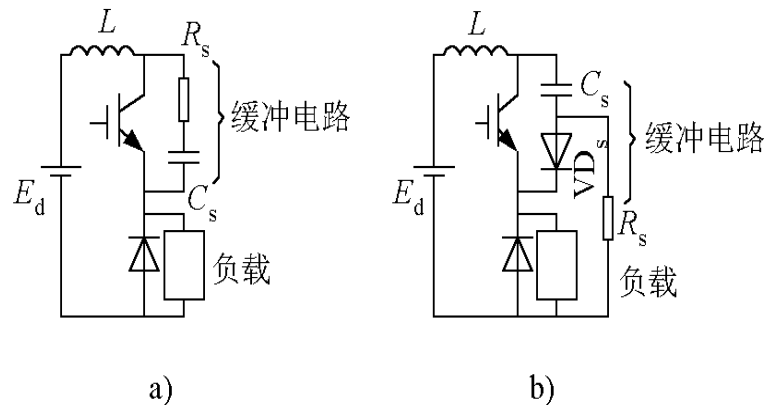


图9-16 另外两种常用的缓冲电路

a) RC吸收电路 b) 放电阻止型RCD吸收电路



9.3 电力电子器件的串联使用和并联使用

9.3.1 晶闸管的串联

9.3.2 晶闸管的并联

9.3.3 电力MOSFET的并联和IGBT的并联





9.3.1 晶闸管的串联

■对较大型的电力电子装置，当单个电力电子器件的电压或电流定额不能满足要求时，往往需要将电力电子器件串联或并联起来工作，或者将电力电子装置串联或并联起来工作。

■晶闸管的串联

◆当晶闸管的额定电压小于实际要求时，可以用两个以上同型号器件相串联。

◆静态不均压问题

👉由于器件静态特性不同而造成的均压问题。

👉为达到静态均压，首先应选用参数和特性尽量一致的器件，此外可以采用电阻均压。

◆动态不均压问题

👉由于器件动态参数和特性的差异造成的不均压问题。

👉为达到动态均压，同样首先应选择动态参数和特性尽量一致的器件，另外还可以用RC并联支路作动态均压；对于晶闸管来讲，采用门极强脉冲触发可以显著减小器件开通时间上的差异。

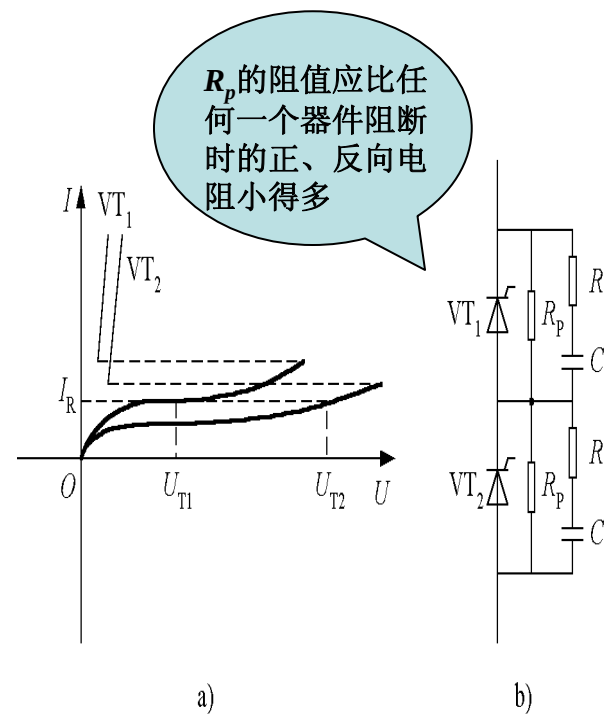


图9-17 晶闸管的串联
a) 伏安特性差异 b) 串联均压措施



9.3.2 晶闸管的并联

■ 晶闸管的并联

- ◆ 大功率晶闸管装置中，常用多个器件并联来承担较大的电流。
- ◆ 晶闸管并联就会分别因静态和动态特性参数的差异而存在电流分配不均匀的问题。
- ◆ 均流的首要措施是挑选特性参数尽量一致的器件，此外还可以采用均流电抗器；同样，用门极强脉冲触发也有助于动态均流。
- ◆ 当需要同时串联和并联晶闸管时，通常采用先串后并的方法联接。



9.3.3 电力MOSFET的并联和IGBT的并联

■ 电力MOSFET的并联

- ◆ R_{on} 具有正温度系数，具有电流自动均衡能力，容易并联。
- ◆ 应选用 R_{on} 、 U_T 、 G_{fs} 和输入电容 C_{iss} 尽量相近的器件并联。
- ◆ 电路走线和布局应尽量对称。
- ◆ 可在源极电路中串入小电感,起到均流电抗器的作用。

■ IGBT的并联

- ◆ 在1/2或1/3额定电流以下的区段，通态压降具有负温度系数；在以上的区段则具有正温度系数；也具有一定的电流自动均衡能力，易于并联使用。
- ◆ 在器件参数和特性选择、电路布局和走线、散热条件等方面也应尽量一致。



本章小结

■ 本章要点

- ◆ 对电力电子器件驱动电路的基本要求。
- ◆ 在驱动电路中实现电力电子主电路和控制电路电气隔离的基本方法和原理。
- ◆ 对晶闸管触发电路的基本要求以及典型触发电路的基本原理。
- ◆ 对电力MOSFET和IGBT等全控型器件驱动电路的基本要求以及典型驱动电路的基本原理。
- ◆ 电力电子器件过电压的产生原因和过电压保护的主要方法及原理。
- ◆ 电力电子器件过电流保护的主要方法及原理。
- ◆ 电力电子器件缓冲电路的概念、分类、典型电路及基本原理。
- ◆ 电力电子器件串联和并联使用的目的、基本要求以及具体注意事项。



第10章 电力电子技术的应用

10.1 晶闸管直流电动机系统

10.2 变频器和交流调速系统

10.3 不间断电源

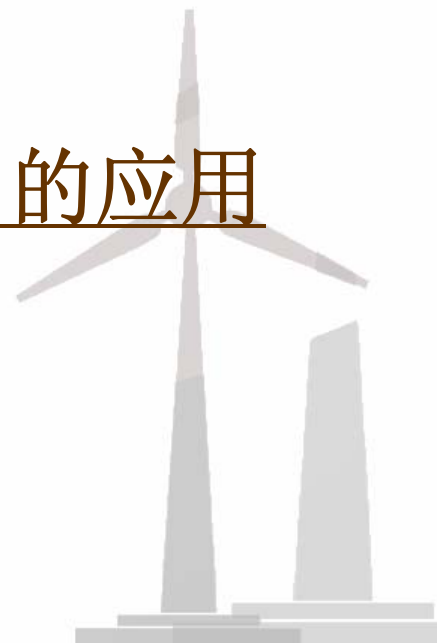
10.4 开关电源

10.5 功率因数校正技术

10.6 电力电子技术在电力系统中的应用

10.7 电力电子技术的其他应用

本章小结





10.1 晶闸管直流电动机系统

10.1.1 工作于整流状态时

10.1.2 工作于有源逆变状态时

10.1.3 直流可逆电力拖动系统





10.1.1 工作于整流状态时

■ 晶闸管可控整流装置带直流电动机负载组成的系统，习惯称为晶闸管直流电动机系统，是电力拖动系统中主要的一种，也是可控整流装置的主要用途之一。

■ 直流电动机负载除本身有电阻、电感外，还有一个反电动势 E ，为了平稳负载电流的脉动，通常在电枢回路串联一平波电抗器，保证整流电流在较大范围内连续。

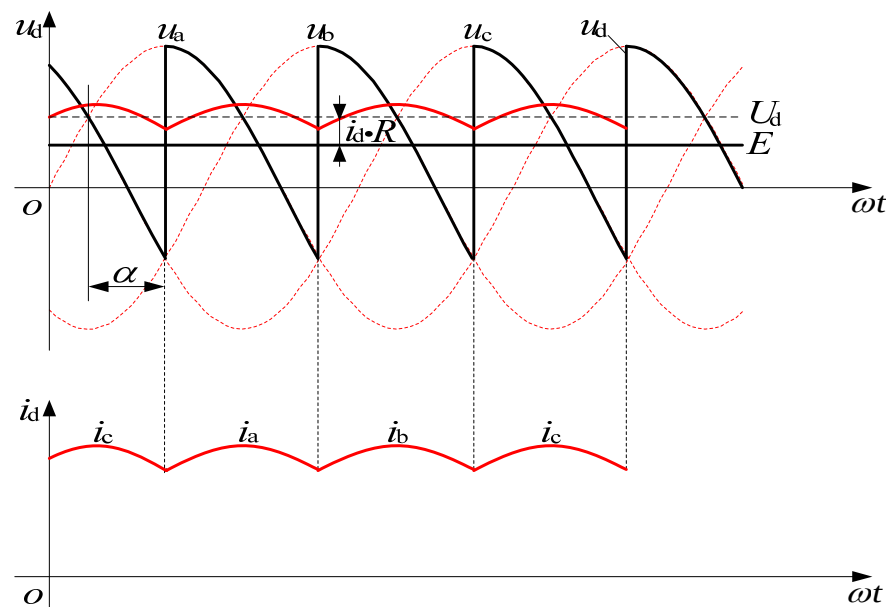


图10-1 三相半波带电动机负载且加平波电抗器时的电压电流波形



10.1.1 工作于整流状态时

■ 触发晶闸管，待电动机启动达稳态后，由于电动机有较大的机械惯量，故其转速和反电动势都基本无脉动，此时整流电压的平均值由电动机的反电动势及电路中负载平均电流 I_d 所引起的各种电压降所平衡，平衡方程为

$$U_d = E_M + R_\Sigma I_d + \Delta U \quad (10-1)$$

式中， $R_\Sigma = R_B + R_M + \frac{3X_B}{2\pi}$ ，其中 R_B 为变压器的等效电阻， R_M 为电枢电阻， $\frac{3X_B}{2\pi}$ 为重叠角引起的电压降所折合的电阻； ΔU 为晶闸管本身的管压降。

■ 在电动机负载电路中，电流由负载转矩所决定，当电动机的负载较轻时，对应的负载电流也小，在小电流情况下，特别在低速时，由于电感的储能减小，往往不足以维持电流连续，从而出现电流断续现象。



10.1.1 工作于整流状态时

■ 电流连续时电动机的机械特性

◆ 三相半波电流连续时的电动机机械特性

👉 直流电动机的反电动势为

$$E_M = C_e \phi n \quad (10-2)$$

👉 因为 $U_d = 1.17U_2 \cos\alpha$ 故反电动势特性方程为

$$E_M = 1.17U_2 \cos\alpha - R_\Sigma I_d - \Delta U \quad (10-3)$$

👉 转速与电流的机械特性关系式为

$$n = \frac{1.17U_2 \cos\alpha}{C_e \phi} - \frac{R_\Sigma I_d + \Delta U}{C_e \phi} \quad (10-4)$$

👉 三相桥式全控整流电路电动机负载时的机械特性方程为

$$n = \frac{2.34U_2 \cos\alpha}{C_e \phi} - \frac{R_\Sigma}{C_e \phi} I_d \quad (10-5)$$

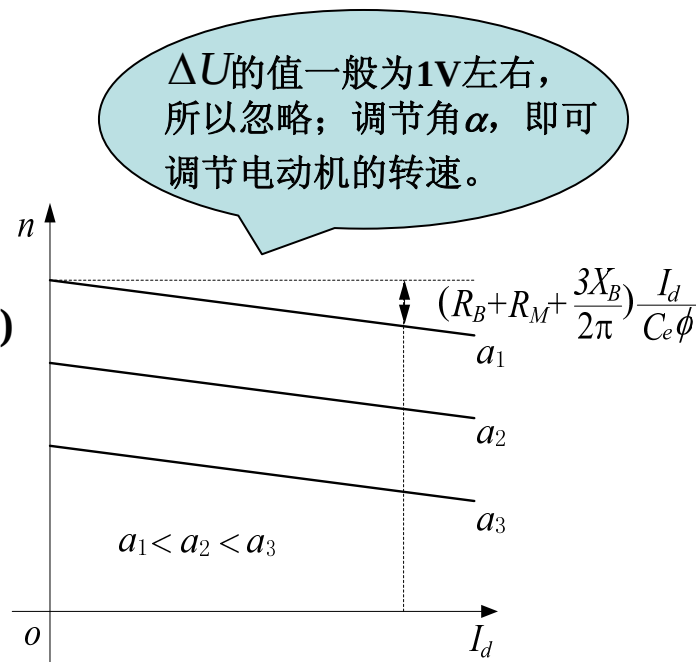


图10-2 三相半波电流连续时以电流表示的电动机机械特性



10.1.1 工作于整流状态时

■ 电流断续时电动机的机械特性

◆ 由于整流电压是一个脉动的直流电压，当电动机的负载减小时，平波电抗器中的电感储能减小，致使电流断续，此时电动机的机械特性也就呈现出非线性。

◆ 电流断续时机械特性的特点

👉 分析 $\alpha=60^\circ$ 时的情况，当 $I_d=0$ ，忽略 ΔU ，此时的反电动势 E'_0 为 $E'_0 = 1.17U_2 \cos 60^\circ = 0.585U_2$ ，而实际上，晶闸管导通时相电压瞬时值为 $\sqrt{2}U_2$ ，大于 E'_0 ，也即 I_d 不为零，所以 $\sqrt{2}U_2$ 才是理想空载点。

👉 在电流断续情况下， $\alpha \leq 60^\circ$ 时，电动机的实际空载反电动势都是 $\sqrt{2}U_2$ ；当 $\alpha > 60^\circ$ 以后，空载反电动势将由 $\sqrt{2}U_2 \cos(\alpha - \pi/6)$ 确定。

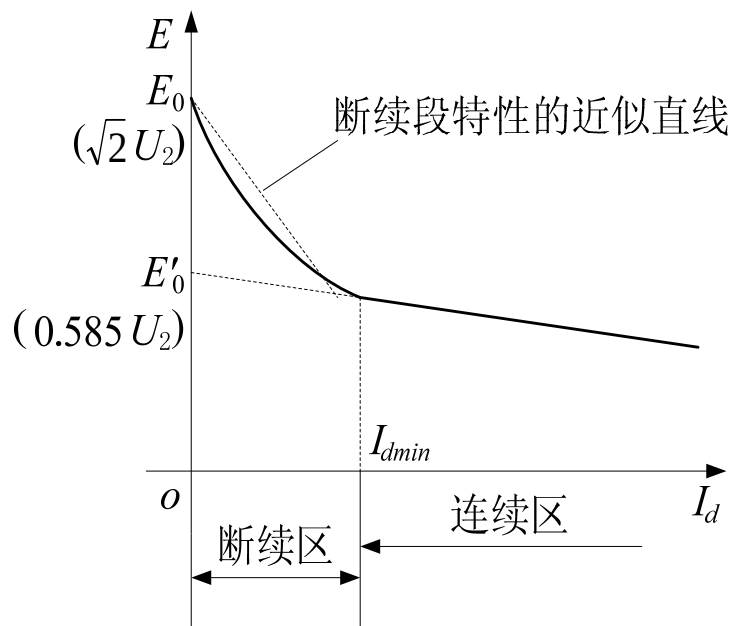


图10-3 电流断续时电动势的特性曲线



10.1.1 工作于整流状态时

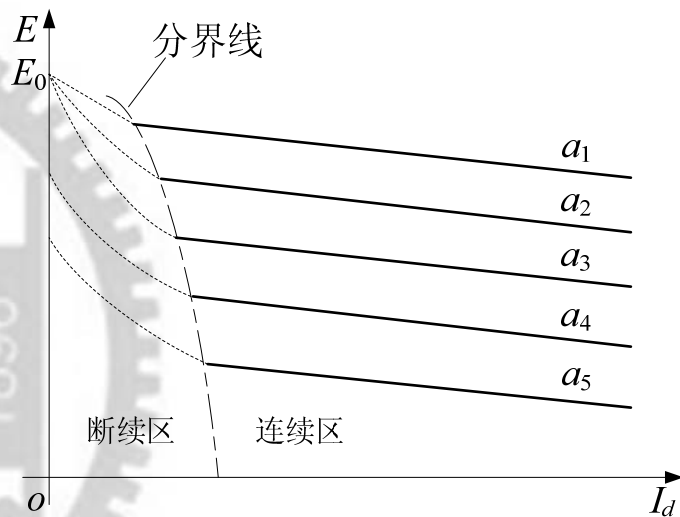


图10-4 考虑电流断续时不同 α 时
反电动势的特性曲线
 $\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < 60^\circ$, $\alpha_5 > \alpha_4 > 60^\circ$

当电流断续时，电动机的理想空载转速抬高，这是电流断续时电动机机械特性的第一个特点；第二个特点是，在电流断续区内电动机的机械特性变软，即负载电流变化很小也可引起很大的转速变化。

α 大的反电动势特性，其电流断续区的范围（以虚线表示）要比 α 小时的电流断续区大，这是由于 α 愈大，变压器加给晶闸管阳极上的负电压时间愈长，电流要维持导通，必须要求平波电抗器储存较大的磁能，而电抗器的 L 为一定值的情况下，要有较大的电流 I_d 才行；故随着 α 的增加，进入断续区的电流值加大，这是电流断续时电动机机械特性的第三个特点。



