目　录

一、概述.....3
1、逆变器的定义.....3
2、逆变技术的发展趋势.....4
3、逆变器的主要技术指标.....5
二、单相电压源逆变器.....5
1、推挽式逆变电路.....6
2、半桥式逆变电路.....7
3、单相全桥逆变电路.....8
3．1 移相调压法.....9
3．2 脉宽调节法.....10
4、单相方波逆变器的输出波形分析.....11
5、单相全桥正弦波逆变技术.....13
5．1 单极性正弦波脉宽调制方式.....13
5．2 双极性正弦波脉宽调制方式.....16
6、实用电路.....25
三、三相逆变器.....26
1、三相电压型逆变器.....26
1.1 三相电压型方波逆变器.....27
1.2 三相电压型 SPWM 逆变器基本原理.....30
1.3 SPWM 波形生成技术.....31
1.4 双极性调制及逆变器输出电压.....32
1.5 自然采样法.....36
1.6 规则采样法.....38
1.7 消除有限次谐波的 PWM 调制方法.....39
1.8 过调制问题.....41
2、三相电流型逆变器.....42
四、带高频环节逆变技术.....45
1、概述 45
2、高频 DC-DC 变换器.....45
2.1.不隔离型直流斩波器.....45
2.1.1 降压斩波电路.....46
2.2.2 升压斩波电路.....54
2.2 隔离型 DC-DC 变换器.....63
2.2.1 基本电路的动作说明.....64
2.3 后级 DC-AC 逆变器.....71
2.3.1 概述.....71
2.3.2 逆变器的设计规格.....72
2.3.3 基于 DSP 逆变器的优势.....72
2.3.4 DC– DC 推挽变换部分.....73
五、逆变器的组合、并联、多重叠加和多电平技术.....74
1、概述 74

1.1 逆变器的组合 74
1.2 逆变器的并联 83
1.2.1 概述 83
1.2.2 并联技术的现状 84
1.2.3 并联逆变的关键技术——均流和同步 94
1.3 逆变器的多重叠加 96
1.3.1 单相串联多重叠加技术 96
1.3.2 三相逆变器的多重叠加技术 107
1.4 逆变器的多电平变换技术 114
1.5 二极管箝位型三电平变换 114
1.6 二极管箝位型五电平变换 119
六、并网型逆变技术 123
1、光伏并网逆变技术 123
1.1 引言 123
1.2 小型光伏电路 124
1.3 正弦波电压的实现 124
1.4 大型光伏并网发电技术 127
2、风机并网发电技术 128
2.1 概述 128
2.2 变速风力发电机组中的逆变器 131
附:参考文献

逆 变 器

一、概述

逆变器也称逆变电源，是将直流电能转变成交流电能的变流装置，是太阳能、风力发电中一个重要部件。随着微电子技术与电力电子技术的迅速发展，逆变技术也从通过直流电动机——交流发电机的旋转方式逆变技术，发展到二十世纪六、七十年代的晶闸管逆变技术，而二十一世纪的逆变技术多数采用了 MOSFET、IGBT、GTO、IGCT、MCT 等多种先进且易于控制的功率器件，控制电路也从模拟集成电路发展到单片机控制甚至采用数字信号处理器（DSP）控制。各种现代控制理论如自适应控制、自学习控制、模糊逻辑控制、神经网络控制等先进控制理论和算法也大量应用于逆变领域。其应用领域也达到了前所未有的广阔，从毫瓦级的液晶背光板逆变电路到百兆瓦级的高压直流输电换流站；从日常生活的变频空调、变频冰箱到航空领域的机载设备；从使用常规化石能源的火力发电设备到使用可再生能源发电的太阳能风力发电设备，都少不了逆变电源。毋须怀疑，随着计算机技术和各种新型功率器件的发展，逆变装置也将向着体积更小、效率更高、性能指标更优越的方向发展。

1、逆变器的定义

逆变器是通过半导体功率开关的开通和关断作用，把直流电能转变成交流电能的一种变换装置，是整流变换的逆过程。

逆变器及逆变技术按输出波型，主电路拓朴结构、输出相数等方式来分类，有多种逆变器，具体如下：

- 方波逆变器
- 正弦波逆变器
- 阶梯波逆变器

（按输出电压波形分类）

- 单项逆变器
- 三相逆变器
- 多项逆变器

（按输出交流电相数分类）

电压源型逆变器
电流源型逆变器　　（按输入直流电源性质分类）

推挽逆变器
半桥逆变器　　（按主电路拓朴结构分类）
全桥逆变器

单向逆变器
双向逆变器　　（按功率流动方向分类）

有源逆变器
无源逆变器　　（按负载是否有源分类）

低频逆变器
工频逆变器
中频逆变器　　（按输出交流电的频率分类）
高频逆变器

低频环节逆变器
高频环节逆变器　　（按直流环节特性分类）

2、逆变技术的发展趋势

逆变技术的原理早在 1931 年就有人研究过，从 1948 年美国西屋电气公司研制出第一台 3KHZ 感应加热逆变器至今已有近 60 年历史了，而晶闸管 SCR 的诞生为正弦波逆变器的发展创造了条件，到了 20 世纪 70 年代，可关断晶闸管（GTO）、电力晶体管（BJT）的问世使得逆变技术得到发展应用。到了 20 世纪 80 年代，功率场效应管（MOSFET）、绝缘栅极晶体管（IGBT）、MOS 控制晶闸管（MCT）以及静电感应功率器件的诞生为逆变器向大容量方向发展奠定了基础，因此电力电子器件的发展为逆变技术高频化，大容量化创造了条件。进入 80 年代后，逆变技术从应用低速器件、低开关频率逐渐向采用高速器件，提高开关频率方向发展。逆变器的体积进一步减小，逆变效率进一步提高，正弦波逆变器的品质指标也得到很大提高。

另一方面，微电子技术的发展为逆变技术的实用化创造了平台，传统的逆变技术需

要通过许多的分立元件或模拟集成电路加以完成，随着逆变技术复杂程度的增加，所需处理的信息量越来越大，而微处理器的诞生正好满足了逆变技术的发展要求，从 8 位的带有 PWM 口的微处理器到 16 位单片机，发展到今天的 32 位 DSP 器件，使先进的控制技术如矢量控制技术、多电平变换技术、重复控制、模糊逻辑控制等在逆变领域得到了较好的应用。

总之，逆变技术的发展是随着电力电子技术、微电子技术和现代控制理论的发展而发展，进入二十一世纪，逆变技术正向着频率更高、功率更大、效率更高、体积更小的方向发展。

3、逆变器的主要技术指标

逆变器有许多重要指标，介绍如下：

1)额定容量

2)额定功率

3)输出功率因数

4)逆变效率

5)额定输入电压、电流

6)额定输出电压、电流

7)电压调整率

8)负载调整率

9)谐波因数

10）总谐波畸变率

11）畸变因数

12）峰值子数

二、单相电压源逆变器

电压源逆变器是按照控制电压的方式将直流电能转变为交流电能，是逆变技术中最为常见和简单的一种，下面从单相电压源逆变器入手，并由浅入深。

要从一个直流电源中获取交流电能，有多种方式，但至少应使用两个功率开关元件，单相逆变器有推挽式、半桥式、全桥式三种电路拓朴结构，如果每半个工频周期内只输

出一个脉冲，我们称其为方波逆变器，如果每半个周期内有多个脉宽组成，并且脉冲宽度符合正弦波调制（SPWM）规律，则称其为正弦波脉宽调制输出。方波逆变技术实质上是一个单脉冲调制技术，下面介绍其工作原理。

1、推挽式逆变电路

图 2-1 是单相推挽式逆变器的拓朴结构，该电路由两只共负极的功率开关

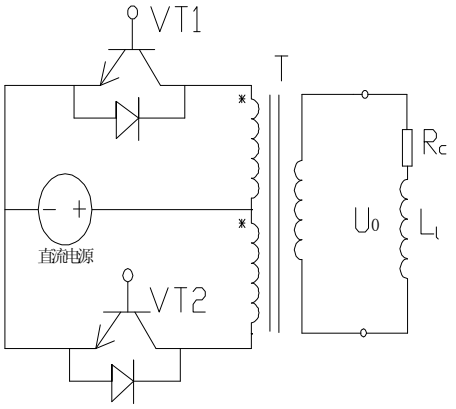


图 2-1 推挽电路拓扑结构

元件和一个初级带有中心抽头的升压变压器组成，若交流负载为纯阻性负载，当 $t_1 \leqslant t \leqslant t_2$ 时 VT_1 功率管加上栅极驱动信号 Ug1，VT_1 导通，VT_2 截止，变压器输出端感应出正电压；当 $t_3 \leqslant t \leqslant t_4$ 时，VT_2 功率管加上栅极驱动信号 Ug2，VT_2 导通，VT_1 截止，变压器输出端感应出负电压，波形如图 2-2 所示，

若负载为感性负载，则变压器内的电流波形连续，输出电压、电流波形如

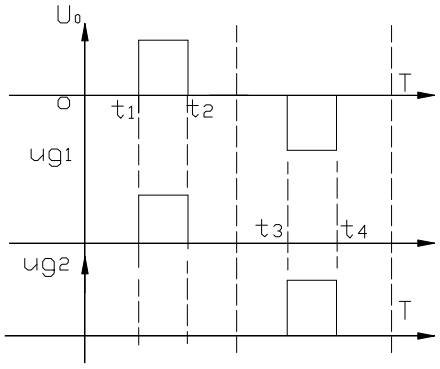


图 2-2 推挽电路波形

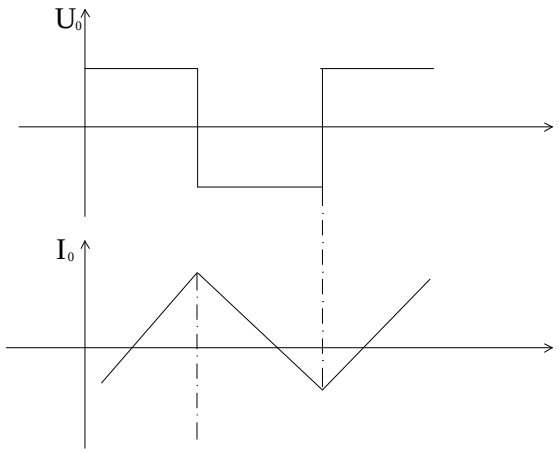


图 2-3 推挽电路感性负载波形

图 2-3 所示，推挽逆变器的输出只有两种状态+V0 和-V0 ，实质上是双极性调制，通过调节 VT1 和 VT2 的占空比来调节输出电压。

推挽式方波逆变器的电路拓朴结构简单，两个功率管可共地驱动，但功率管承受开关电压为 2 倍的直流电压，因此适合应用于直流母线电压较低的场合。另外，变压器的利用率较低，驱动感性负载困难。

2、半桥式逆变电路

半桥式逆变电路的拓朴结构如图 2-4 所示，两只串联电容的中点作为参考点，

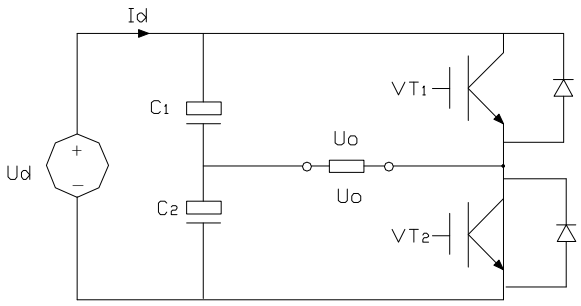


图 2-4 半桥电路拓朴结构

当开关元件 VT_1 导通时，电容 C_1 上的能量释放到负载 RL 上，而当 VT_2 导通时，电容 C_2 上的能量释放到负载 RL 上，VT_1 和 VT_2 轮流导通时在负载两端获得了交流电能，半桥逆变电路在功率开关元件不导通时承受直流电源电压 Ud，由于电容 C_1 和 C_2 两端的电压均为 Ud/2（假设 $C_1=C_2$），因此功率元件 VT_1 和 VT_2 承受的电流为 2Id。实质上单相半桥电路和前一节讨论的单相推挽电路在电路结构上是对偶的，读者可自行分析半桥电路的工作过程。

半桥型逆变电路结构简单，由于两只串联电容的作用，不会产生磁偏或直流分量，非常适合后级带动变压器负载，当该电路工作在工频（50 或者 $60H_Z$）时，电容必须选取较大的容量，使电路的成本上升，因此该电路主要用于高频逆变场合。

3、单相全桥逆变电路

单相全桥逆变电路也称“H 桥”电路，其电路拓朴结构如图 2-5 所示，由两个半桥

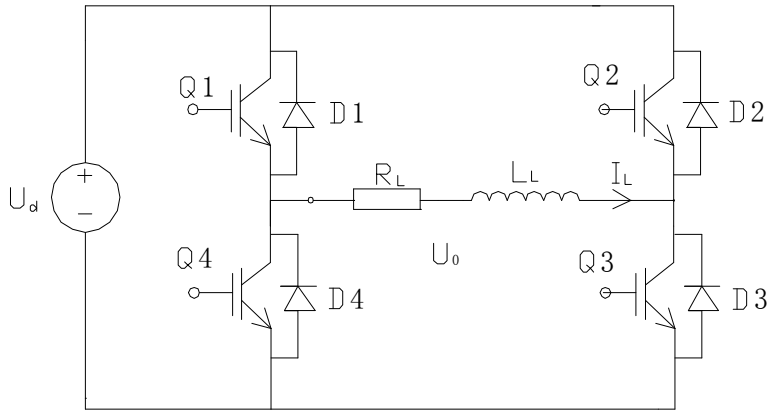


图 2-5 单相全桥电路拓朴结构

电路组成，以 180^0 方波为例说明单相全桥电路的工作原理，功率开关元件 Q_1 与 Q_4 互补，Q_2 与 Q_3 互补，当 Q_1 与 Q_3 同时导通时，负载电压 U_0= +Ud；当 Q_2 与 Q_4 同时悼通时，负载两端 U_0= -Ud，Q_1 Q_3 和 Q_2 Q_4 轮流导通，负载两端就得到交流电能。

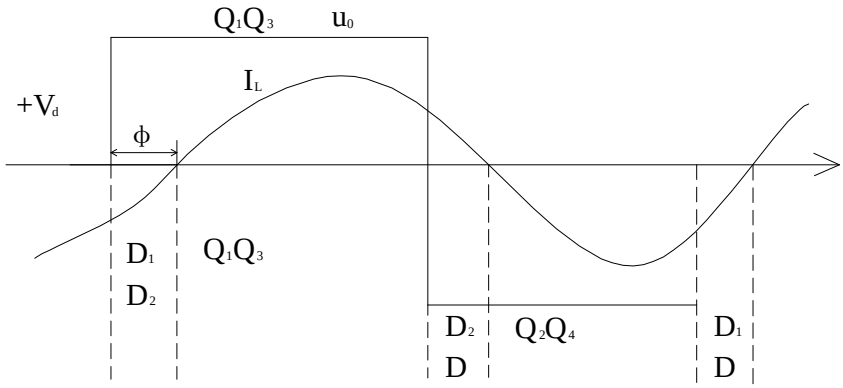


图 2-6 全桥输出电压、电流波形

假设负载具有一定电感，即负载电流落后与电压φ角度，在 Q1Q3 功率管栅极加上驱动信号时，由于电流的带后，此时 D1 D3 仍处于导通续流阶段，当经过 y 电角度时，电流过零，电源向负载输送有功功率，同样当 Q2 Q4 加上栅极驱动信号时 D2D4 仍处于续流状态，此时能量从负载馈送回直流侧，再经过 y 电角度后，Q2 Q4 才真正流过电流。