10.1.1 工作于整流状态时

◆ 电流断续时电动机机械特性可由下面三个式子准确地得出

$$E_M = \sqrt{2}U_2 \cos \varphi \frac{\sin(\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta - \varphi) - \sin(\frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi)e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}}{1 - e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}} \quad (10-6)$$

$$n = \frac{E_M}{C'_e} = \frac{\sqrt{2}U_2 \cos \varphi}{C'_e} \times \frac{\sin(\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta - \varphi) - \sin(\frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi)e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}}{1 - e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}} \quad (10-7)$$

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi Z \cos \varphi} \left[\cos(\frac{\pi}{6} + \alpha) - \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta) - \frac{C'_e}{\sqrt{2}U_2} \theta n \right] \quad (10-8)$$

式中, $\varphi = \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R}$, $Z = \sqrt{R^2 + L^2}$, L 为回路总电感。



10.1.1 工作于整流状态时

◆一般只要主电路电感足够大，可以只考虑电流连续段，完全按线性处理，当低速轻载时，断续作用显著，可改用另一段较陡的特性来近似处理。

✎整流电路为三相半波时，在最小负载电流为 I_{dmin} 时，为保证电流连续所需的主回路电感量（单位为mH）为

$$L = 1.46 \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (10-9)$$

✎对于三相桥式全控整流电路带电动机负载的系统，有

$$L = 0.693 \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (10-10)$$

L 中包括整流变压器的漏电感、电枢电感和平波电抗器的电感，前者数值都较小，有时可忽略； I_{dmin} 一般取电动机额定电流的5%~10%。

✎三相桥式全控整流电压的脉动频率比三相半波的高一倍，因而所需平波电抗器的电感量也可相应减小约一半。



10.1.2 工作于有源逆变状态时

■ 电流连续时电动机的机械特性

◆ 电压平衡方程式为

$$U_d - E_M = I_d R_\Sigma$$

◆ 逆变时由于 $U_d = -U_{d0} \cos \beta$, E_M 反接, 得

$$E_M = -(U_{d0} \cos \beta + I_d R_\Sigma) \quad (10-11)$$

因为 $E_M = C_e' n$, 可求得电动机的机械特性方程式

$$n = -\frac{1}{C_e'} (U_{d0} \cos \beta + I_d R_\Sigma) \quad (10-12)$$

◆ 上式的负号表示逆变时电动机的转向与整流时相反; 调节 β 就可改变电动机的运行转速, β 值愈小, 相应的转速愈高; 反之则转速愈低。

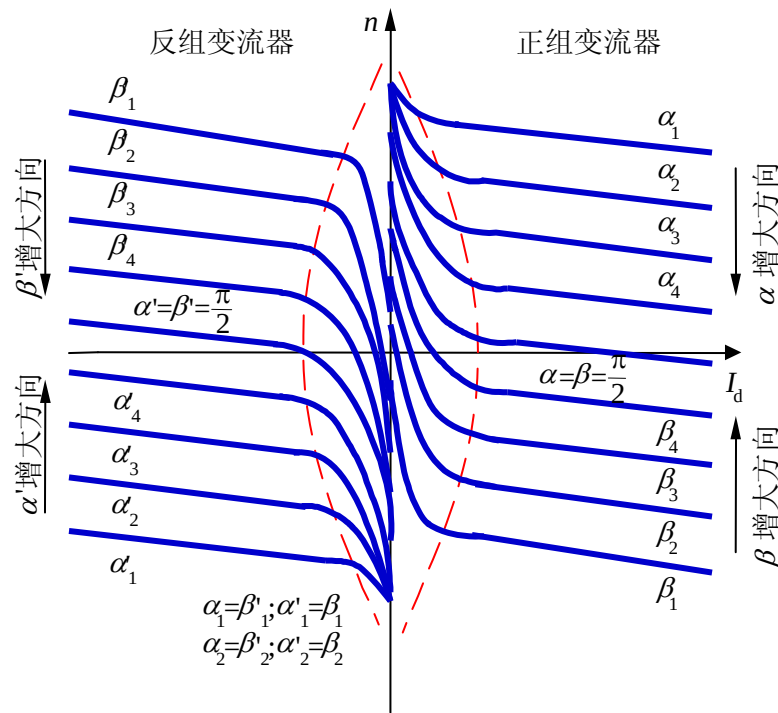


图10-5 电动机在四象限中的机械特性



10.1.2 工作于有源逆变状态时

■ 电流断续时电动机的机械特性

◆ 电动机机械特性可由下面三个式子准确地得出

$$E_M = \sqrt{2}U_2 \cos \varphi \frac{\sin\left(\frac{7\pi}{6} - \beta + \theta - \varphi\right) - \sin\left(\frac{7\pi}{6} - \beta - \varphi\right)e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}}{1 - e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}} \quad (10-13)$$

$$n = \frac{E_M}{C'_e} = \frac{\sqrt{2}U_2 \cos \varphi}{C'_e} \times \frac{\sin\left(\frac{7\pi}{6} - \beta + \theta - \varphi\right) - \sin\left(\frac{7\pi}{6} - \beta - \varphi\right)e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}}{e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi}} \quad (10-14)$$

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi Z \cos \varphi} \left[\cos\left(\frac{7\pi}{6} - \beta\right) - \cos\left(\frac{7\pi}{6} - \beta + \theta\right) - \frac{C'_e}{\sqrt{2}U_2} \theta n \right] \quad (10-15)$$

当电流断续时电动机的机械特性不仅和**逆变角**有关，而且和**电路参数**、**导通角**等有关系。



10.1.2 工作于有源逆变状态时

◆图10-5中右下的虚线左的部分为逆变电流断续时电动机的机械特性，其特点是：**理想空载转速上翘很多，机械特性变软，且呈现非线性。**

◆逆变状态的机械特性是整流状态的延续，纵观控制角 α 由小变大（如 $\pi/6 \sim \pi/2$ ），电动机的机械特性则逐渐的由第1象限往下移，进而到达第4象限；第2象限里也为逆变状态，与它对应的整流状态的机械特性则表示在第3象限里。

◆第1、第4象限中的特性和第3、第2象限中的特性是分别属于两组变流器的，它们输出整流电压的极性彼此相反，故分别标以**正组变流器**和**反组变流器**。

◆运行工作点由第1（第3）象限的特性，转到第2（第4）象限的特性时，表明电动机由**电动运行**转入**发电制动运行**；相应的变流器的**工况**由**整流**转为**逆变**。

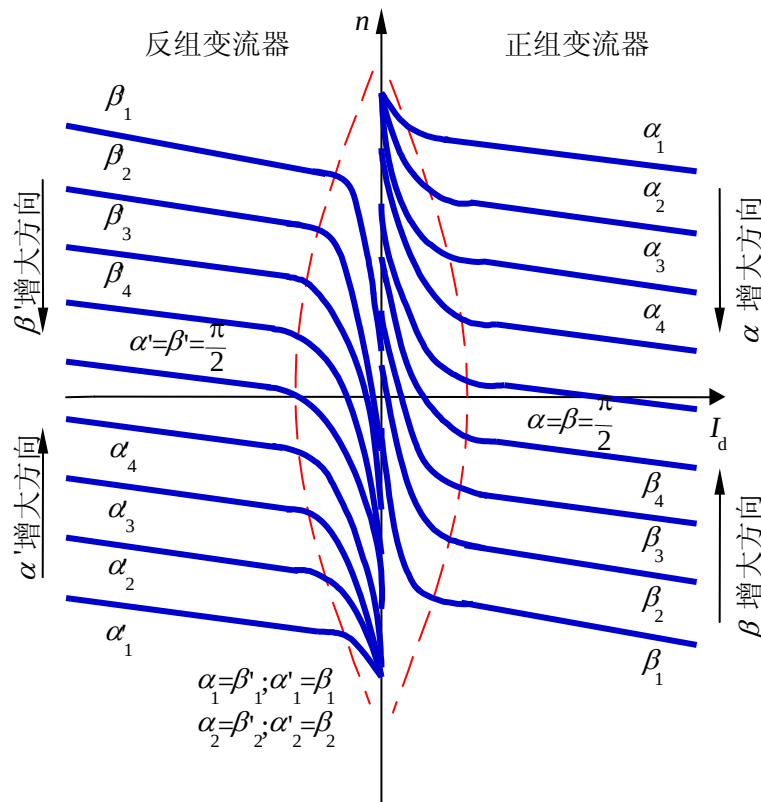


图10-5 电动机在四象限中的机械特性



10.1.3 直流可逆电力拖动系统

■ 直流可逆电力拖动系统

◆ 电路结构

👉 图10-6a是有环流接线，图10-6b是无环流接线，环流是指只在两组变流器之间流动而不经负载的电流。

👉 根据电动机所需的运转状态来决定哪一组变流器工作及其相应的工作状态：整流或逆变。

◆ 四象限运行时的工作情况

👉 第1象限，正转，电动机作电动运行，正组桥工作在整流状态， $\alpha_1 < \pi/2$ ， $E_M < U_{d\alpha}$ （下标中有 α 表示整流，下标1表示正组桥，下标2表示反组桥）。

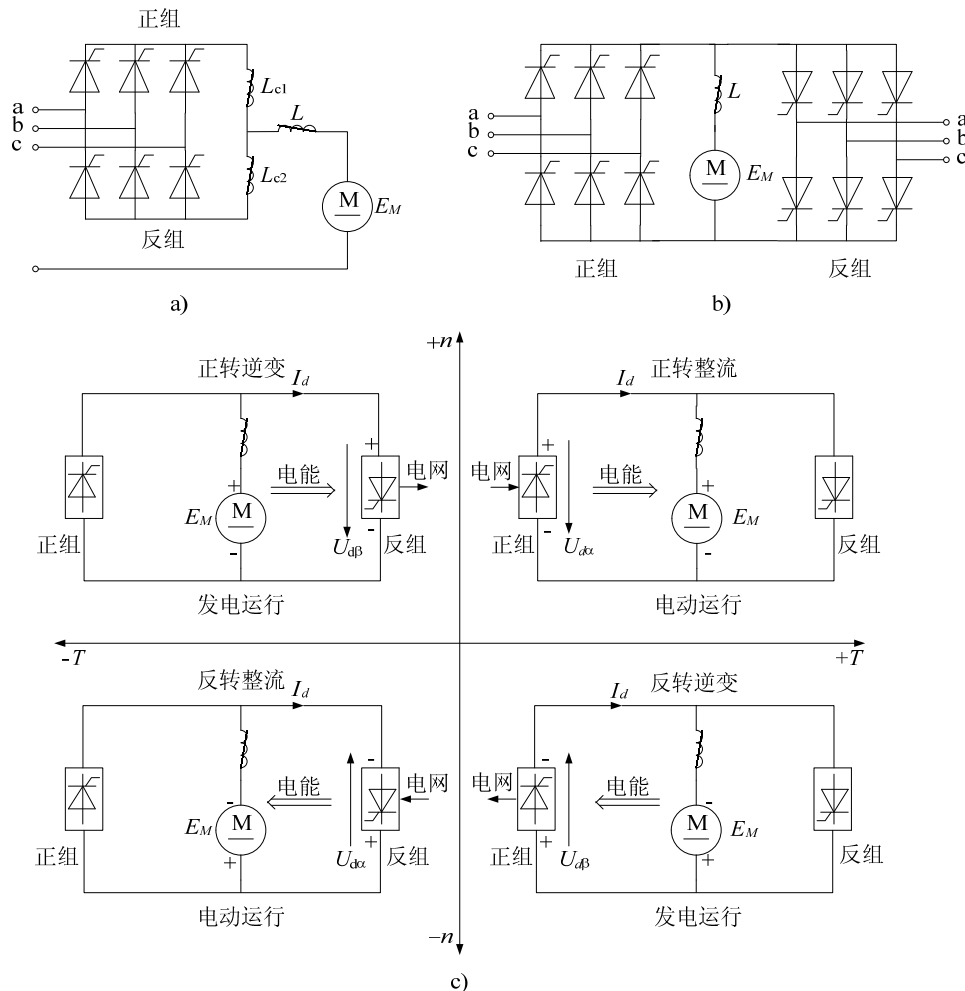


图10-6 两组变流器的反并联可逆线路



10.1.3 直流可逆电力拖动系统

👉第2象限，正转，电动机作发电运行，反组桥工作在逆变状态， $\beta_2 < \pi/2 (\alpha_2 > \pi/2)$ ， $E_M > U_{d\beta}$ （下标中有 β 表示逆变）。

👉第3象限，反转，电动机作电动运行，反组桥工作在整流状态， $\alpha_2 < \pi/2$ ， $E_M < U_{d\alpha}$ 。

👉第4象限，反转，电动机作发电运行，正组桥工作在逆变状态， $\beta_1 < \pi/2 (\alpha_1 > \pi/2)$ ， $E_M > U_{d\beta}$ 。

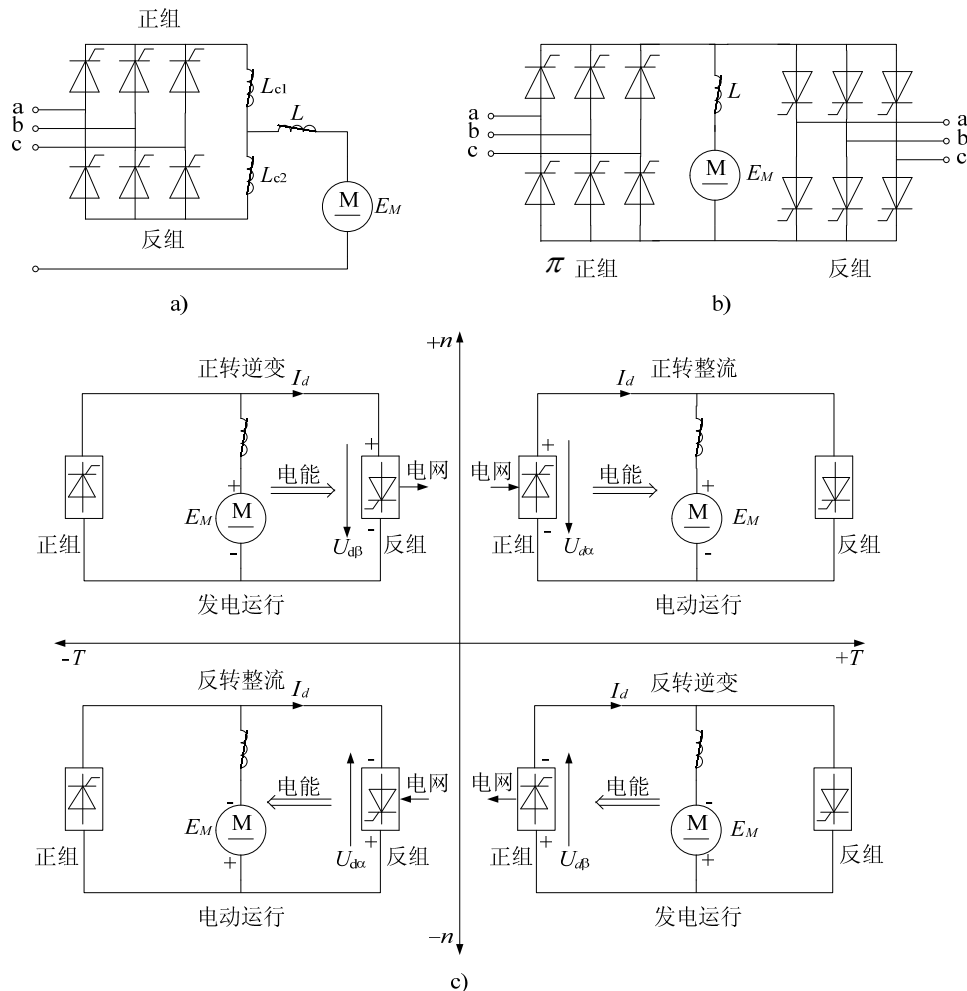


图10-6 两组变流器的反并联可逆线路



10.1.3 直流可逆电力拖动系统

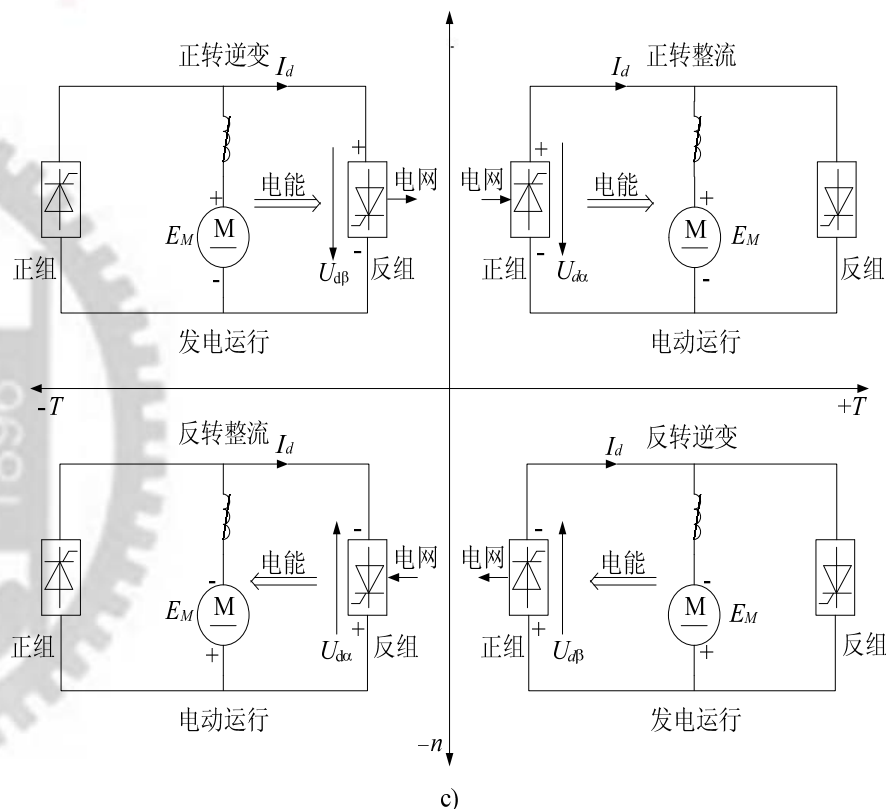


图10-6 (c)

◆直流可逆拖动系统，能方便地实现正反向运转外，还能实现回馈制动。

👉由正转到反转的过程

✓从1组桥切换到2组桥工作，并要求2组桥在逆变状态下工作，电动机进入第2象限（之前运行在第1象限）作正转发电运行，电磁转矩变成制动转矩，电动机轴上的机械能经2组桥逆变为交流电能回馈电网。

✓改变2组桥的逆变角 β ，使之由小变大直至 $\beta=\pi/2$ （ $n=0$ ），如继续增大 β ，即 $\alpha<\pi/2$ ，2组桥将转入整流状态下工作，电动机开始反转进入第3象限的电动运行。

👉电动机从反转到正转，其过程则由第3象限经第4象限最终运行在第1象限上。



10.1.3 直流可逆电力拖动系统

- ◆ 根据对环流的不同处理方法，反并联可逆电路又可分为几种不同的控制方案，如配合控制有环流（即 $\alpha=\beta$ 工作制）、可控环流、逻辑控制无环流和错位控制无环流等。
- ☞ 对于 $\alpha=\beta$ 配合控制的有环流可逆系统，当系统工作时，对正、反两组变流器同时输入触发脉冲，并严格保证 $\alpha=\beta$ 的配合控制关系，**两组变流器的输出电压平均值相等，且极性相抵，之间没有直流环流**；但输出电压瞬时值不等，会产生**脉动环流**，为防止环流只经晶闸管流过而使电源短路，必须串入**环流电抗器 L_c** 限制环流。
- ☞ 工程上使用较广泛的**逻辑无环流可逆系统**不设置环流电抗器，控制原则是：两组桥在任何时刻只有一组投入工作（另一组关断），所以在两组桥之间就不存在环流；变流器之间的切换过程是由逻辑单元控制的，故称为逻辑控制无环流系统。



10.2 变频器和交流调速系统

10.2.1 交直交变频器

10.2.2 交流电机变频调速的控制方式





10.2 变频器与交流调速系统 · 引言

■ 直流调速传动系统的缺点

- ◆ 受使用环境条件制约。
- ◆ 需要定期维护。
- ◆ 最高速度和容量受限制。

■ 交流调速传动系统的优点

- ◆ 克服了直流调速传动系统的缺点。
- ◆ 交流电动机结构简单，可靠性高。
- ◆ 节能。
- ◆ 高精度，快速响应。

■ 交流电机的控制技术较为复杂，对所需的电力电子变换器要求也较高，所以直到近二十年时间，随着电力电子技术和控制技术的发展，交流调速系统才得到迅速的发展，其应用已在逐步取代传统的直流传动系统。



10.2.1 交直交变频器

■ 交直交变频器（**Variable Voltage Variable Frequency**，简称**VVVF**电源）是由**AC/DC**、**DC/AC**两类基本的变流电路组合形成，又称为间接交流变流电路，最主要的优点是输出频率不再受输入电源频率的制约。

■ 再生反馈电力的能力

◆ 当负载电动机需要频繁、快速制动时，通常要求具有**再生反馈电力的能力**。

◆ 图10-7所示的电压型交直交变频电路不能再生反馈电力。

👉 其整流部分采用的是不可控整流，它和电容器之间的直流电压和直流电流极性不变，只能由电源向直流电路输送功率，而不能由直流电路向电源反馈电力。

👉 逆变电路的能量是可以双向流动的，若负载能量反馈到中间直流电路，而又不能反馈回交流电源，这将导致电容电压升高，称为**泵升电压**，泵升电压过高会危及整个电路的安全。

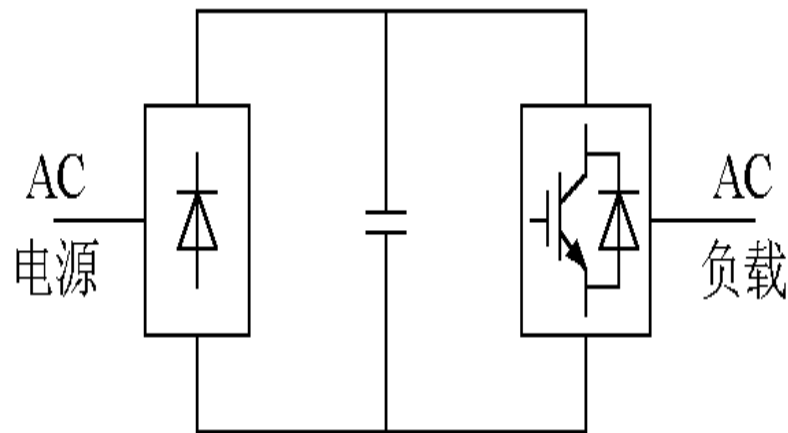


图10-7 不能再生反馈的电压型间接交流变流电路



10.2.1 交直交变频器

◆使电路具备再生反馈电力能力的方法

图10-8的电路中加入一个由电力晶体管 V_0 和能耗电阻 R_0 组成的**泵升电压限制电路**，当泵升电压超过一定数值时，使 V_0 导通，把从负载反馈的能量消耗在 R_0 上，这种电路可运用于对电动机制动时间有一定要求的调速系统中。

图10-9所示的电路增加了一套**变流电路**，使其工作于有源逆变状态，可实现电动机的再生制动；当负载回馈能量时，中间直流电压极性不变，而电流反向，通过控制变流器将电能反馈回电网。

图10-10是整流电路和逆变电路都采用PWM控制的间接交流变流电路，可简称**双PWM电路**，该电路输入输出电流均为正弦波，输入功率因数高，且可实现电动机四象限运行，但由于整流、逆变部分均为PWM控制且需要采用全控型器件，控制较复杂，成本也较高。

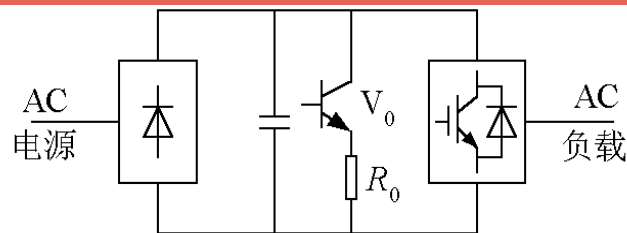


图10-8 带有泵升电压限制电路的电压型间接交流变流电路

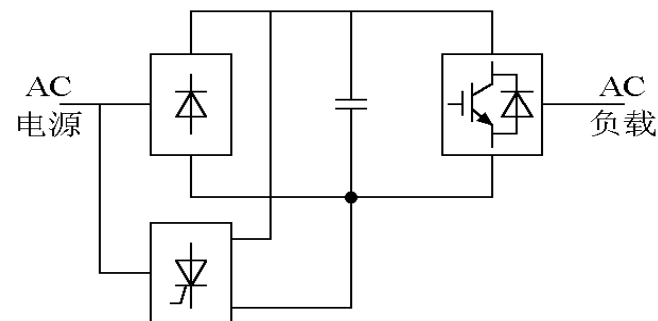


图10-9 利用可控变流器实现再生反馈的电压型间接交流变流电路

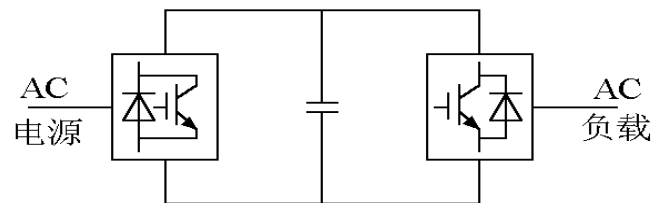


图10-10 整流和逆变均为PWM控制的电压型间接交流变流电路



10.2.1 交直交变频器

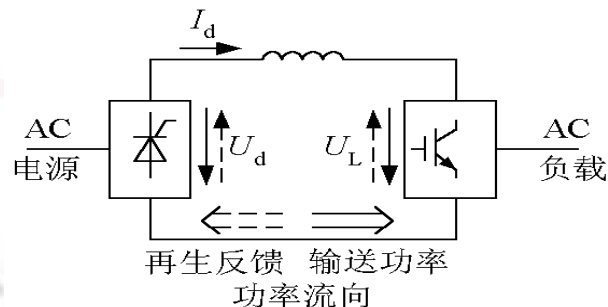


图10-11 采用可控整流的电流型间接交流变流电路

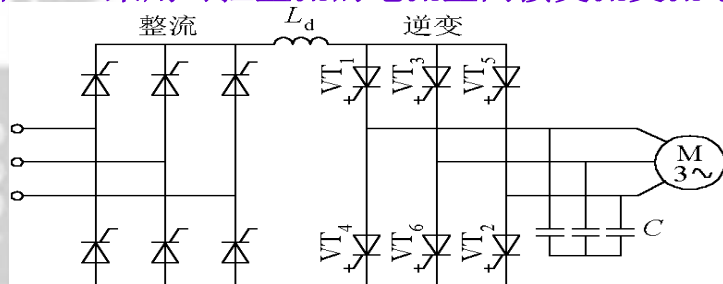


图10-12 电流型交—直—交PWM变频电路

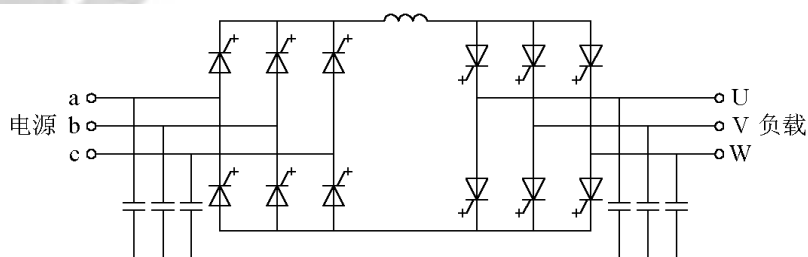


图10-13 整流和逆变均为PWM控制的电流型间接交流变流电路

图10-11给出了可以再生反馈电力的电流型间接交流变流电路，当电动机制动时，中间直流电路的电流极性不能改变，要实现再生制动，只需调节可控整流电路的触发角，使中间直流电压反极性即可。

图10-12给出了实现基于上述原理的电路图，为适用于较大容量的场合，将主电路中的器件换为GTO，逆变电路输出端的电容C是为吸收GTO关断时产生的过电压而设置的，它也可以对输出的PWM电流波形起滤波作用。

电流型间接交流变流电路也可采用双PWM电路，为了吸收换流时的过电压，在交流电源侧和交流负载侧都设置了电容器；可四象限运行，同时通过对整流电路的PWM控制可使输入电流为正弦波，并使输入功率因数为1。



10.2.2 交流电机变频调速的控制方式

■ 笼型异步电动机的定子频率控制方式

◆ 恒压频比控制

✎ 异步电动机的转速主要由电源频率和极对数决定，改变电源（定子）频率可对电动机进行调速，同时为了不使电动机因频率变化导致磁饱和而造成励磁电流增大，引起功率因数和效率的降低，需对变频器的电压和频率的比率进行控制，使该比率保持恒定，即恒压频比控制，以维持气隙磁通为额定值。

✎ 图10-14给出了一个实例，转速给定既作为调节加减速度的频率 f 指令值，同时经过适当分压，也被作为定子电压 V_1 的指令值，该 f 指令值和 V_1 指令值之比就决定了 V/f 比值，由于频率和电压由同一给定值控制，因此可以保证压频比为恒定；电机的转向由变频器输出电压的相序决定，不需要由频率和电压给定信号反映极性。

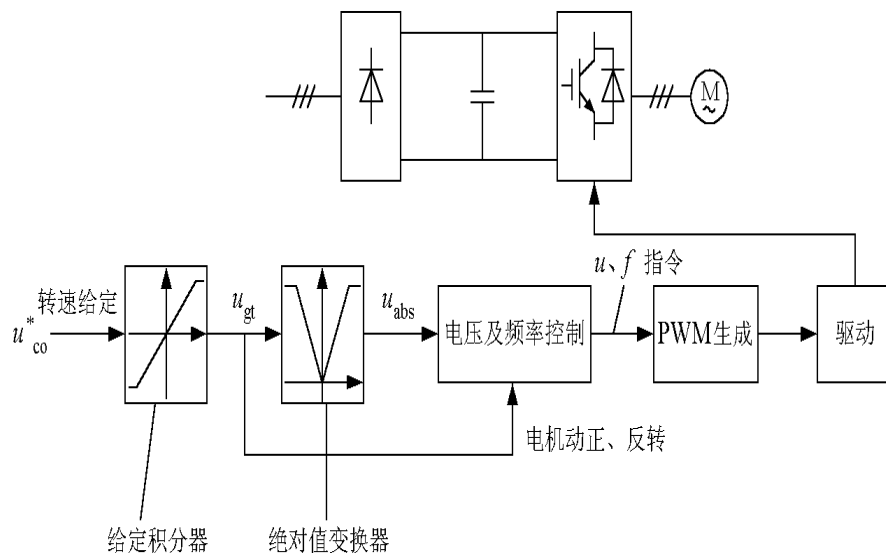


图10-14 采用恒压频比控制的变频调速系统框图



10.2.2 交流电机变频调速的控制方式

◆ 转差频率控制

👉 为转速闭环的控制方式，可提高调速系统的动态性能。

👉 从异步电机稳态模型可以证明，当稳态气隙磁通恒定时，电磁转矩近似与转差角频率 ω_s 成正比，因此，控制 ω_s 就相当于控制转矩，采用转速闭环的转差频率控制，使定子频率 $\omega_1 = \omega_r + \omega_s$ ，则 ω_1 随实际转速 ω_r 增加或减小，得到平滑而稳定的调速，保证了较高的调速范围和动态性能。

👉 这种方法是基于**电机稳态模型**的，仍然不能得到理想的动态性能。

◆ 矢量控制

👉 异步电动机的数学模型是**高阶、非线性、强耦合的多变量系统**。

👉 矢量控制方式基于异步电机的按转子磁链定向的**动态数学模型**，将定子电流分解为励磁分量和与此垂直的转矩分量，参照直流调速系统的控制方法，分别独立地对两个电流分量进行控制，类似直流调速系统中的双闭环控制方式。

👉 该方式需要**实现转速和磁链的解耦**，控制系统较为复杂。

◆ 直接转矩控制

👉 直接转矩控制方法同样是基于电机的**动态模型**，其控制闭环中的内环，直接采用了转矩反馈，并采用**砰—砰控制**，可以得到转矩的快速动态响应，并且控制相对要简单许多。



10.3 不间断电源

■ 不间断电源（**Uninterruptible Power Supply — UPS**）是当交流输入电源（习惯称为市电）发生异常或断电时，还能继续向负载供电，并能保证供电质量，使负载供电不受影响的装置。

■ 广义地说，**UPS**包括输出为直流和输出为交流两种情况，目前通常是指输出为交流的情况**UPS**是**恒压恒频（CVCF）电源**中的主要产品之一，广泛应用于各种对交流供电可靠性和供电质量要求高的场合。

■ UPS的结构原理

◆ 图10-15给出了**UPS**最基本的结构原理

👉 基本工作原理是，当市电正常时，由

市电供电，当市电异常乃至停电时，由蓄电池向逆变器供电，因此从负载侧看，供电不受市电停电的影响；在市电正常时，负载也可以由逆变器供电，此时负载得到的交流电压比市电电压质量高，即使市电发生质量问题（如电压波动、频率波动、波形畸变和瞬时停电等）时，也能获得正常的恒压恒频的正弦波交流输出，并且具有稳压、稳频的性能，因此也称为**稳压稳频电源**。

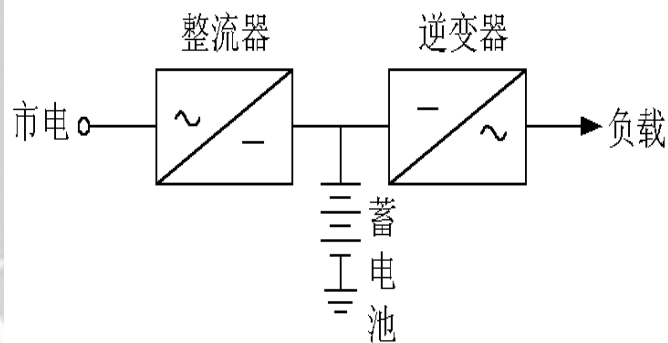


图10-15 UPS基本结构原理图



10.3 不间断电源

◆为保证市电异常或逆变器故障时负载供电的切换，实际的UPS产品中多数都设置了**旁路开关**，如图10-16所示，市电与逆变器提供的CVCF电源由转换开关S切换；还需注意的是，在市电旁路电源与CVCF电源之间切换时，必须保证两个电压的相位一致，通常采用**锁相同步**的方法。