单相全桥电路上述工作状况下 Q1Q3 和 Q2Q4 分别工作半个周期,其输出电压波形为 180 度的方波，事实上这种控制方式并不实用，因为在实际的逆变电源中输出电压是需要可以控制和调节的，下面介绍输出电压的调节方法——移相调压法和脉宽调压法。

3．1 移相调压法

图 2-7 为移相控制原理，Q1 Q4 互锁，Q2 Q3 互锁，且均为 180℃方波信号，但 Q1 Q4 桥臂所加的方波与 Q2 Q3 桥臂所加的方波相位错开φ角度，

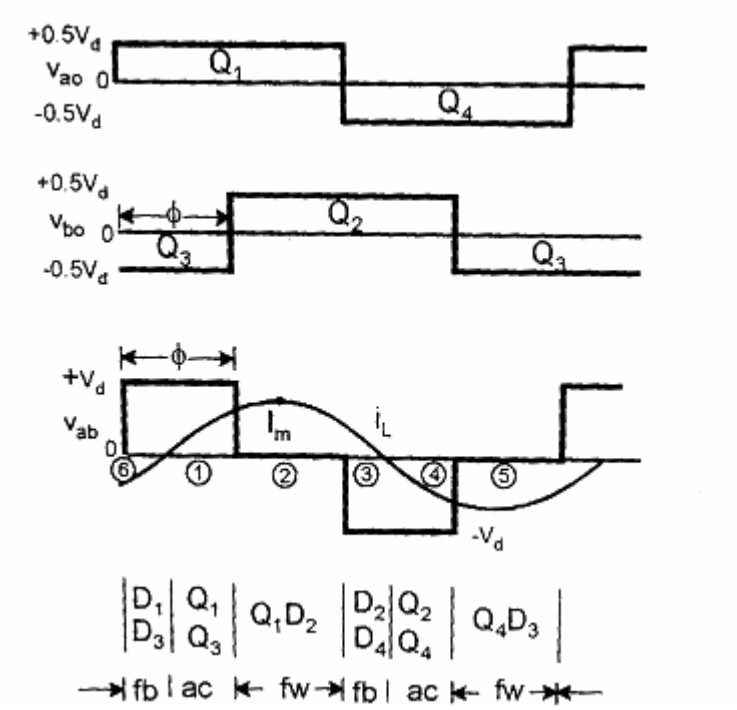


图 2-7 移相控制原理

假设负载功率因数在（0~ 1）之间，且电流滞后于电压某一角度，则移相电路可分为 6 个不同的工作时间段：

第一时段：有功输出模式，输出电压电流均为正——Q_1 Q_3 导通

第二时段：续流模式，电压为零但电流为正——Q_1 Q_2 导通

第三时段：回馈模式，电压为负但电流为正——D_2D_4 导通

第四时段：有功输出模式，电压为负电流为负——Q_2 Q_4 导通

第五时段：续流模式，电压为零但电流为负——Q_4 D_3 导通

第六时段：回馈模式，电压为正但电流为负——D_1D_3 导通

采用移相控制方式调节输出电压只需调节相移角 y 即可，由于四个功率开关元件和四个续流二极管轮流对称工作，因此每个器件所承受的应力对称相等，对延长器件寿命有利。

3．2 脉宽调节法

脉宽调节的控制波形如图 2-8 所示，用一个幅值为 Ur 的直流参考电平与幅值为 Uc

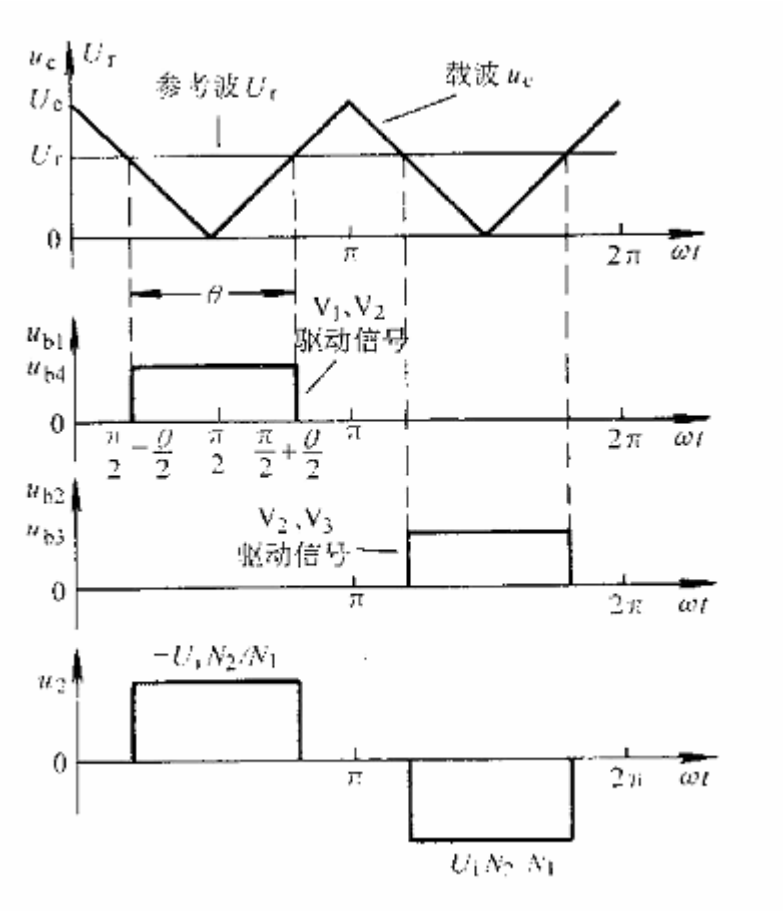


图 2-8 脉宽调节的控制波形

的三角波载波信号进行比较，得到 Q_1 Q_3 和 Q_2Q_4 的基极驱动信号，其中 Q_1 和 Q_4 互补。当 Uc 在 0～1 范围内变化时，脉冲宽度可在 0～180^0 范围内变化，从而改变输出电压 Uo。 图 2-8 所示的控制方式中“H 桥”斜对角的功率开关同时导通和关断，四个功率开关在 $\left[0,\frac{\pi}{2}-\frac{\theta}{2}\right]$ 区间，$\left[\frac{\pi}{2}-\frac{\theta}{2},\frac{\pi}{2}+\frac{\theta}{2}\right]$ 区间，$\left[2\pi-\frac{\theta}{2},2\pi\right]$ 区间均不导通，在这种情况下若负载功率因数在（0~1）之间，续流二极管将完成部分能量从负载回馈至直流侧的作用，这种工作方式中输出只有+1、-1 两种状态，我们称之为双极性调制；与之相反的单极性调制法是保证输出具有+1、0、-1 三种状态，该方法将在后续章节中讨论。

4、单相方波逆变器的输出波形分析

推挽式、半桥式、全桥式逆变器输出的方波或矩形波，如图 2-9 所示。

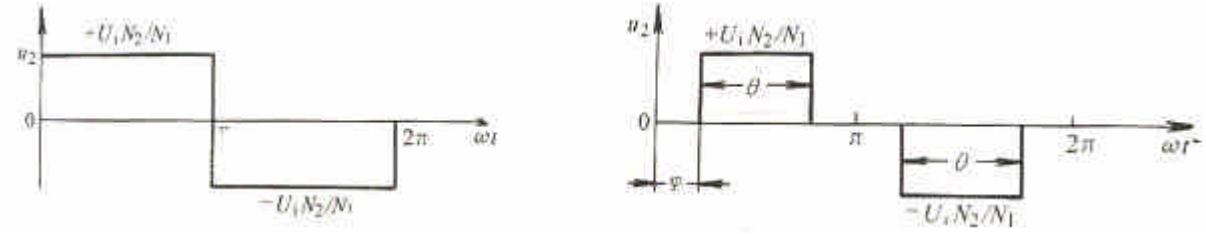


图 2-9 矩形波形

a）脉宽为 180^0　　b)脉宽为（180^0 -y）

图 2-9a 所示方波的傅里叶级数展开式为

$$u_2(t)=\sum_{n=1,3,5....}^{\infty}\frac{4U_iN_2/N_1}{n\pi}\sin(n\omega t) \qquad (2-1)$$

式中 U_i——推挽式方波逆变器一次测单个绕组上的电压；

N_1——推挽式方波逆变器一次测两个相同的绕组匝数；

N_2——推挽式方波逆变器二次测绕组匝数

方波中含有幅值为 $4U_iN_2I$（$N_1\pi$）的基波分量外，还含有较大的低次谐波（3，5，7，9次）分量。该方波输出电压的有效值为

$$U_2=\sqrt{\frac{2}{T_0}\int_0^{T_0/2}(U_iN_2/N_1)^2dt}=U_iN_2/N_1 \qquad (2-2)$$

其基波分量的有效值为

$$U_{21}=\frac{4U_iN_2/N_1}{\sqrt{2}\pi}=\frac{2\sqrt{2}}{\pi}U_iN_2/N_1=0.9U_iN_2/N_1 \qquad (2-3)$$

方波输出电压的畸变率 THD 为

$$THD=\frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty}U\frac{2}{2n}}}{U_{21}}=\frac{\sqrt{(U_iN_2/N_1)^2-(0.9U_iN_2/N_1)^2}}{0.9U_iN_2/N_1}=48\% \qquad (2-4)$$

脉宽为$\theta=180^0-2\varphi$的矩形波，如图 2-9b 所示，输出电压的傅里叶级数展开式为

$$\begin{aligned}u_2(t)&=\sum_{n=1,3,5...}^{\infty}\frac{4U_iN_2/N_1}{n\pi}\cos(n\varphi)\sin(n\omega t)\\&=\sum_{n=1,3,5...}^{\infty}\frac{4U_iN_2/N_1}{n\pi}\times(-1)^{\frac{n-1}{2}}\times\sin\left(\frac{n\theta}{2}\right)\sin(n\omega t)\end{aligned} \qquad (2-5)$$

该矩形波同样只含有各奇次谐波，并且基波及谐波的幅值随脉宽变化，当脉宽等于 120^0 时，3 次及 3 倍数次谐波等于零。由图 2-9b 可知，脉宽θ与调制度 m 有关，即

$$\theta=m\pi \qquad (2-6)$$

式中 θ——脉宽

m——调制度

输出电压的有效值为

$$U_2=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{(\pi-\theta)/2}^{(\pi+\theta)/2}(U_iN_2/N_1)^2\,d(\omega t)}=\sqrt{\frac{\theta}{\pi}}U_iN_2/N_1 \qquad (2\text{-}7)$$

由式（2-4）、（2-5）、（2-6）可知，n 次谐波的含量 $U_{2n}/(U_iN_2/N_1)$、总的谐波畸变度 THD 与调制度 m 的关系，如图 2-10 所示。矩形波的 THD 随脉宽变化，即使脉宽为 120^0 时，THD 仍有 30%。

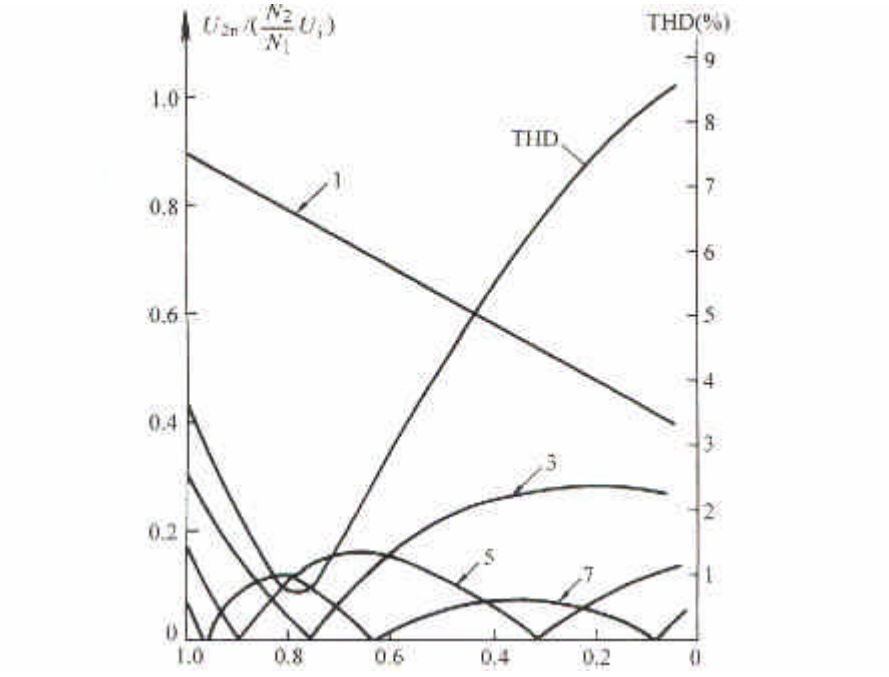


图 2-10 矩形波的 n 次谐波含量、总谐波畸变度与调制度的关系

5、单相全桥正弦波逆变技术

前面所述的方波逆变电路虽然结构简单，但输出的电能质量较差，谐波分量大，随着功率器件的发展，正弦波脉宽调制（SPWM）技术得到了广泛的应用，SPWM 控制是在逆变器输出交流电能的一个周期内，将直流电能斩成幅值相等而宽度根据正弦规律变化的脉冲序列，该脉冲序列的宽度是随正弦波幅值变化的离散脉冲，经过滤波后得到正弦波交流电能。

正弦波脉宽调制分为单极性调制和双极性调制两种方式，下面分别介绍其工作原理。

5．1 单极性正弦波脉宽调制方式

用幅值为U_r的参考正弦波U_r与幅值为U_c、频率为 f_c的三角波u_c比较，产生功率开关驱动信号。单极性正弦脉宽调制原理波形如图 2-11 所示，图 2-11a 是用两个极性相反的参考正弦波与双向三角形载波相交产生功率开关驱动信号；图 2-11b 是用单相正弦波全波整流电压信号与单向三角形载波交截、再通过倒相得到功率开关驱动信号，或直接用参考正弦波与单向三角形载波交截产生功率开关驱动信号。