◆在市电断电时由于由蓄电池提供电能，供电时间取决于蓄电池容量的大小，有很大的局限性，为了保证长时间不间断供电，可采用**柴油发电机**（简称油机）作为**后备电源**，如图10-17所示，蓄电池只需作为市电与油机之间的过渡，容量可以比较小。

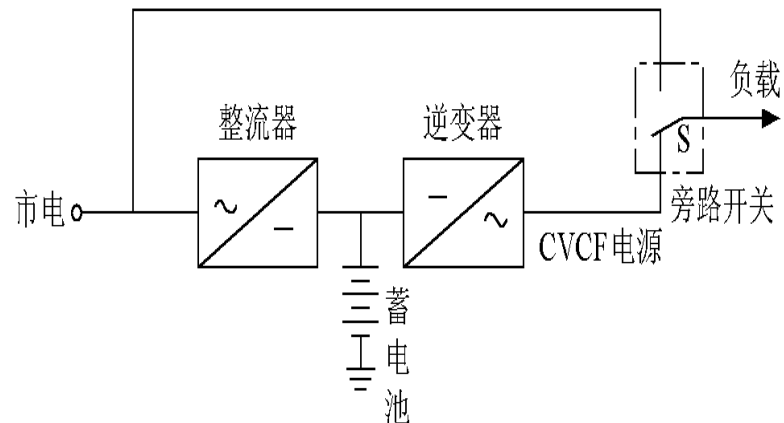


图10-16 具有旁路开关的UPS系统

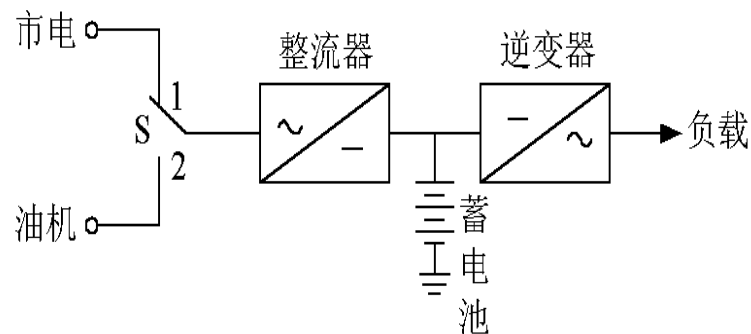


图10-17 用柴油发电机作为后备电源的UPS



10.3 不间断电源

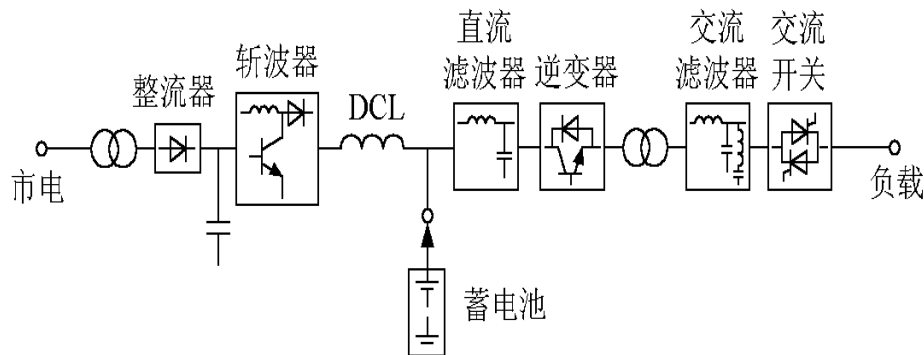


图10-18 小容量UPS主电路

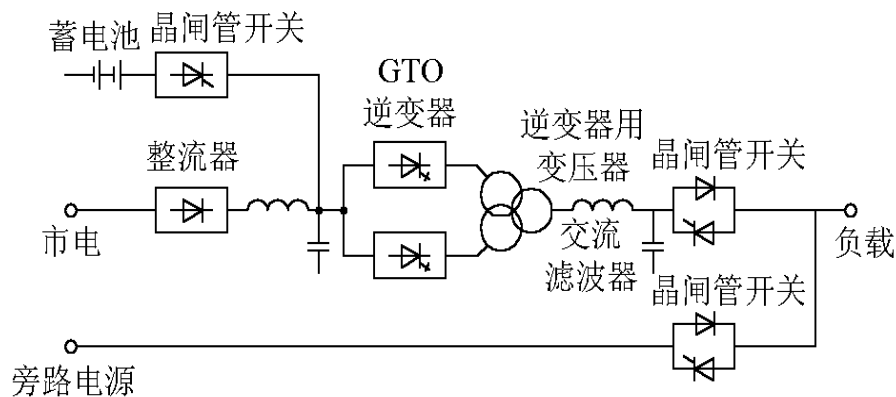


图10-19 大功率UPS主电路

■ UPS的主电路结构

◆ 容量较小的UPS主电路

✎ 整流部分使用二极管整流器和直流斩波器（用作PFC），可获得较高的交流输入功率因数。

✎ 由于逆变器部分使用IGBT并采用PWM控制，可获得良好的控制性能。

◆ 使用GTO的大容量UPS主电路

✎ 逆变器部分采用PWM控制，具有调节电压和改善波形的功能。

✎ 为减少GTO的开关损耗，采用较低的开关频率。

✎ 输出电压中所含的最低次谐波为11次，从而使交流滤波器小型化。



10.4 开关电源

10.4.1 开关电源的结构

10.4.2 开关电源的控制方式

10.4.3 开关电源的应用





10.4 开关电源·引言

■在各种电子设备中，需要多路不同电压供电，如数字电路需要5V、3.3V、2.5V等，模拟电路需要 $\pm 12\text{V}$ 、 $\pm 15\text{V}$ 等，这就需要专门设计电源装置来提供这些电压，通常要求电源装置能达到一定的稳压精度，还要能够提供足够大的电流。

■线性电源和开关电源

◆图10-20所示为**线性电源**，先用工频变压器降压，然后经过整流滤波后，由线性调压得到稳定的输出电压。

◆图10-21所示为**开关电源**，先整流滤波、后经高频逆变得到高频交流电压，然后由高频变压器降压、再整流滤波。

◆开关电源在效率、体积和重量等方面都远远优于线性电源，因此已经基本取代了线型电源，成为电子设备供电的主要电源形式。

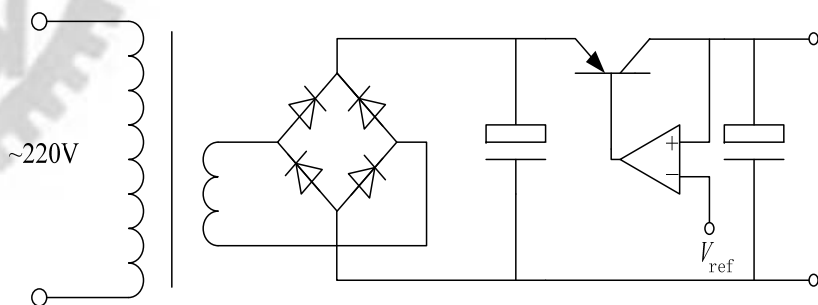


图10-20 线性电源的基本电路结构

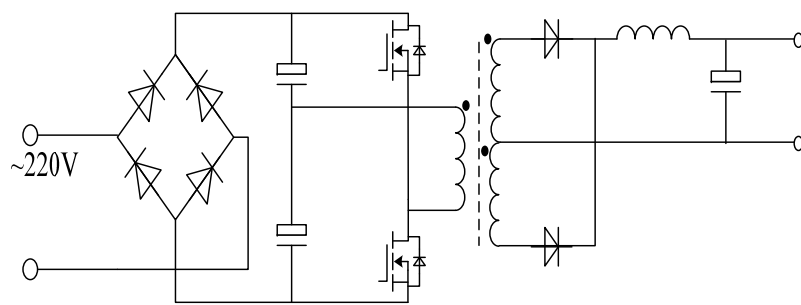


图10-21 半桥型开关电源电路结构



10.4.1 开关电源的结构

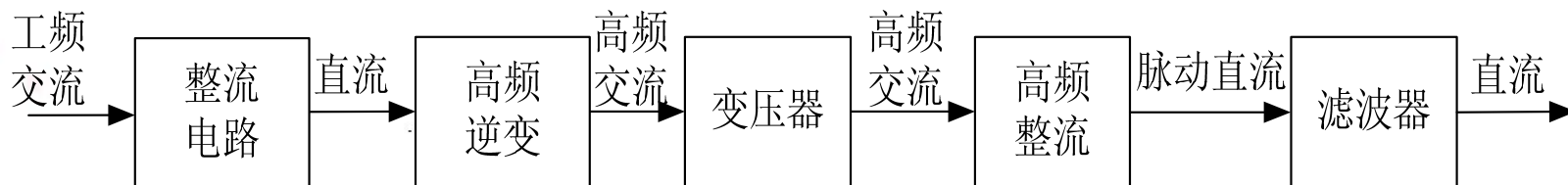


图10-22 开关电源的能量变换过程

■ 交流输入的开关电源

- ◆ 交流输入、直流输出的开关电源将交流电转换为直流电。
- ◆ 整流电路普遍采用二极管构成的桥式电路，直流侧采用大电容滤波，较为先进的开关电源采用有源的功率因数校正 (Power Factor Correction - PFC) 电路。

- ◆ **高频逆变—变压器—高频整流电路**是开关电源的核心部分，具体的电路采用的是隔离型直流直流变流电路。

- ◆ 高性能开关电源中普遍采用了**软开关技术**。

- ◆ 可以采用给高频变压器设计**多个二次侧绕组**的方法来实现不同电压的多组输出，而且这些不同的输出之间是相互隔离的，但是仅能选择1路作为输出电压反馈，因此也就只有这1路的电压的稳压精度较高，其它路的稳压精度都较低，而且其中1路的负载变化时，其它路的电压也会跟着变化。

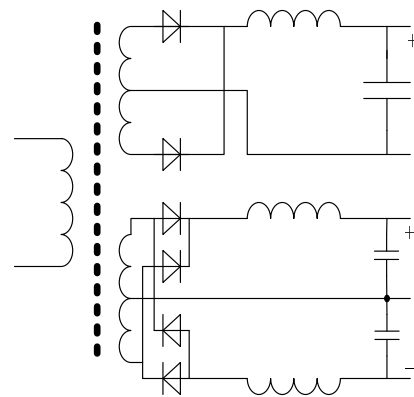


图10-23 多路输出的整流电路



10.4.1 开关电源的结构

■ 直流输入的开关电源

◆ 也称为**直流—直流变换器(DC-DC Converter)**，分为**隔离型**和**非隔离型**，隔离型多采用反激、正激、半桥等隔离型电路，而非隔离型采用**Buck**、**Boost**、**Buck-Boost**等电路。

◆ 负载点稳压器(POL-Point Of the Load regulator)

👉 仅仅为1个专门的元件（通常是一个大规模集成电路芯片）供电的直流—直流变换器。

👉 计算机主板上给CPU和存储器供电的电源都是典型的**POL**。

◆ 非隔离的直流—直流变换器、尤其是POL的输出电压往往较低，为了提高效率，经常采用**同步Buck (Sync Buck)电路**，该电路的结构为**Buck**，但二极管也采用**MOSFET**，利用其低导通电阻的特点来降低电路中的通态损耗，其原理类似同步整流电路。

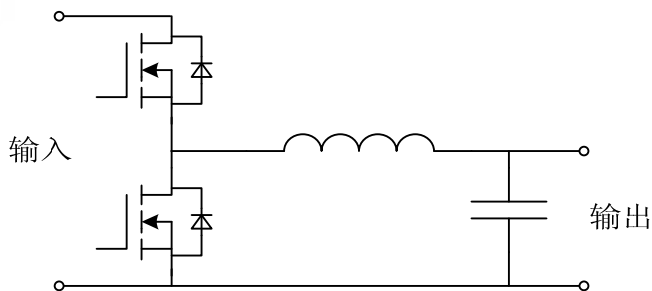


图10-24 a)同步降压电路

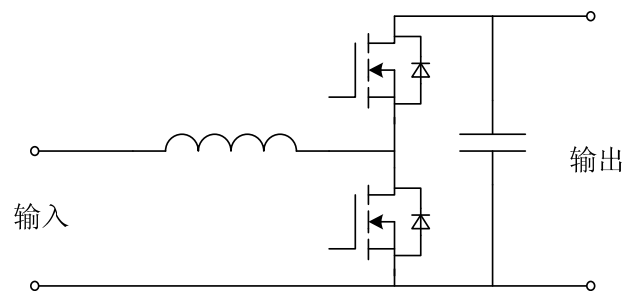


图10-24 b)同步升压电路



10.4.1 开关电源的结构

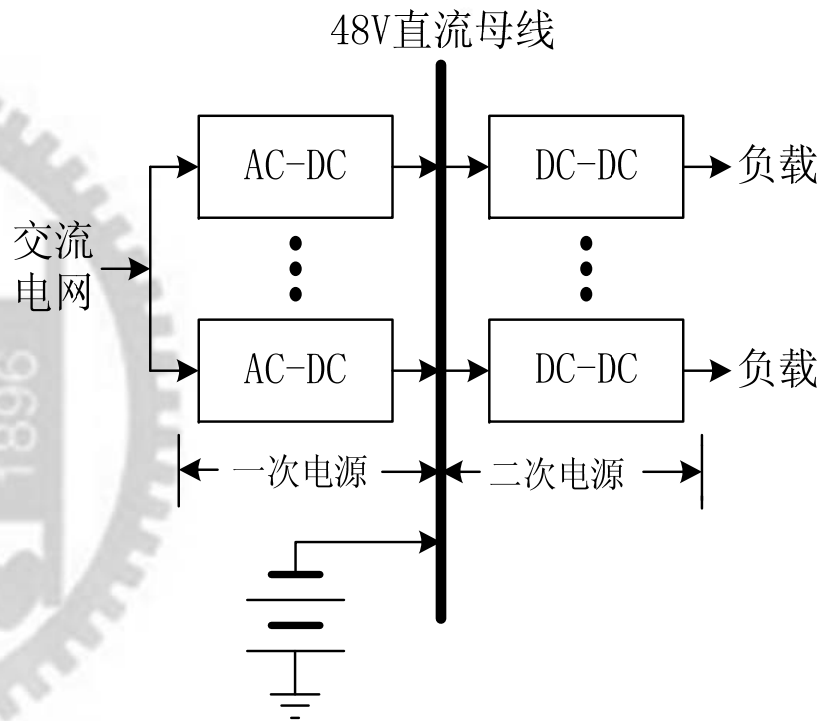


图10-25 通信电源系统

■ 分布式电源系统

◆ 在通信交换机、巨型计算机等复杂的电子装置中，供电的路数太多，总功率太大，难以用一个开关电源完成，因此出现了**分布式的电源系统**。

◆ 如图10-25，一次电源完成交流一直流的隔离变换，其输出连接到直流母线上，直流母线连接到交换机中每块电路板，电路板上都有自己的**DC-DC**变换器，将**48V**转换为电路所需的各种电压；大容量的蓄电池组保证停电的时候交换机还能正常工作。

◆ 一次电源采用多个开关电源并联的方案，每个开关电源仅仅承担一部分功率，并联运行的每个开关电源有时也被成称为“**模块**”，当其中个别模块发生故障时，系统还能够继续运行，这被称为“**冗余**”。



10.4.2 开关电源的控制方式

■ 典型的开关电源控制系统如图10-26所示，采用**反馈控制**，控制器根据误差 e 来调整控制量 v_c 。

■ 电压模式控制

◆ 图10-26所示即为电压模式控制，仅有一个输出**电压反馈控制环**。

◆ 其优点是结构简单，但有一个显著的缺点是不能有效的控制电路中的电流。

■ 电流模式控制

◆ 在电压反馈环内增加了**电流反馈控制环**，电压控制器的输出信号作为电流环的参考信号，给这一信号设置限幅，就可以限值电路中的最大电流，达到短路和过载保护的目，还可以实现恒流控制。