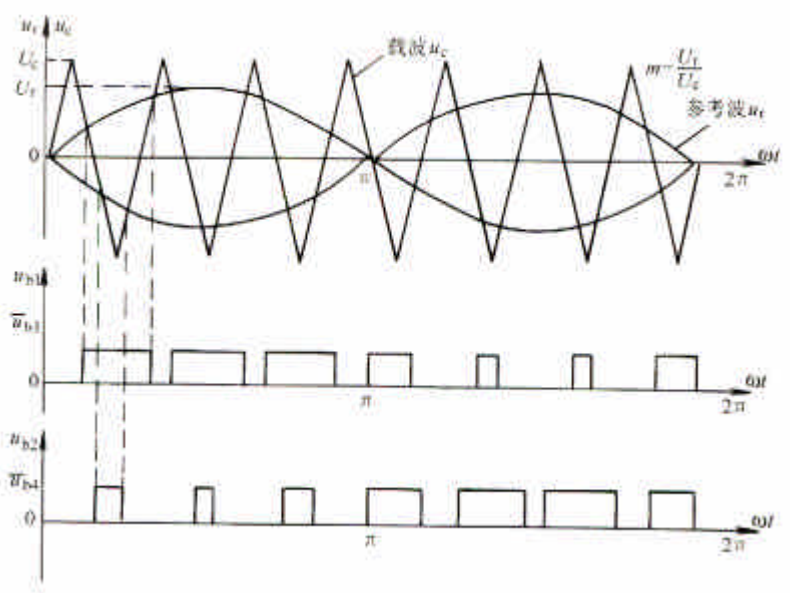


图 2-11 单极性正弦脉宽调制 SPWM 原理波形
a)双向三角形载波

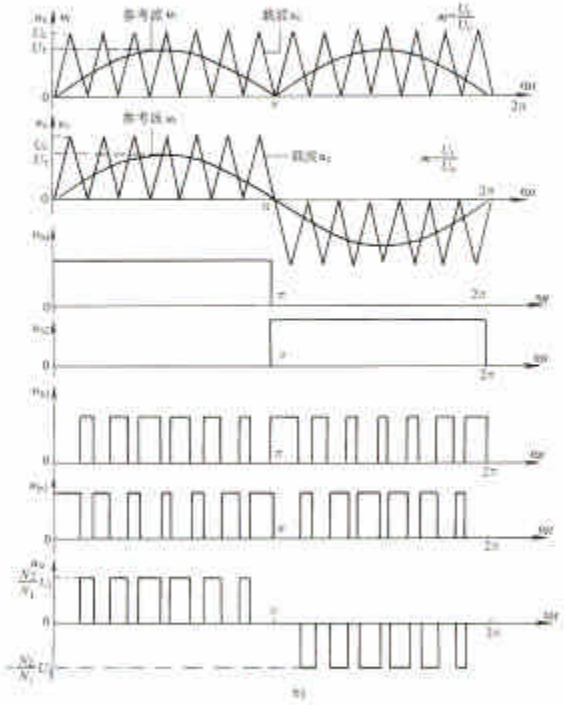


图 2-11 单极性正弦脉宽调制 SPWM 原理波形（续）
b) 单向三角形载波

参考波频率 f_r 决定了输出频率 f_0，每半周期的脉冲数决定于载波频率 f_c。

通过改变参考正弦波幅值改变调制度，输出电压峰值由 0 变到$U_i N_2 / N_1$。如果第 j 个脉冲宽度为θ_j，则由式$U_{orms} = \sqrt{\frac{2p}{2\pi}\int_{(\pi/p-\theta)/2}^{(\pi/p+\theta)/2}(U_i N_2 / N_1)^2 d(\omega t)} = \frac{N_2}{N_1}U_i\sqrt{\frac{p\theta}{\pi}}$ 可以得到输出电压有效值为

$$U_{orms} = \frac{N_2}{N_1}U_i\sqrt{\sum_{i=1}^{p}\frac{\theta_j}{\pi}} \qquad (2\text{-}8)$$

式中 p——每半周期的脉冲数；

θ_j——第 j 个脉冲宽度

由 式$A_n = \sum_{j=1}^{p}\frac{4U_i N_2 / N_1}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}\cos\left[n\left(\alpha j + \frac{\theta}{2}\right)\right]$

式$B_n = \sum_{j=1}^{p}\frac{4U_i N_2 / N_1}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}\sin\left[n\left(\alpha j + \frac{\theta}{2}\right)\right]$

可计算输出电压的傅里叶级数的系数为

$$A_n = \sum_{j=1}^{p}\frac{2U_i N_2 / N_1}{n\pi}\left[\sin n(\alpha_j + \theta_j) - \sin n\alpha_j\right] \qquad (2\text{-}9)$$

$$B_n = \sum_{j=1}^{p}\frac{2U_i N_2 / N_1}{n\pi}\left[\cos n\alpha_j - \cos n(\alpha_j + \theta_j)\right] \qquad (2\text{-}10)$$

式中 α_j——第 j 个脉冲的起始角；

θ_j——第 j 个脉冲宽度

以半个周期内有 5 个调制脉冲为例，单极性正弦脉宽调制谐波含量、THD 与调制度的关系，如图 2-12 所示范，其 THD 明显比多脉宽调制低。这类调制方法消除了所有低于或等于 $2p-1$ 次谐波，$p=5$ 时最低次谐波为 9 次。

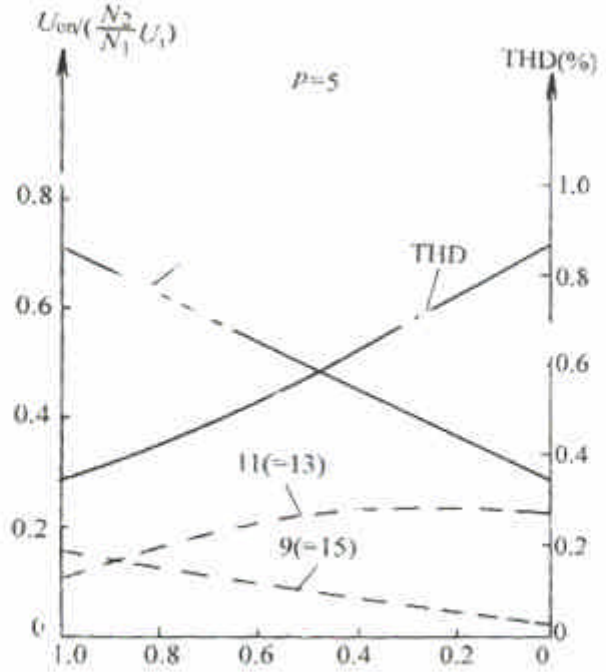


图 2-12 单极性正弦脉宽调制谐波含量、THD 与调制度的关系

5．2 双极性正弦波脉宽调制方式

双极性正弦脉宽调制原理如图 2-13 所示。输出电压$u_0(t)$波形在 0～2π区间中心对称、在 0～π区间轴对称，其傅里叶级数展开式为

$$u_0(t)=\sum_{n=1,3,5...}^{\infty}B_n\sin n\omega t \qquad (2\text{-}11)$$

式（2-11）中$B_n=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi}u_0(t)\sin n(\omega t)$。输出电压$u_0(t)$是幅值为$U_iN_2/N_1$、频率为$f_0$的方波与幅值$2U_iN_2/N_1$、频率为$f_c$的负脉冲序列（起点和终点分别为$\alpha_1$、$\alpha_2$、…、$\alpha_{2p-1}$、$\alpha_{2p}$）的叠加。因此

$$B_n=\left[\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi}Ui\frac{N_2}{N_1}\sin n\omega td(\omega t)-\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}2Ui\frac{N_2}{N_1}\sin n\omega td(\omega t)-\int_{\alpha_3}^{\alpha_4}2Ui\frac{N_2}{N_1}\sin n\omega td(\omega t)\right.$$
$$\left.-\cdots-\int_{\alpha_{2p-1}}^{\alpha_{2p}}2Ui\frac{N_2}{N_1}\sin n\omega td(\omega t)\right]=\frac{4U_iN_2}{n\pi N_1}\left[1-\sum_{j=1}^{P}(\cos n\alpha_{2j-1}-\cos n\alpha_{2j})\right]$$

（2-12）

输出电压为

$$u_0(t)=\sum_{n=1,3,5...}^{\infty}\frac{4U_iN_2}{n\pi N_1}\left[1-\sum_{j=1}^{p}(\cos n\alpha_{2j-1}-\cos n\alpha_{2j})\right]\sin n\omega t \qquad (2\text{-}13)$$

输出电压基波分量$u_{01}(t)$为

$$u_{01}(t)=\frac{4U_iN_2}{\pi N_1}\left[1-\sum_{j=1}^{P}(\cos n\alpha_{2j-1}-\cos n\alpha_{2j})\right]\sin \omega t \qquad (2\text{-}14)$$