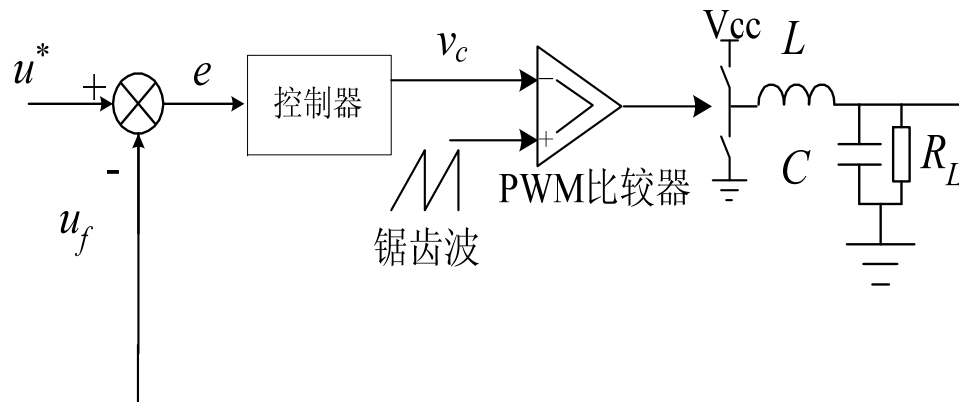


图10-26 开关电源的控制系统

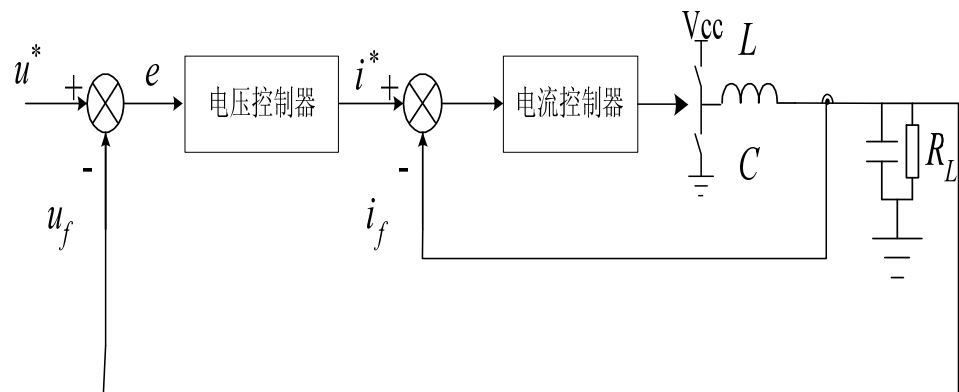


图10-27 电流模式控制系统的结构



10.4.2 开关电源的控制方式

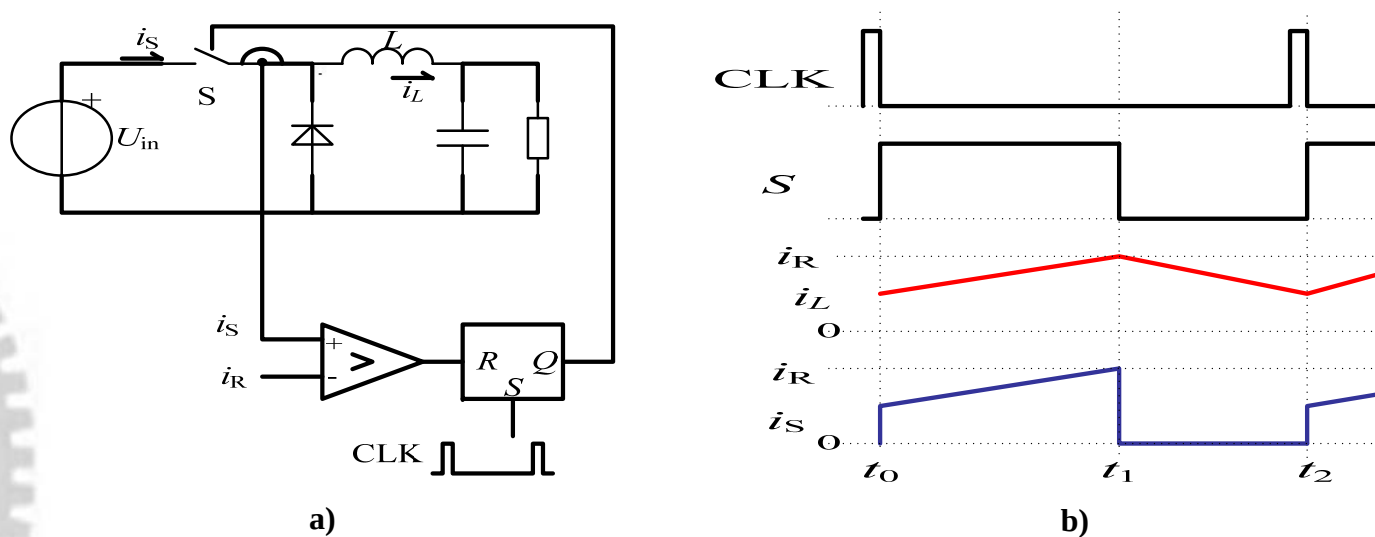


图10-28 峰值电流模式控制的原理

👉 峰值电流模式控制

✓ 峰值电流模式控制系统中电流控制环的结构如图10-28a所示，主要的波形如图10-28b所示。

✓ 基本的原理：开关的开通由**时钟CLK信号**控制，CLK信号每隔一定的时间就使**RS触发器**置位，使开关开通；开关开通后 i_L 上升，当 i_L 达到电流给定值 i_R 后，比较器输出信号翻转，并复位RS触发器，使开关关断。



10.4.2 开关电源的控制方式

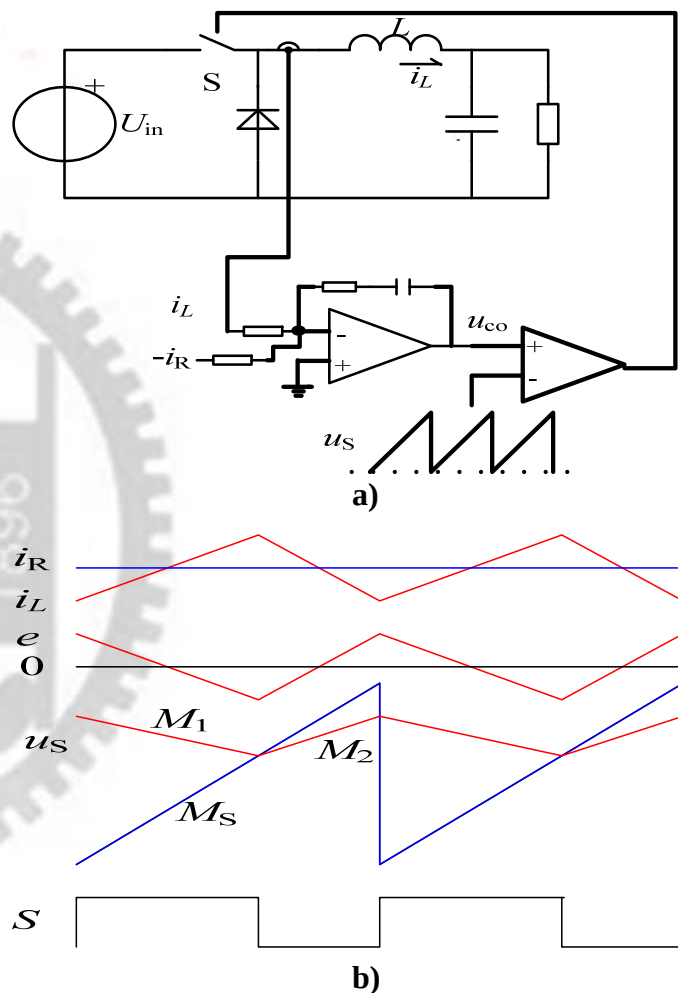


图10-29 平均电流模式控制的原理

✓ 峰值电流模式控制的不足：该方法控制电感电流的峰值，而不是电感电流的平均值，且二者之间的差值随着 M_1 和 M_2 的不同而改变，这对很多需要精确控制电感电流平均值的开关电源来说是不能允许的；峰值电流模式控制电路中将电感电流直接与电流给定信号相比较，但电感电流中通常含有一些开关过程产生的噪声信号，容易造成比较器的误动作，使电感电流发生不规则的波动。

✎ 平均电流模式控制

✓ 平均电流模式控制采用PI调节器作为电流调节器，并将调节器输出的控制量 u_c 与锯齿波信号 u_s 相比较，得到周期固定、占空比变化的PWM信号，用以控制开关的通与断。



10.4.3 开关电源的应用

- 开关电源广泛用于各种电子设备、仪器，以及家电等，如台式计算机和笔记本电脑的电源，电视机、**DVD**播放机的电源，以及家用空调器、电冰箱的电脑控制电路的电源等，这些电源功率通常仅有几十**W**~几百**W**；手机等移动电子设备的充电器也是开关电源，但功率仅有几**W**；通信交换机、巨型计算机等大型设备的电源也是开关电源，但功率较大，可达数**kW**~数百**kW**；工业上也大量应用开关电源，如数控机床、自动化流水线中，采用各种规格的开关电源为其控制电路供电。
- 开关电源还可以用于蓄电池充电、电火花加工，电镀、电解等电化学过程等，功率可达几十~几百**kW**；在X光机、微波发射机、雷达等设备中，大量使用的是高压、小电流输出的开关电源。



10.5 功率因数校正技术

10.5.1 功率因数校正电路的基本原理

10.5.2 单级功率因数校正技术





10.5 功率因数校正技术 · 引言

- 以开关电源为代表的各种电力电子装置带来一些负面的问题：输入电流不是正弦波，就涉及到谐波和功率因数的问题。
- 功率因数校正PFC (Power Factor Correction)技术即对电流脉冲的幅度进行抑制，使电流波形尽量接近正弦波的技术，分成无源功率因数校正和有源功率因数校正两种。
 - ◆ 无源功率因数校正技术通过在二极管整流电路中增加电感、电容等无源元件和二极管元件，对电路中的电流脉冲进行抑制，以降低电流谐波含量，提高功率因数。
 - ◆ 有源功率因数校正技术采用全控开关器件构成的开关电路对输入电流的波形进行控制，使之成为与电源电压同相的正弦波。



10.5.1 功率因数校正电路的基本原理

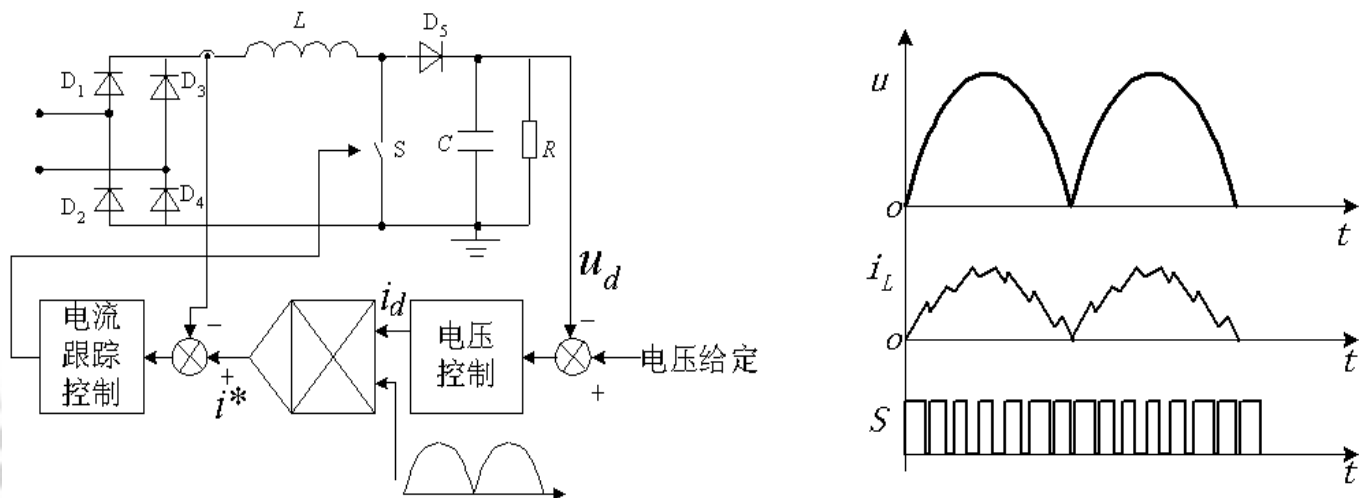


图10-30 典型的单相有源PFC电路及主要原理波形

■ 单相功率因数校正电路的基本原理

◆ 实际上是二极管整流电路加上升压型斩波电路构成的。

◆ 原理

👉 给定信号 U_d^* 和实际的直流电压 U_d 比较后送入 **PI调节器**，得到指令信号 i_d ， i_d 和整流后正弦电压相乘得到输入电流的指令信号 i^* ，该指令信号和实际电感电流信号比较后，通过 **滞环** 对开关器件进行控制，便可使输入直流电流跟踪指令值，这样交流侧电流波形将近似成为与交流电压同相的正弦波，跟踪误差在由滞环环宽所决定的范围内。





10.5.1 功率因数校正电路的基本原理

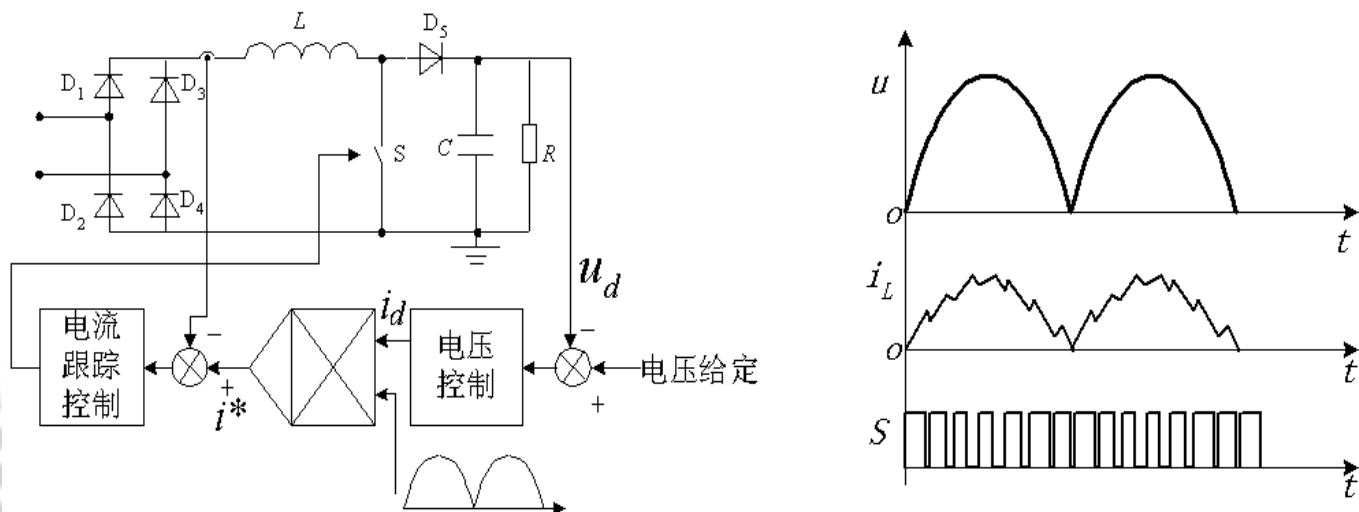


图10-30 典型的单相有源PFC电路及主要原理波形

在升压斩波电路中，只要输入电压不高于输出电压，电感 L 的电流就完全受开关 S 的通断控制； S 通时， i_L 增长， S 断时， i_L 下降，因此控制 S 的占空比按正弦绝对值规律变化，且与输入电压同相，就可以控制 i_L 波形为正弦绝对值，从而使输入电流的波形为正弦波，且与输入电压同相，输入功率因数为1。



10.5.1 功率因数校正电路的基本原理

■ 三相功率因数校正电路的基本原理

◆ 电路是工作在电流不连续模式的升压斩波电路， $L_A \sim L_C$ 的电流在每个开关周期内都是不连续的；电路中的二极管都采用**快速恢复二极管**，电路的输出电压高于输入线间电压峰值。

◆ 工作原理

👉 S 开通后，电感电流值均从零开始线性上升（正向或负向），S 关断后，三相电感电流通过 D_7 向负载侧流动，并迅速下降到零。

👉 在每一个开关周期中，**电感电流是三角形或接近三角形的电流脉冲**，其峰值与输入电压成正比；假设 S 关断后电流 i_A 下降很快， i_A 的平均值将主要取决于阴影部分的面积，这样 **i_A 平均值与输入电压成正比**，因此输入电流经滤波后将近似为正弦波。

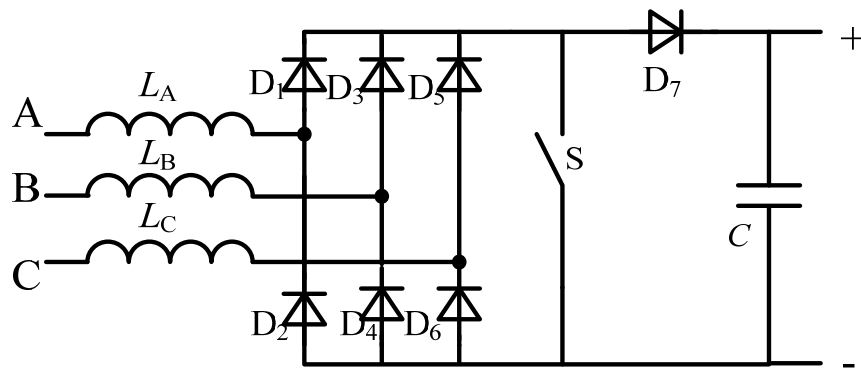


图10-31 三相单开关PFC电路

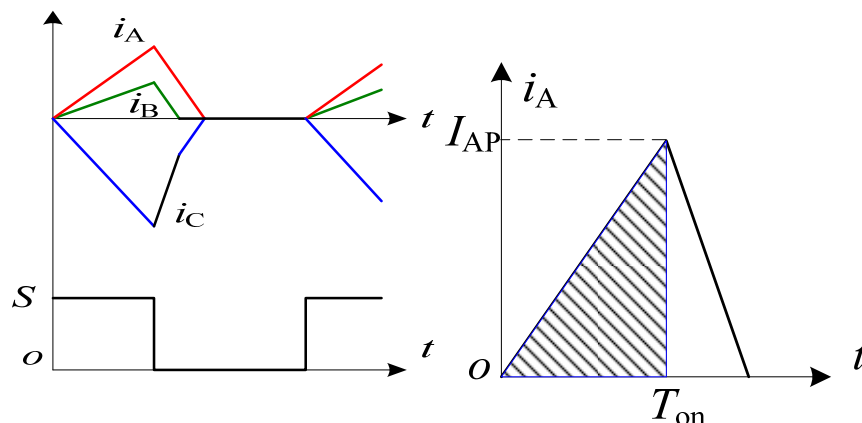


图10-32 三相单开关PFC电路的工作波形



10.5.1 功率因数校正电路的基本原理

✎ 在分析中略去了电流波形中非阴影部分，因此实际的电流波形同正弦波相比有些畸变，如果输出直流电压很高，则开关S关断后电流下降就很快，被略去的电流面积就很小，则电流波形同正弦波的近似程度高，其波形畸变小。

◆ 该电路工作于**电流断续模式**，电路中电流峰值高，开关器件的通态损耗和开关损耗都很大，因此适用于3~6kW的中小功率电源中。

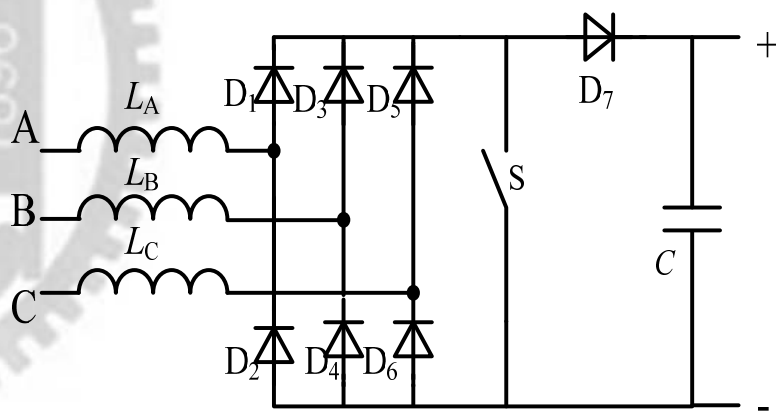


图10-31 三相单开关PFC电路

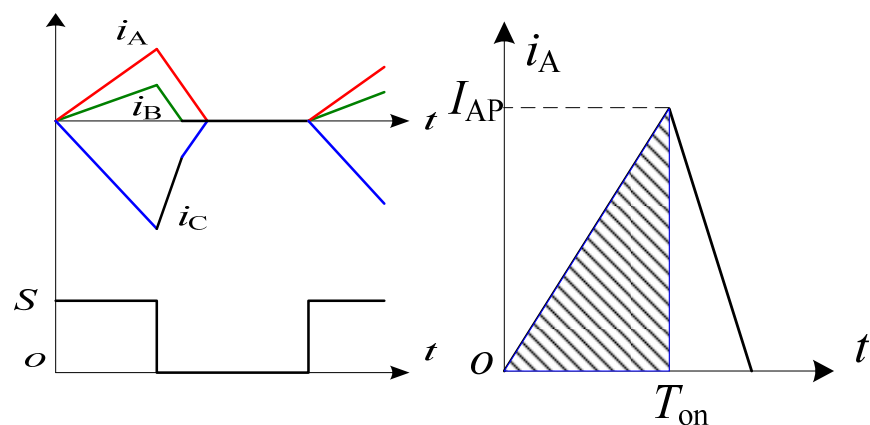


图10-32 三相单开关PFC电路的工作波形



10.5.1 功率因数校正电路的基本原理

- 开关电源中采用有源PFC电路带来以下好处
 - ◆ 输入功率因数提高，输入谐波电流减小，降低了电源对电网的干扰，满足了现行谐波限制标准。
 - ◆ 在输入相同有功功率的条件下，输入电流有效值明显减小，降低了对线路、开关、连接件等电流容量的要求。
 - ◆ 由于有升压斩波电路，电源允许的输入电压范围扩大，能适应世界各国不同的电网电压，极大的提高电源装置的可靠性和灵活性。
 - ◆ 由于升压斩波电路的稳压作用，整流电路输出电压波动显著减小，使后级DC-DC变换电路的工作点保持稳定，有利于提高控制精度和效率。
- 单相有源功率因数校正电路较为简单，仅有1个全控开关器件。该电路容易实现，可靠性也较高，因此应用非常广泛；三相有源功率因数校正电路结构和控制较复杂，成本也很高，三相功率因数校正技术的仍是研究的热点。



10.5.2 单级功率因数校正技术

- 单级PFC变换器拓扑是将功率因数校正电路中的开关元件与后级DC-DC变换器中的开关元件合并和复用，将两部分电路合而为一。
- 单级变换器的优点
 - ◆ 开关器件数减少，主电路体积及成本可以降低。
 - ◆ 控制电路通常只有一个输出电压控制闭环，简化了控制电路。
 - ◆ 有些单级变换器拓扑中部分输入能量可以直接传递到输出侧，不经过两级变换，所以效率可能高于两级变换器。





10.5.2 单级功率因数校正技术

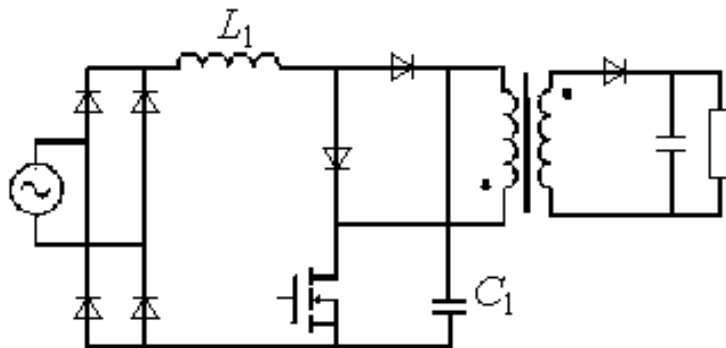


图10-33 典型的boost型单级PFC AC/DC变换器

■ 单级PFC变换器

◆ 适合于**小功率电源**，以**单相变换器**为主，主要性能指标包括：效率、元件数量、输入电流畸变率等，这些指标在很大程度上取决于**电路的拓扑形式**。

◆ 工作原理

👉 开关在一个开关周期中按照一定的占空比导通，开关导通时，输入电源通过开关给升压电路中的 L_1 储能，同时 C_1 通过开关给**反激变压器**储能。

👉 开关关断时，输入电源与 L_1 一起给 C_1 充电，反激变压器同时向副边电路释放能量。

👉 开关的占空比由输出电压调节器决定，在输入电压及负载一定的情况下， C_1 两端电压在工作过程中基本保持不变，开关的占空比也基本保持不变；输入功率中的**100Hz**波动由 C_1 进行平滑滤波。



10.5.2 单级功率因数校正技术

■ 单级PFC电路的特点

◆ 单级PFC电路减少了主电路的开关器件数量，使主电路体积及成本降低。同时控制电路通常只有一个输出电压控制闭环，简化了控制电路

◆ 单级PFC变换器减少了元件的数量，但是，单级PFC变换器元件的额定值都比较高，所以单级PFC变换器仅在小功率时整个装置的成本和体积才具有优势，对于大功率场合，两级PFC变换器比较适合。

◆ 单级PFC变换器的输入电流畸变率明显高于两级变换器，特别是仅采用输出电压控制闭环的Boost型变换器。



10.6 电力电子技术在电力系统中的应用

10.6.1 高压直流输电

10.6.2 无功功率控制

10.6.3 电力系统谐波抑制

10.6.4 电能质量控制、柔性交流输电与定制
电力技术





10.6.1 高压直流输电

■ 高压直流输电 (High Voltage DC Transmission——HVDC)

是电力电子技术在电力系统中最早开始的应用领域，20世纪50年代以来，当电力电子技术的发展带来了可靠的高压大功率交直流转换技术之后，高压直流输电越来越受到人们的关注。

■ 原理和典型结构

◆ 原理

☞ 发电厂输出交流电，由变压器（换流变压器）将电压升高后送到晶闸管整流器，由晶闸管整流器将高压交流变为高压直流。

☞ 经直流输电线路输送到电能的接受端。

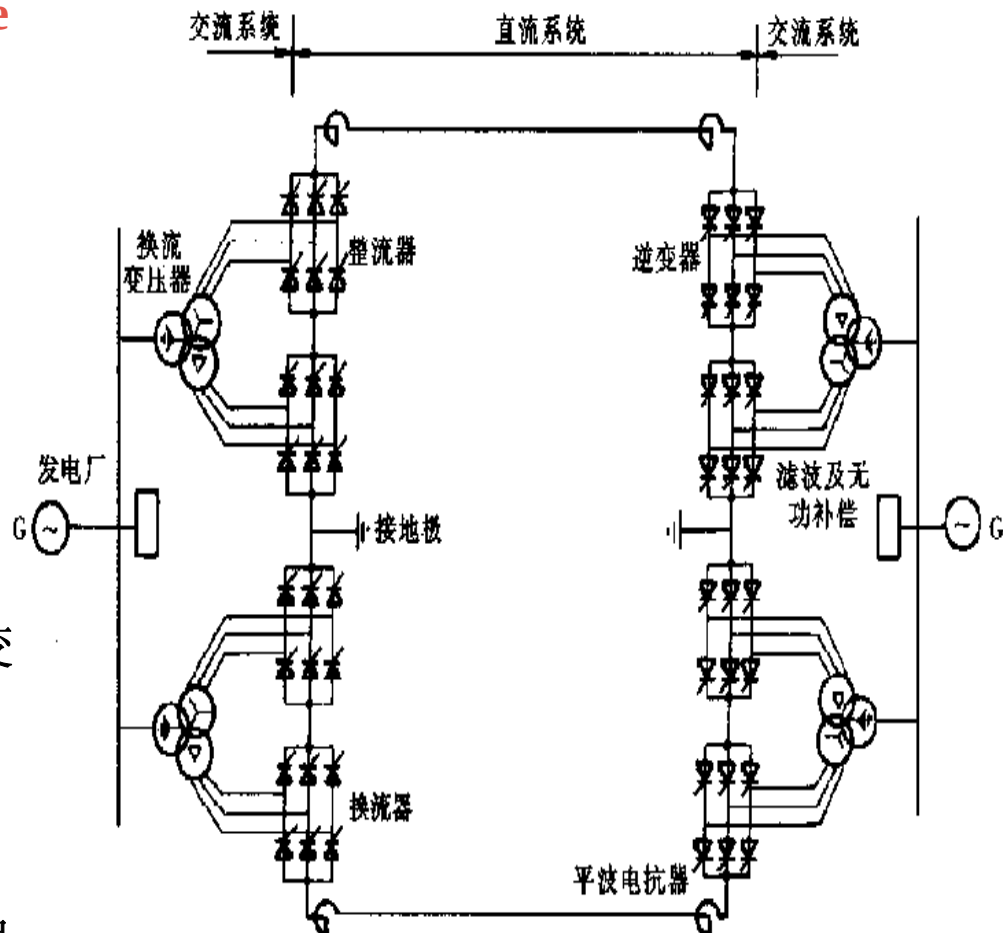


图10-34 高压直流输电系统的基本原理和典型结构



10.6.1 高压直流输电

在受端电能又经过**晶闸管逆变器**由直流变回交流，再经变压器降压后配送到各个用户。

◆ 典型结构

图10-34是典型的采用**十二脉波换流器**的双极高压直流输电线路。

双极是指其输电线路两端的每端都由两个额定电压相等的换流器串联联结而成，具有两根传输导线，分别为正极和负极，每端两个换流器的串联连接点接地。

两极独立运行，当一极停止运行时，另一极以大地作回路还可以带一半的负荷，这样就提高了运行的可靠性，也有利于分期建设和运行维护；单极高压直流输电系统只用一根传输导线（一般为负极），以大地或海水作为回路。

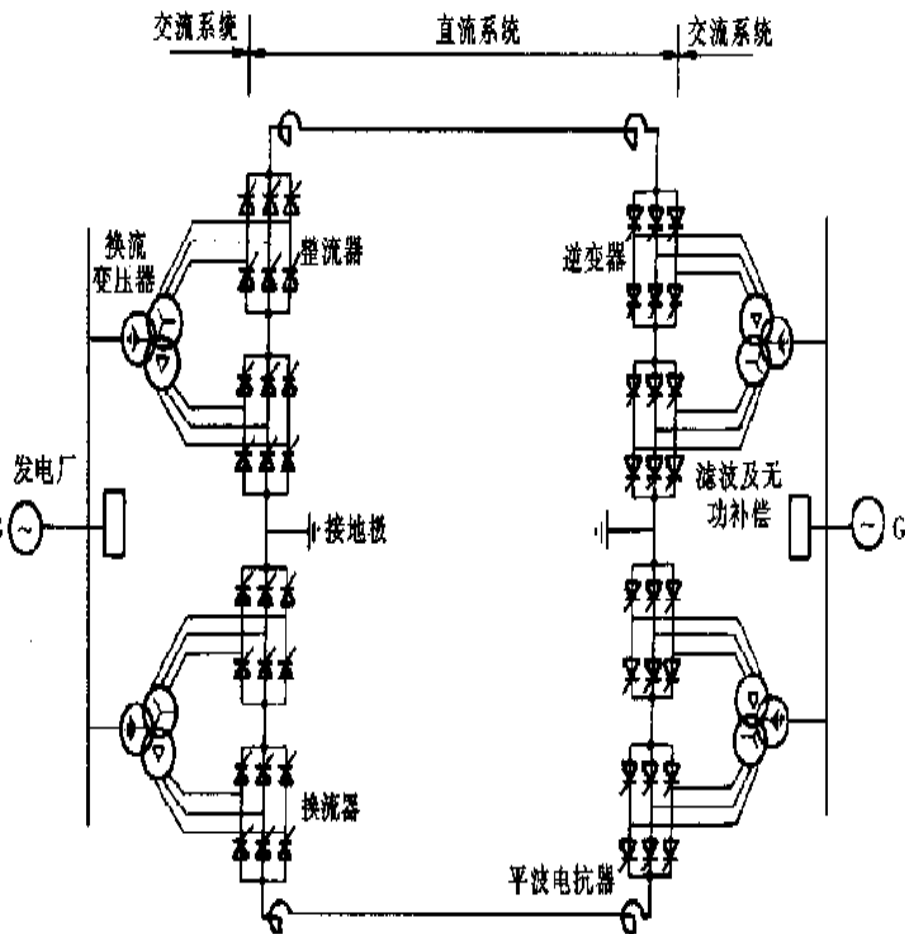


图10-34 高压直流输电系统的基本原理和典型结构



10.6.1 高压直流输电

■ 高压直流输电的优势

◆ 更有利于进行远距离和大容量的电能传输或者海底或地下电缆传输。

☞ 不受输电线路的感性和容性参数的限制。

☞ 直流输电线导体没有积肤效应问题，相同输电容量下直流输电线路的占地面积也小。

☞ 短距离送电可采用基于全控型电力电子器件的电压型变流器，性能更优。

◆ 更有利于电网联络。

☞ 更容易解决同步、稳定性等等复杂问题。

◆ 更有利于系统控制。

☞ 通过对换流器的有效控制可以实现对传输的有功功率的快速而准确的控制，还能阻尼功率振荡、改善系统的稳定性、限制短路电流。



10.6.2 无功功率控制

■ 在电力系统中，对无功功率的控制是非常重要的，通过对无功功率的控制，可以提高功率因数，稳定电网电压，改善供电质量。

■ 晶闸管投切电容器

◆ 交流电力电容器的投入与切断是控制无功功率的一种重要手段，晶闸管投切电容器TSC是一种性能优良的无功补偿方式。

◆ 图10-35是TSC的基本原理图，可以看出TSC的基本原理实际上就是用交流电力电子开关来投入或者切除电容器，两个反并联的晶闸管起着把电容C并入电网或从电网断开的作用，串联的电感很小，只是用来抑制电容器投入电网时可能出现的冲击电流；在实际工程中，为避免容量较大的电容器组同时投入或切断会对电网造成较大的冲击，一般把电容器分成几组，根据电网对无功的需求而改变投入电容器的容量，TSC实际上就成为断续可调的动态无功功率补偿器。

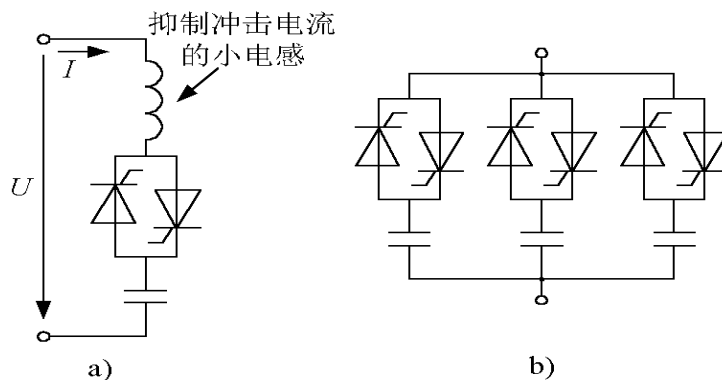


图10-35 TSC基本原理图

a) 基本单元单相简图 b) 分组投切单相简图





10.6.2 无功功率控制

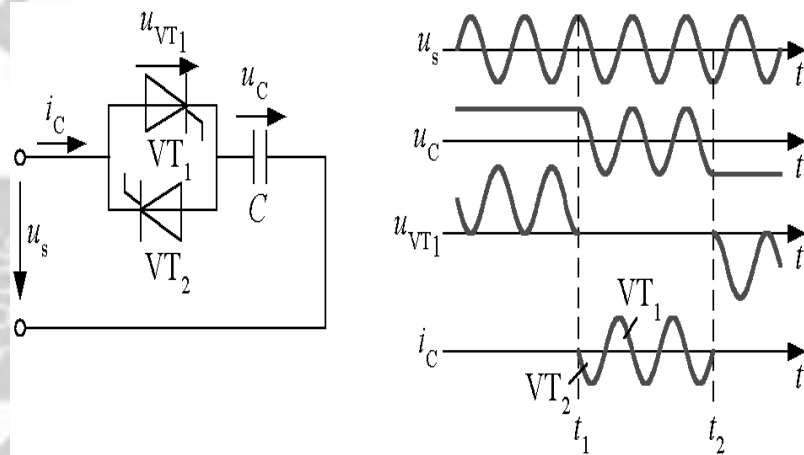


图10-36 TSC理想投切时刻原理说明

◆ TSC运行时晶闸管投入时刻的原则

✎ 该时刻交流电源电压应和电容器预先充电的电压相等，这样电容器电压不会产生跃变，也就不会产生冲击电流。

✎ 一般来说，理想情况下，希望电容器预先充电电压为电源电压峰值，这时电源电压的变化率为零，因此在投入时刻 i_C 为零，之后才按正弦规律上升；这样，电容投入过程不但没有冲击电流，电流也没有阶跃变化。