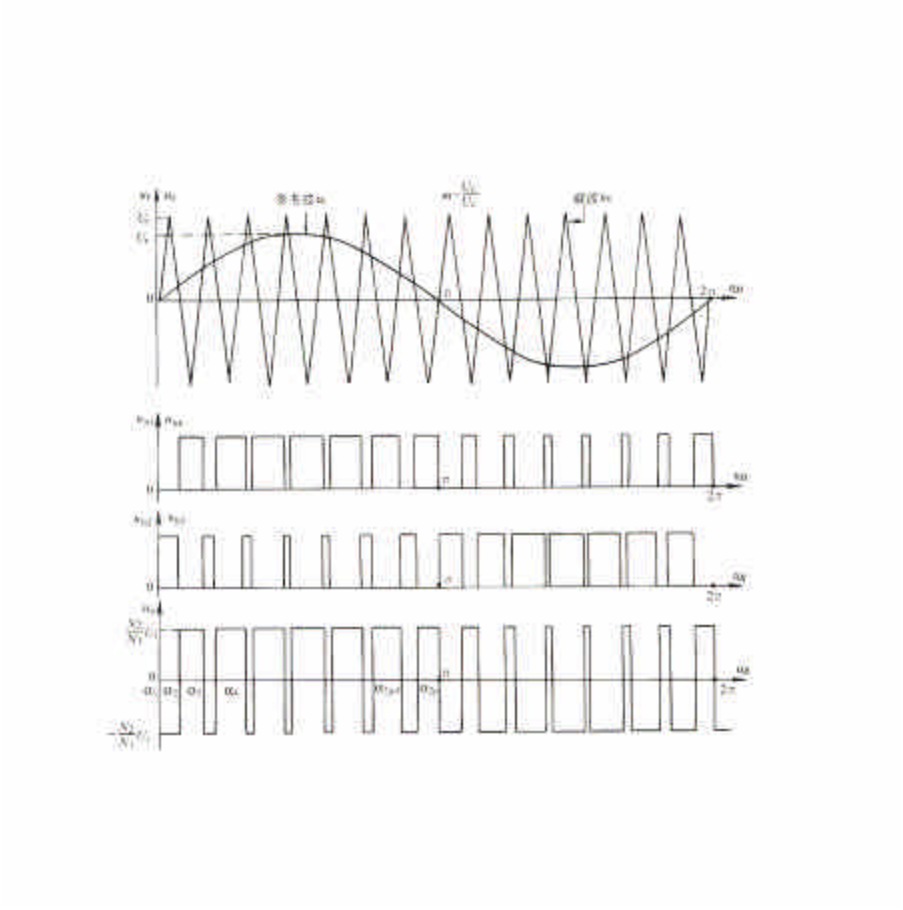


图 2-13 双极性正弦脉宽调制波形

输出电压谐波含量与调制度的关系如图 2-14 所示。

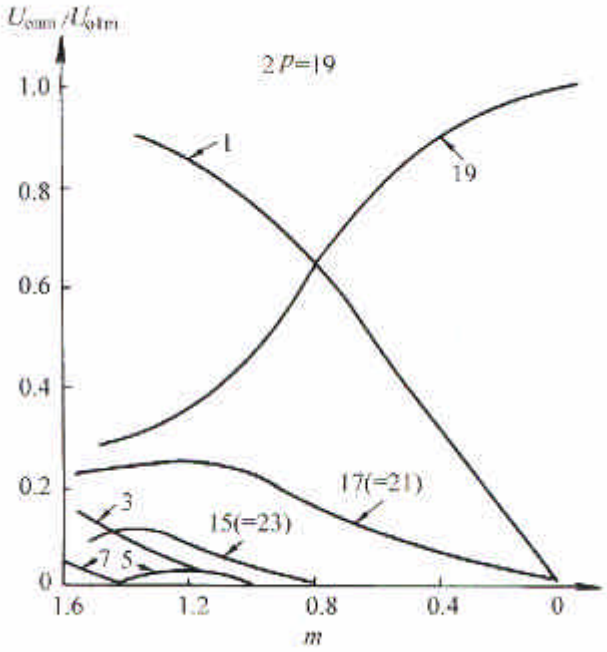


图 2-14 输出电压谐波含量与调制度的关系

5．3 SPWM 逆变器调压性能分析

SPWM 逆变器的调压性能是指采用 PWM 控制时逆变器输出基波电压的调节范围、线性度和电压利用率。由上述分析可知：（1）输出电压的基波幅值U_{01m}随调制度 m 的变化连续可调，载波比 k 较高时，U_{01m}与 m 间有线性关系，且与 k 值无关；（2）当 k 值较低时，调压线性度变差。

上述现象可从图 2-15 所示的电压频谱图得到解释，整个频谱包含三种谐波幅值：（1）基波幅值U_{01m}在 k 值较高时由 m 值决定， 其频率$\omega = 2\pi f_0$取决于调制信号u_r的重复频率；（2）与载波频率ω_c成整数倍的各点$\omega = n\omega_c (n = 1、2、3...)$形成中心频率，与此频率相对应的谐波幅值较大，其大小随 m 值增大而增大；（3）以$n\omega_c$为中心组成各个边频谐波幅值衰减的频带，边频带中相邻两次谐波的频差为ω_0，如 k=9 时输出电压所包含的谐波为 7、9、11、17、19…（偶次谐波为零）。