✎ 如图10-36，导通开始时 u_C 已由上次导通时段最后导通的晶闸管 VT_1 充电至电源电压 u_s 的正峰值， t_1 时刻导通 VT_2 ，以后每半个周波轮流触发 VT_1 和 VT_2 ；切除这条电容支路时，如在 t_2 时刻 i_C 已降为零， VT_2 关断， u_C 保持在 VT_2 导通结束时的电源电压负峰值，为下一次投入电容器做了准备。



10.6.2 无功功率控制

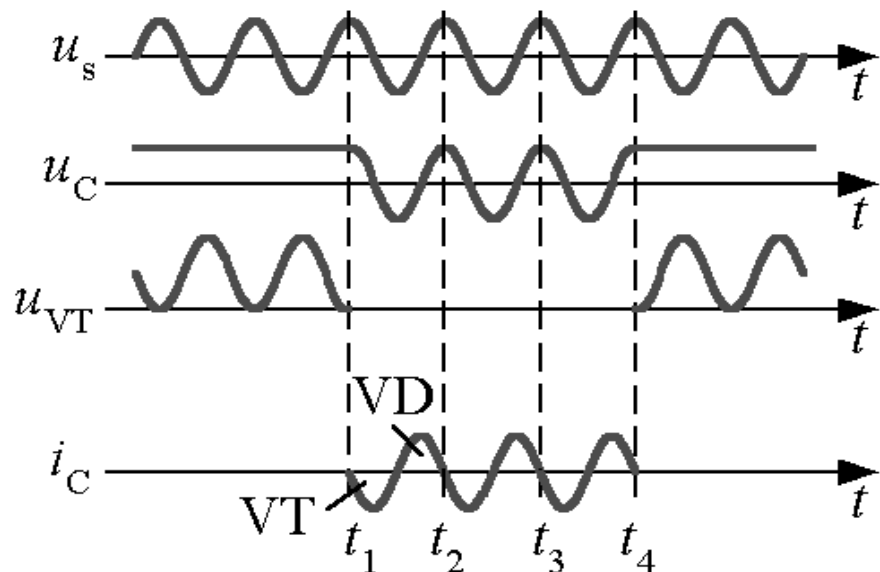
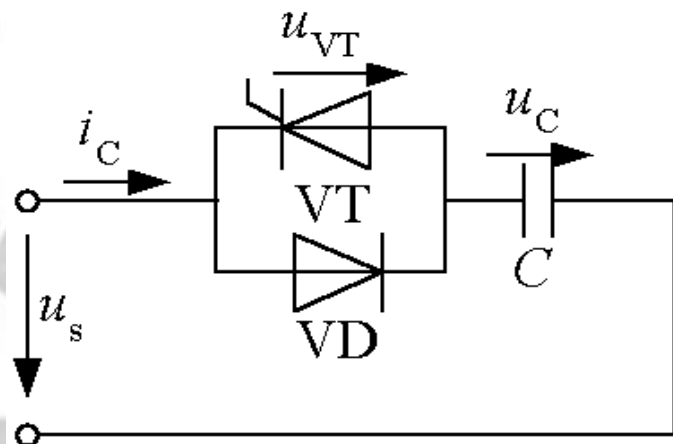


图10-37 晶闸管和二极管反并联方式的TSC

◆ 晶闸管和二极管反并联方式的TSC

👉 由于二极管的作用在电路不导通时 u_C 总会维持在电源电压峰值。

👉 这种电路成本稍低，但因为二极管不可控，**响应速度要慢一些**，投切电容器的最大时间滞后为一个周波。

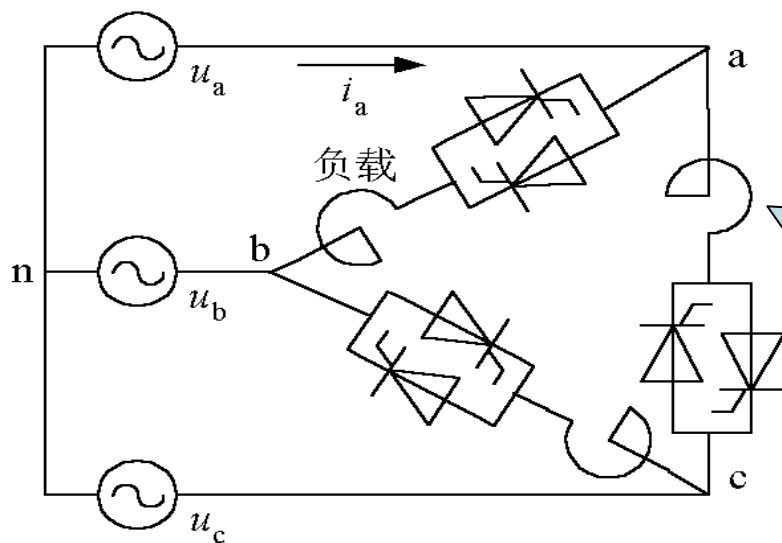


10.6.2 无功功率控制

■ 晶闸管控制电抗器 (TCR)

◆ 晶闸管交流调压电路带电感性负载的一个典型应用，图10-38所示为TCR的典型电路，可以看出是**支路控制三角联结方式的晶闸管三相交流调压电路**。

◆ 通过对 α 角的控制，可以连续调节流过电抗器的电流，从而调节电路从电网中吸收的无功功率，如配以固定电容器，则可以在从容性到感性的范围内连续调节无功功率。



电抗器中所含电阻很小，可以近似看成纯电感负载，因此 α 的移相范围为 $90^\circ \sim 180^\circ$ 。

图10-38 晶闸管控制电抗器(TCR)电路



10.6.2 无功功率控制

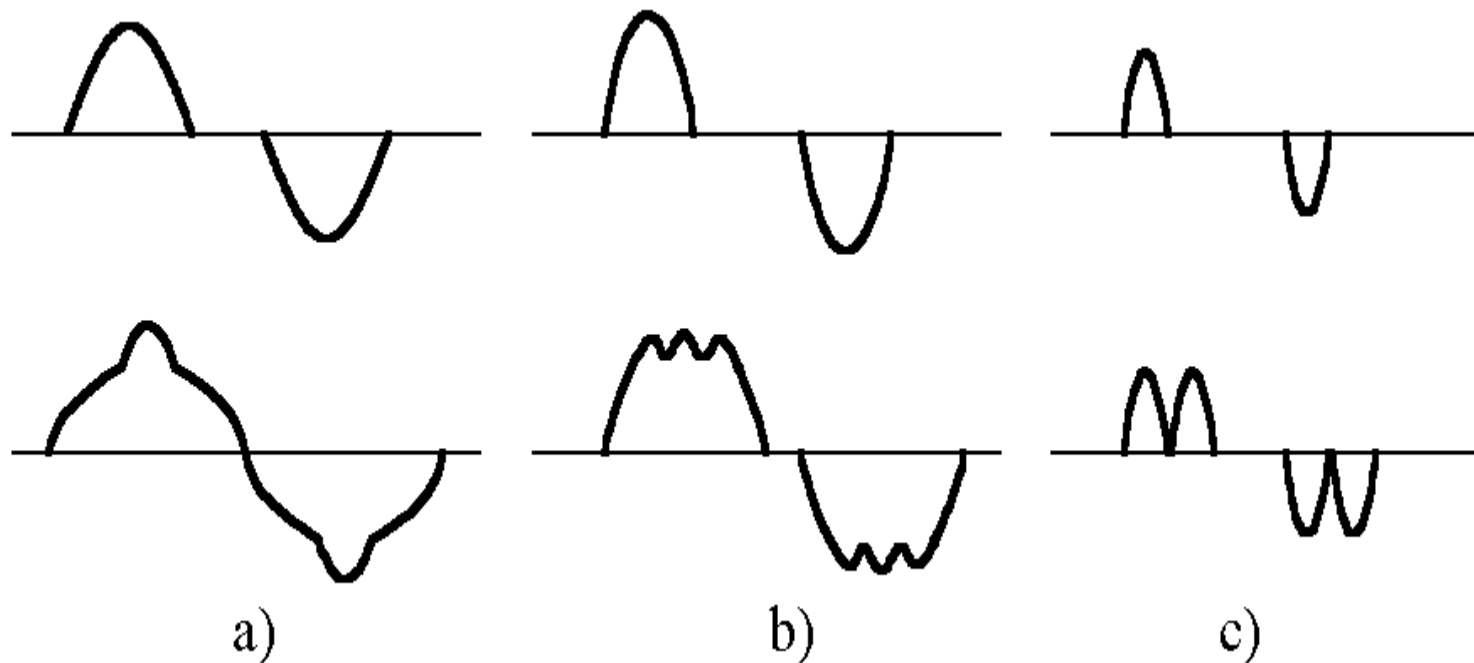


图10-39 TCR电路负载相电流和输入线电流波形

a) $\alpha=120^\circ$ b) $\alpha=135^\circ$ c) $\alpha=160^\circ$

◆ 图10-39给出了 α 分别为 120° 、 135° 和 160° 时TCR电路的负载相电流和输入线电流的波形。



10.6.2 无功功率控制

■ 静止无功发生器

◆ **静止无功发生器SVG**在本书中专指由自换相的电力电子桥式变流器来进行动态无功补偿的装置。

◆ SVG分为采用电压型桥式电路和电流型桥式电路两种类型。

👉 采用电压型桥式电路的SVG如图10-40a，直流侧采用的是**电容**，还需再串联上连接**电抗器**才能并入电网。

👉 采用电流型桥式电路的SVG如图10-40b，直流侧采用的是**电感**，还需在交流侧并联上吸收换相产生的过电压的**电容器**才能并入电网。

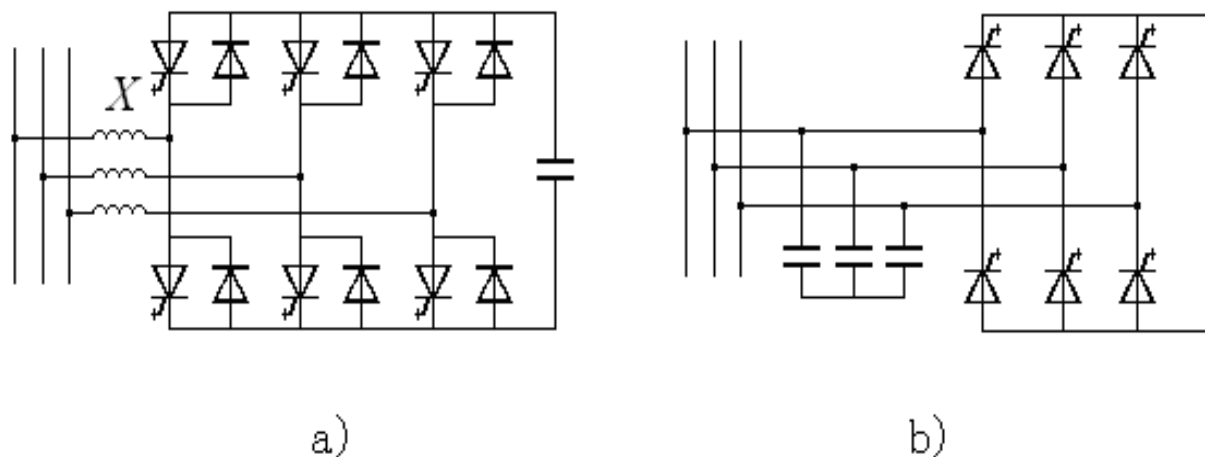


图10-40 SVG的电路基本结构图

a) 采用电压型桥式电路 b) 采用电流型桥式电路



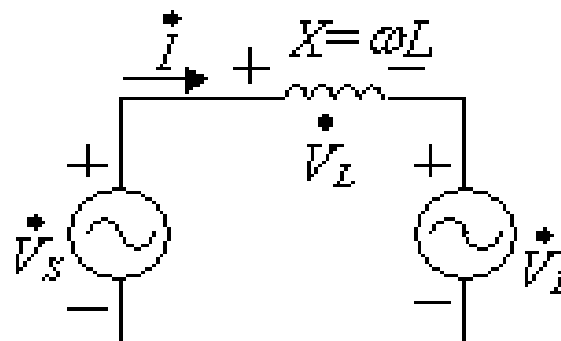
10.6.2 无功功率控制

◆ **SVG**（采用电压型桥式电路）的工作原理

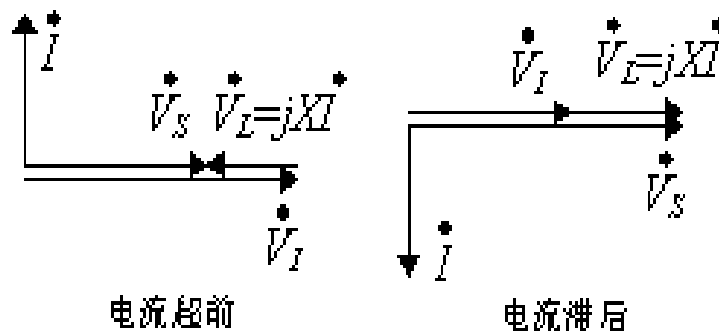
👉 由于运行效率的原因迄今投入实用的**SVG**大都采用电压型桥式电路。

👉 **SVG**可以等效地被视为幅值和相位均可以控制的一个与电网同频率的交流电压源，通过交流电抗器连接到电网上。

👉 设电网电压和**SVG**输出的交流电压分别用相量 $\dot{V}_S$ 和 $\dot{V}_I$ 表示，改变的幅值及其相对于 $\dot{V}_S$ 的相位，就可以改变连接电抗上的电压，从而控制**SVG**从电网吸收电流的相位和幅值，也就控制了**SVG**吸收无功功率的性质和大小。



a)



b)

图10-41 SVG等效电路及工作原理

a) 单相等效电路

b) 工作相量图



10.6.2 无功功率控制

◆ 与传统SVC相比较

- 👉 传统的以TCR为代表的SVC，由于其所能提供的最大电流分别是受其**并联电抗器**和**并联电容器**的阻抗特性限制的，因而随着电压的降低而减小，因此SVG的运行范围比传统SVC大。
- 👉 SVG的调节速度更快，而且在采取**多重化或PWM技术**等措施后可大大减少补偿电流中谐波的含量。
- 👉 SVG使用的电抗器和电容元件远比SVC中使用的电抗器和电容要小，这将大大缩小装置的体积和成本。
- 👉 SVG还可以在必要时短时间内向电网提供一定量的**有功功率**。
- 👉 SVG的控制方法和控制系统要比传统SVC复杂，另外SVG要使用数量较多的较大容量自关断器件，其价格目前仍比SVC使用的普通晶闸管高得多。



10.6.2 无功功率控制

◆ SVG发展的共同特点

👉 SVG的主电路由早期的以多重化的方波变流器为主要形式，已发展为以**PWM**变流器为主要形式。

👉 SVG的变流器中所采用的电力半导体器件已由早期的以**GTO**为主，已逐步发展为采用**IGBT**和**IGCT**，采用**IGBT**的趋势更为明显。

👉 SVG的补偿目标已由早期的以对输电系统的补偿为主，扩展到了对配电系统补偿，甚至负荷补偿等各个层次。



10.6.3 电力系统谐波抑制

- 抑制谐波有两条基本思路，一是**装设补偿装置**，设法补偿其产生的谐波；另一条就是**对电力电子装置本身进行改进**，使其不产生谐波，同时还不消耗无功功率，或者根据需要能对其功率因数进行控制，即采用高功率因数变流器。
- LC调谐滤波器
 - ◆ 是传统的补偿谐波的主要手段。
 - ◆ 其结构简单，既可补偿谐波，又可补偿无功，一直被广泛应用于对电力系统中谐波和无功功率的补偿。
- 有源电力滤波器（**Active Power Filter——APF**）
 - ◆ 有源电力滤波器的思想最早提出于上世纪60年代末，1976年确立了有源电力滤波器的完整概念和主电路拓扑结构，上世纪80年代以来，由于新型电力半导体器件的出现，PWM逆变技术的发展，以及基于瞬时无功功率理论的谐波电流瞬时检测方法的提出，有源电力滤波器才得以迅速发展。





10.6.3 电力系统谐波抑制

◆有源电力滤波器的基本原理

如图10-42所示，有源电力滤波器检测出负载电流 i_L 中的谐波电流 i_{Lh} ，根据检测结果产生与 i_{Lh} 大小相等而方向相反的补偿电流 i_c ，从而使流入电网的电流 i_s 只含有基波分量 i_{Lf} 。