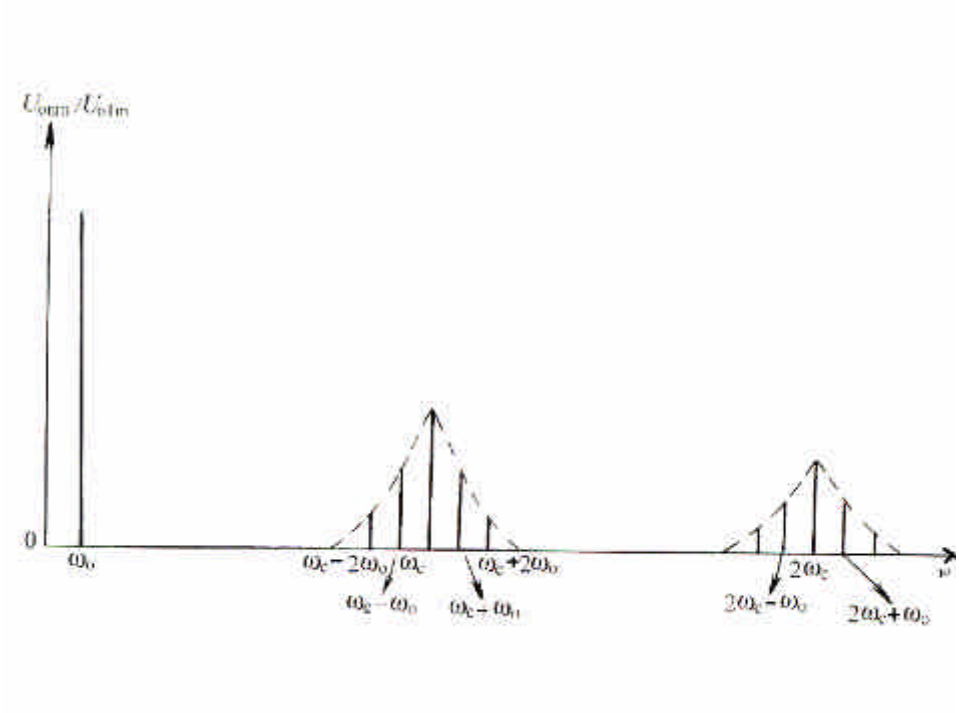


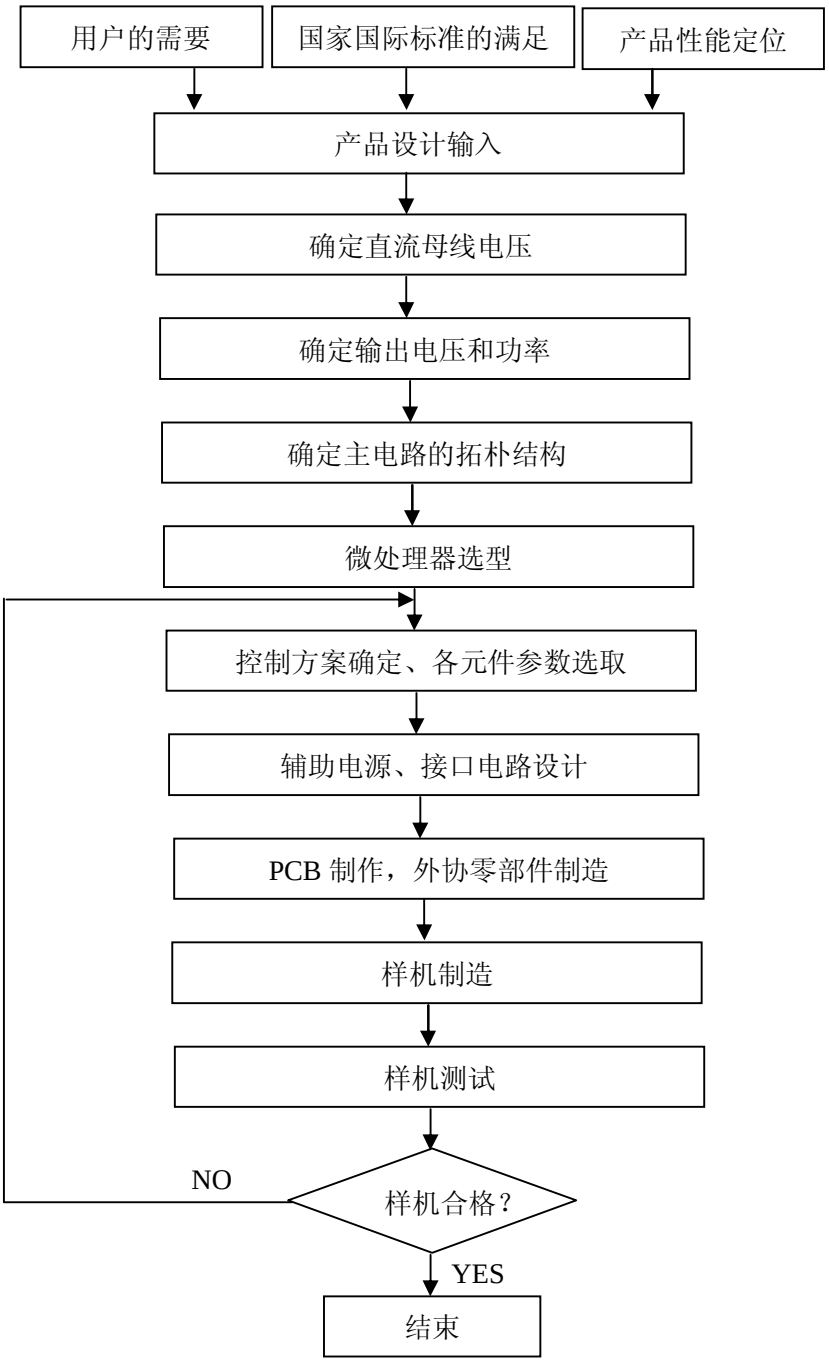
图 2-15 正弦脉宽调制输出电压频谱

频率是最低的一个频带，其中心频率为ω_c，中心频率与基频相距为$(k-1)\omega_0$。由于边频谐波幅值自中心频率向两侧衰减，因此 k 值较高时相当于ω_c远离ω_0，边频谐波幅值在接近ω_0以前衰减为零，无混叠现象产生，基波幅值完全由 m 值控制并呈良好线性关系。相反的，k 值较低时，ω_c接近与ω_0，这时将产生混叠现象，尤其是 m 值较高时边频谐波较高，下边频谐波在ω_0位置尚未衰减为零，即基波幅值将在原U_{01m}的基础上叠加一个边频分量，这就破坏了基波幅值随 m 线性变化的关系，导致 m 值越高向上偏离值越大的现象。

此外，k 值越高，输出电压中所包含幅值较高的低次谐波次数便越高。

5．4．实用的逆变电源的设计

上一节介绍了 SPWM 脉宽调制波形的发生，在实际设计逆变电源时，仅仅能够产生脉冲宽度是远远不够的，一个品种的逆变器设计、研发过程是非常复杂的，一般要经过下面的程序



下面以一台 48V_{dc}逆变为 220Vac,容量为 2KVA 的逆变器的设计制造过程为例，说明其过程。

要研制一台上述规格的逆变器，首先要明确用户的需要，以用户为通信行业为例，我们首先要满足通信行业的相关标准，如：

YDT777-1999　通信用逆变器

GB/T17626　　电磁兼容系列标准（等同于 IEC61000）

IEC61024　　建筑物的雷电防护

然后按照用户的要求和对产品本身性能的定位确定设计任务书。上述案例要求将直流 48V 转变成交流 220V，按两倍直流母线电压选择余量，则应选取 100V 电压等级的功率器件，一般在低压时应选取功率 MOSFET；对电流额定值的选取，一般应选择 3 倍余量，若逆变效率为 85%，允许的直流最低电压为 42V，允许过载能力为 120%，则直流电流的最大值为 $\frac{2\times10^3 w}{42v\times85\%}\times120\%=67(A)$，再考虑 3 倍的电流余量，应选择 200A 的功率 MOSFET。那是否有正好适合的 100V，200A 的功率 MOSFET 呢？查阅相关资料后可知 IXYS 公司的“HIPERFET”Power MOSFET，型号为 IXFN230N10 比较适合。其参数如下：ID=230A，RDS（on）=0.006Ω，QG(on)=690nc，封装形式为 ISOPLUS227。

选择了主功率器件后若采用工频逆变技术，应设计主变压器，其设计首先应选择逆变变压器的效率指标、变比、和漏抗三个重要的数据，总效率为逆变桥效率×变压器效率×滤波器效率，一般要求变压器效率在 95%以上，最好采用冷轧型簿型硅钢片，至于匝比，应考虑直流允许范围及输出电压精度两个重要指标，也就是应在最严重工况，如输入为 42Vdc，输出功率为 2KVA 时，应保证输出电压仍在 220V 允许波动范围以内。

输出滤波器的设计，是逆变器设计的一个重点，通常采用常 K 型Γ型低通滤波器，常 K 型Γ型低通滤波器如图 2-16 所示。串臂阻抗 Z_1 与并臂阻抗 Z_2 的乘积 $Z_1Z_2=j\omega L_1(1/j\omega C_f)=L_1/C_f=K$，一旦 Lf、Cf 值确定后，K 为常数、不随频率变化，故称为常 K 型Γ型低通滤波器。

由于 L_f/C_f 具有阻抗平方量纲，故常数 K 也可用滤波器的另一重要参数 R 表示，即

$$L_f/C_f=K=R^2 \qquad (2\text{-}15)$$

式中 L_f ——滤波电感；

C_f ——滤波电容

$$R=\sqrt{L_f/C_f} \qquad (2\text{-}16)$$

式中 R——标称特性阻抗

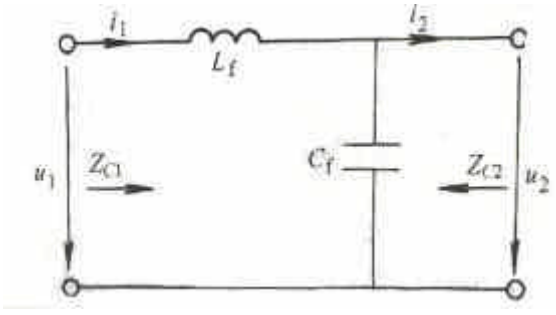


图 2-16 常 K 型 Γ 型低通滤波器

四端网络在输入端、输出端均处于阻抗匹配时工作最好，图 19-8 所示的四端网络的输入端、输出端特性阻抗分别为

$$Z_{c1}=\sqrt{Z_1Z_2}\sqrt{1+Z_1/Z_2}=\sqrt{L_f/C_f}\sqrt{1-\omega^2L_fC_f}=R\sqrt{1-\omega^2L_fC_f} \quad (2\text{-}17)$$

$$Z_{c2}=\sqrt{Z_1Z_2}\sqrt{1+Z_1/Z_2}=\sqrt{L_f/C_f}/\sqrt{1-\omega^2L_fC_f}=R/\sqrt{1-\omega^2L_fC_f} \quad (2\text{-}18)$$