◆与LC无源滤波器相比，有源滤波能对变化的谐波进行迅速的动态跟踪补偿，而且补偿特性不受电网频率和阻抗的影响。

◆有源电力滤波器的变流电路可分为电压型和电流型，目前实用的装置大都是电压型；从与补偿对象的连接方式来看，有源电力滤波器又可分为并联型和串联型。

串联型APF通过变压器连在电源和负载间，相当于一个受控电压源，既可补偿电流，也可消除电压畸变。

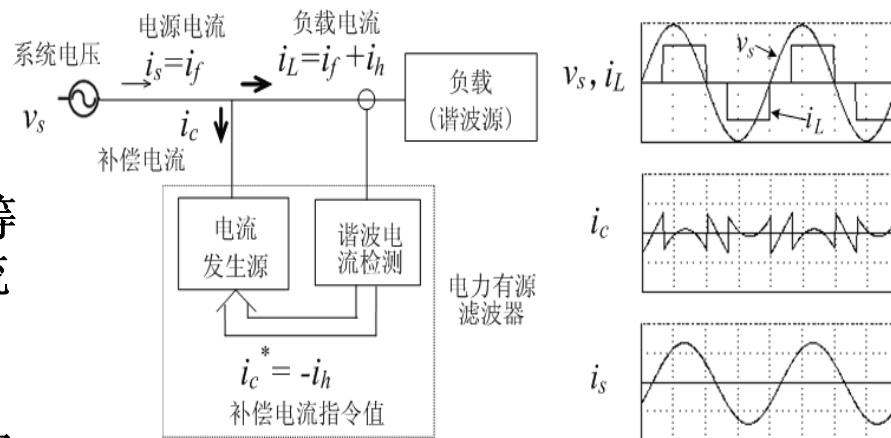


图10-42 有源电力滤波器的基本原理和典型电流波形

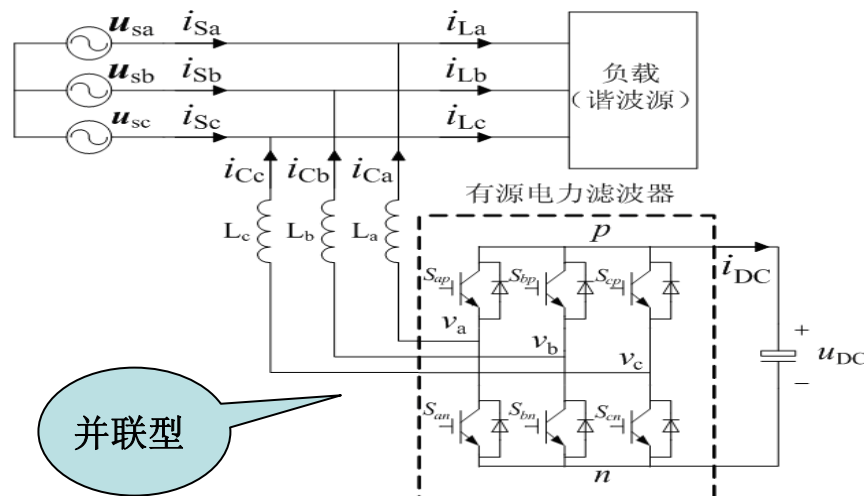


图10-43 有源电力滤波器的变流电路



10.6.4 电能质量控制、柔性交流输电与定制电力技术

- 应用电力电子技术不仅可以有效地控制无功功率从而保障系统电压的幅度，可以补偿谐波从而保障供电电压的波形，而且可以解决不对称、电压幅度暂低（**voltage sag**）和电压闪变（**flicker**）等各种稳态和暂态的电能质量问题，这被称为采用电力电子装置的**电能质量控制技术**。
 - ◆ 电力电子装置包括SVC和SVG，APF，用来补偿电压暂低的动态电压恢复器（**Dynamic Voltage Restorer——DVR**），以及用来综合补偿多种电能质量问题的串联型电能质量控制器、并联型电能质量控制器和通用电能质量控制器（**Universal Power Quality Controller——UPQC**）等。
- 将电力电子技术应用于输电系统中，可以显著增强对系统的控制能力、大幅提高系统的输电能力，这就是所谓的**柔性交流输电系统（Flexible AC Transmission System——FACTS）**。
 - ◆ 采用的典型电力电子装置有SVC、SVG、晶闸管投切串联电容器（**Thyristor Switched Series Capacitor——TSSC**）、晶闸管控制串联电容器（**Thyristor Controlled Series Capacitor——TCSC**）和静止同步串联补偿器（**Static Synchronous Series Compensator——SSSC**）等可控串联补偿器，以及统一潮流控制器（**Unified Power Flow Controller——UPFC**）等。



10.6.4 电能质量控制、柔性交流输电与定制电力技术

■ 将电力电子技术应用于配电系统中，可以有效提高配电系统的电能质量和供电可靠性，从而保障按照用户所需供电，这就是所谓的“定制电力”或者“用户电力”（Custom Power）。

◆ 采用的典型电力电子装置有SVC、SVG、APF和动态电压恢复器DVR等电能质量控制装置以外，还包括由反并联的晶闸管构成的固态切换开关（Solid State Transfer Switch——SSTS）等。

■ 最近兴起的新能源发电所产生的电能大都需要经过各种电力电子装置的变换和控制才能够给用户使用或者联网，电力电子技术的应用全面覆盖了电力系统的发电、输电和配电三大环节。



10.7 电力电子技术的其他应用

10.7.1 电子镇流器

10.7.2 焊机电源





10.7.1 电子镇流器

■在各种气体放电灯中采用电子镇流器已成为广泛采用的节能措施，传统的镇流器是电感式的，电感镇流器的构造本身就会产生涡流，发生功耗，加之使用的矽钢片的材料质量、制作工艺都会加剧这一功耗使镇流器发热。

■电子镇流器的原理

◆电子镇流器的核心是**高频变换电路**。

◆工频市电电压在整流之前，首先经过**射频干扰(RFI)滤波器**滤波，RFI滤波器一般由电感和电容元件组成，用来阻止镇流器产生的高次谐波反馈到输入交流电网，以抑止对电网的污染和对电子设备的干扰，同时也可以防止来自电网的干扰侵入到电子镇流器。

◆在其整流器与大量的滤波电解电容器之间，设置一级**功率因数校正(PFC)升压型变换电路**，其作用就是获得低电流谐波畸变，实现高功率因数。

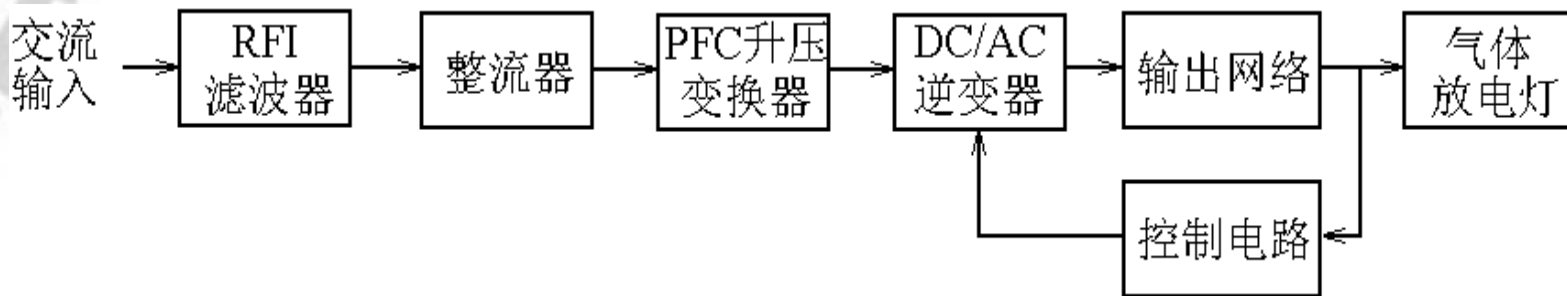


图10-44 电子镇流器结构框图



10.7.1 电子镇流器

◆ **DC/AC逆变器**的功能是将直流电压变换成高频电压，逆变电路全控型开关器件，开关频率一般为 $20\sim 70\text{kHz}$ ，主要有半桥式逆变电路和推挽式逆变电路两种形式。

◆ 高频电子镇流器的输出级电路通常采用**LC串联谐振网络**，灯的启动通过LC电路发生串联谐振，利用启动电容两端产生的高压脉冲将灯引燃，在灯启动之后，电感元件对灯起限流作用，由于电子镇流器开关频率较高，故电感器只需要很小体积即可胜任。

◆ 为使电子镇流器安全可靠地工作，还要设计辅助电路，比如从镇流器输出到DC/AC逆变电路引入**反馈网络**，通过控制电路以保证与高频产生器频率同步化；或者采用**异常状态保护电路**，将电子镇流器地输出信号采样，一旦出现灯开路或灯不能启动等异常状态，则通过控制电路使振荡器停振，关断高频变换器输出，从而实现保护功能。

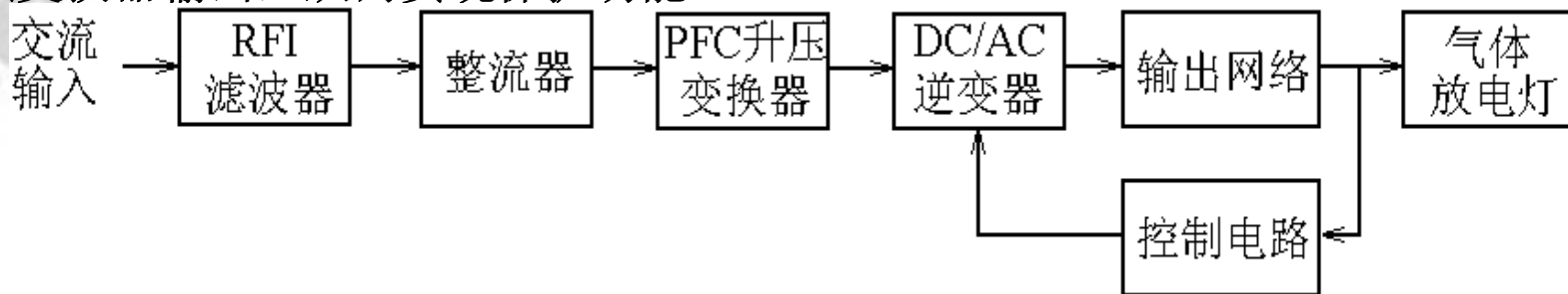


图10-44 电子镇流器结构框图



10.7.1 电子镇流器

■ 电子镇流器的主要优点

- ◆ 能耗低、效率高 电感的功耗较大。
- ◆ 发光效率高，荧光灯的发光效率(简称光效)和供电的频率有关，即随工作频率的增加而增加。
- ◆ 具有高功率因数，因为在电子镇流器中，具有采用功率因数校正电路。
- ◆ 在电网电压波动的情况下，保持灯功率和光输出的恒定。



10.7.2 焊机电源

■ 电焊机是用电能产生热量加热金属而实现焊接的电气设备，按照焊接加热原理的不同分为**电弧焊机**和**电阻焊机**两大类型。

◆ 电弧焊机是通过产生电弧使金属融化而实现焊接；电阻焊机是通过使焊接金属通过大电流，利用工件表面接触电阻产生发热而融化实现焊接。

◆ 目前基于电力电子变换器采用间接直流变换结构的各种直流焊接电源由于其优良的特性而得到了广泛的应用，这种焊接电源中由于存在高频逆变环节，又常被称为**逆变焊机电源**。

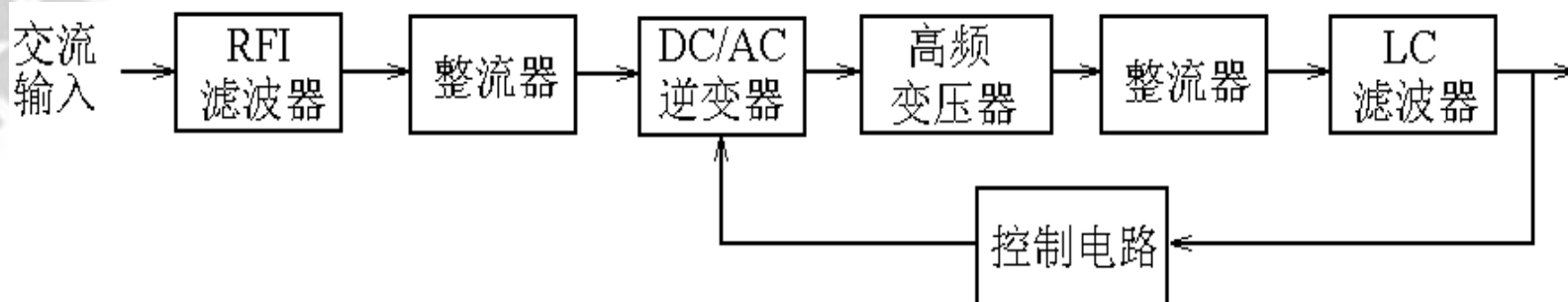


图10-45 弧焊电源的基本结构图



10.7.2 焊机电源

■ 弧焊电源的结构和基本工作原理

◆ 工频市电电压首先经过**射频干扰(RFI)滤波器**滤波后被整流为直流，再经**DC/AC逆变器**变换为高频交流电，经**变压器**降压隔离后再经过整流和滤波得到平滑的直流电。

◆ 逆变电路使用的开关器件通常为全控型电力半导体器件，开关频率一般为几k~几十kHz，电路结构为半桥、全桥等形式，弧焊电源的输出电压一般只有几十伏，因此输出整流电路通常采用全波电路以降低电路的损耗。

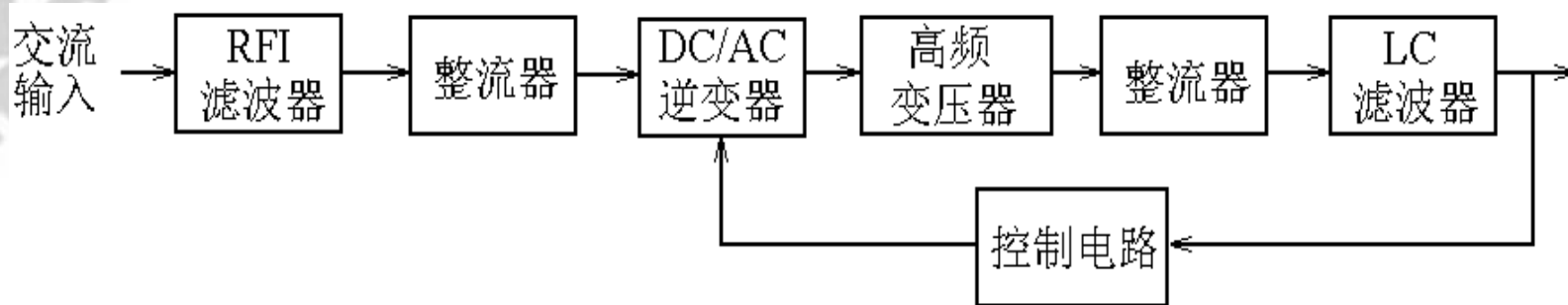


图10-45 弧焊电源的基本结构图



10.7.2 焊机电源

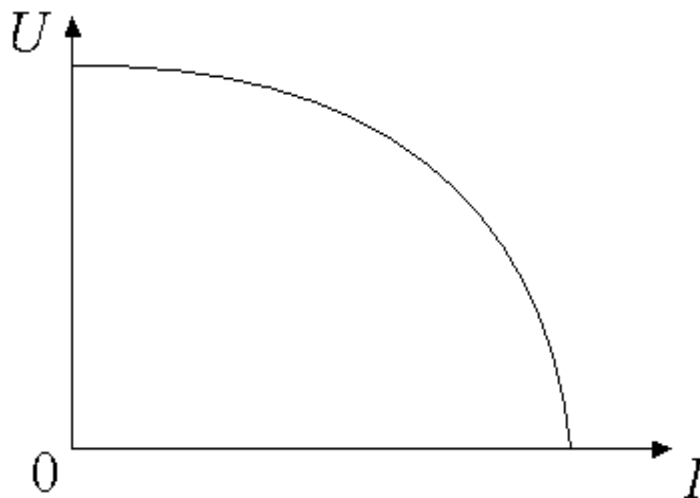


图10-46 一种弧焊电源的外特性曲线

◆ 弧焊电源的输出电压电流特性依据不同的焊接工艺有不同的要求，图10-46为一种弧焊电源的外特性曲线；弧焊电源的控制电路将检测电源的输出电压及电流，调整逆变电路开关器件的工作状态实现所需的控制特性。

■ 与传统的基于电磁元件的电源相比，由于采用了**高频的中间交流环节**，大大降低了电源的体积、重量，同时提高了电源效率、输入功率因数，输出控制性能也得到改善。



本章小结

- 电力电子技术的应用十分广泛，现在已经渗透到了工业乃至民生的每一个角落，在电力电子发展的早期，的确需要不断寻找新的用途，时至今日，如果要找出一个使用电能的领域完全不用电力电子技术恐怕已经很困难了；本章讲述了电力电子技术在电力传动、各种交直流电源、电力系统、焊接和照明等各方面的应用；因为电力电子技术的应用范围如此之广，本章的内容就难免挂一漏万，只能涉及到电力电子技术应用的一部分内容，但也是用的最多的部分。