式中 Z_1——串臂阻抗；

Z_2——并臂阻抗

当 $\omega=0$ 时，$Z_{c1}=Z_{c2}=\sqrt{L_f/C_f}$，故 R 是频率为零时的特性阻抗，称之为标称特性阻抗。Γ 型滤波器的传通条件为 $-1=\leq Z_1/Z_2\leq 0$，即 $-1\leq(j\omega L_f/R)^2\leq 0$，故可得

$$0\leq\omega L_f\leq R \quad (2\text{-}19)$$

当 $|Z_1|=\omega L_f=0$ 时，ω 必定为零，此为通频带的最低角频率；当 $|Z_1|=\omega L_f=$R 时，则 $\omega=R/L_f=\omega_c$，此为通频带的最高角频率，即滤波器截止频率。因 $\omega_c=R/L_f=1/\sqrt{L_fC_f}$，可得滤波器的截止频率 f_c 为

$$f_c=R/(2\pi L_f)=1/(2\pi\sqrt{L_fC_f}) \quad (2\text{-}20)$$

因此，当 $0\leq f\leq f_c$ 时，Γ 型滤波器的衰耗为零；当 $f>f_c$ 时，Γ 型滤波器开始有衰耗，其衰耗频率特性如图 2-16 所示。图中，$b=1n|U_1/U_2|$ 为对称四端网络的衰耗常数。通带内的衰耗为零，因为这时的 Z_{c1}、Z_{c2} 均为纯电阻，只有滤波器的阻抗相当于电阻时，它才能从输入端吸收能量，而当滤波器元件没有损耗时，能量才能完整地送入负载中，因此衰耗可为零；在阻带中，特性阻抗具有电抗性质，滤波器从电源吸收的能量将部分返回电源，负载只能部分得到电源供给的能量，呈现出甚大的衰耗。

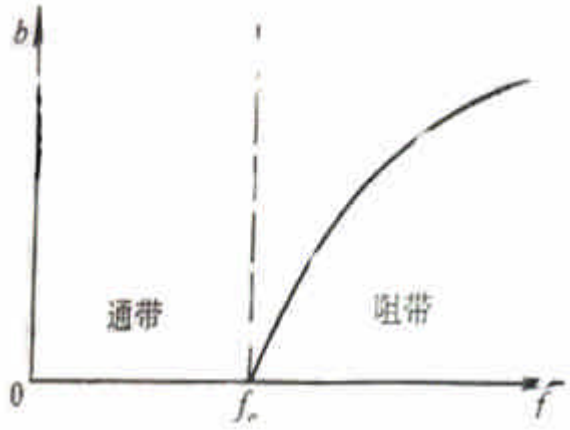


图 2-17 常 K 型 Γ 型滤波器的衰耗特性

对称四端网络的衰耗常数还可表示为

$$b = 1n|U_1/U_2| = 1n(\sqrt{1+|Z_1/Z_2|} + \sqrt{|Z_1/Z_2|}) \qquad (2\text{-}21)$$

若 b 用双曲线函数 $chb = (e^b + e^{-b})/2$ 表示，令 $\eta = f/f_c$ 为无量纲频率或通用频率，将 $Z_1 = j\omega L_f$、$Z_2 = 1/(j\omega C_f)$ 和式（2-20）代入式（2-21），可得阻带衰耗公式为

$$chb = \sqrt{|Z_1/Z_2|} = \omega\sqrt{L_f C_f} = \omega/\omega_c = f/f_c = \eta \qquad (2\text{-}22)$$

式中 η——通用频率

f_c——滤波器的截止频率

L_f 与 C_f 的确定 由式（2-20）可得

$$L_f = R/(2\pi f_c) \qquad (2\text{-}23)$$

$$C_f = L_f/R^2 = L_f/(2\pi f_c L_f R) = 1/(2\pi f_c R) \qquad (2\text{-}24)$$

L_f 与 C_f 的值取决 f_c 与 R 的选择。

若最低次谐波为 11 次，理论上可将 f_c 定在 11 次谐波频率左右，从而只需很小的 L_f 与 C_f 值。然而，最低次谐波的理论计算值只能作为参考；由于变压器绕制的偏差、功率晶体管动态压降或饱和压降不一致以及各种非线性因素，实际电路中往往具有较高的二次与三次谐波电压，故实际滤波器 f_c 的选取有时要低到三次或二次谐波频率才能得到较好的正弦波形。这要根据器件与工艺水平的实际情况来选定。当输出电压基波频率为 50Hz 时，f_c 通常选在 100～400Hz 左右。显然，f_c 选得低，L_f 与 C_f 值将增大，成本将增

加；但由图 2-16 可知，若 f_c 低，谐波频率处的衰耗将增大，可得到较好的正弦波。

由式（2-17）、（2-18）、（2-22）可得

$$Z_{c1}=\sqrt{1-\omega^2 L_f C_f}=R\sqrt{1-\eta^2} \qquad (2\text{-}25)$$

$$Z_{c2}=R/\sqrt{1-\omega^2 L_f C_f}=R/\sqrt{1-\eta^2} \qquad (2\text{-}26)$$

由式（2-25）、（2-26）可得， Z_{c1}、Z_{c2} 与频率 η 的关系入图 19-10 所示。需要关心的是通带内（0～η_c 区间）Z_c 的变化。在通带内，只有当负载电阻 R_L 等于特性阻抗（电阻性）时才能使衰耗真正为零。然而，由图 19-10 可看出，Z_c 在通带内并不是常数，故 R_L 需取某一合适值，使其在通带内与 Z_c 的正负偏差适中，滤波器才能传送较多的有功功率，而回馈至逆变器的无功功率较少。在Γ型滤波器中，R_L 与 Z_{c2} 端相接，设 R_L 在 Z_{c2} 曲线上的位置适中，如图所示。由图可得

$$R=（0.5～0.8）R_L \qquad (2\text{-}27)$$

式中 R_L——负载电阻

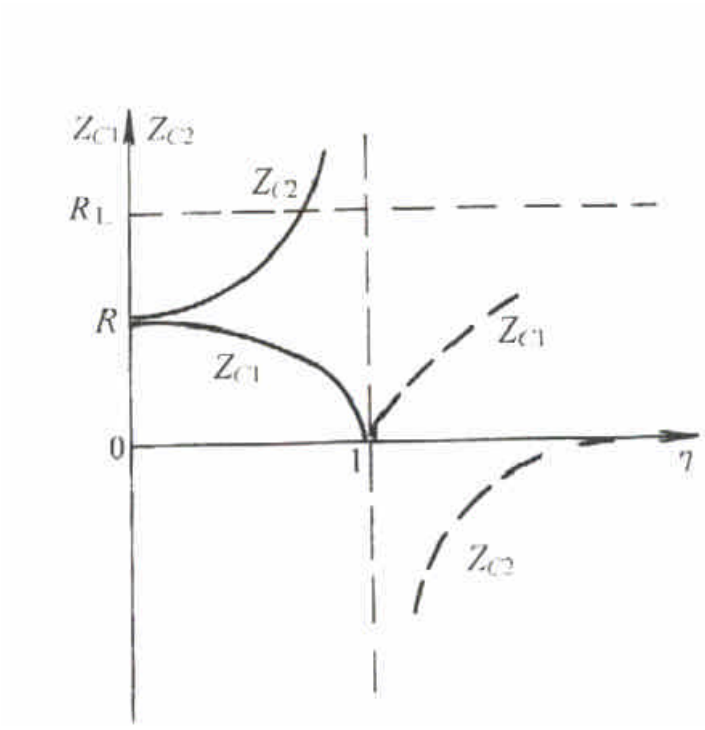


图 2-18 Z_c 与频率 η 的关系

当逆变器的输出功率和输出电压已知时，R_L 就是已知量，则滤波器的标称特性阻抗 R 即可选定，将其代入式（2-23）、（2-24）中，即可决定 L_f、C_f 值。

谐波含量的计算　常 K 型Γ型低通滤波器对各次谐波的衰减已由式（2-22）决定，当 f_c 选定后即可进行计算。例如， f_c 选定为三次谐波，欲求 f =11 次、13 次、23 次和 25 次谐波的衰减值，则可由 $chb = f / f_c = 11/3、23/3、25/3$ 和双曲线函数表求出 b 值。

若最后的结果还嫌谐波过大，则可将 f_c 定在 2.5 次谐波上，甚至更低些，直至谐波含量满足要求。

微处理器的选型也是逆变器设计的另一个重点，一般应选择带有多个 PWM 口的微处理器，可供选择的微处理器如下表：

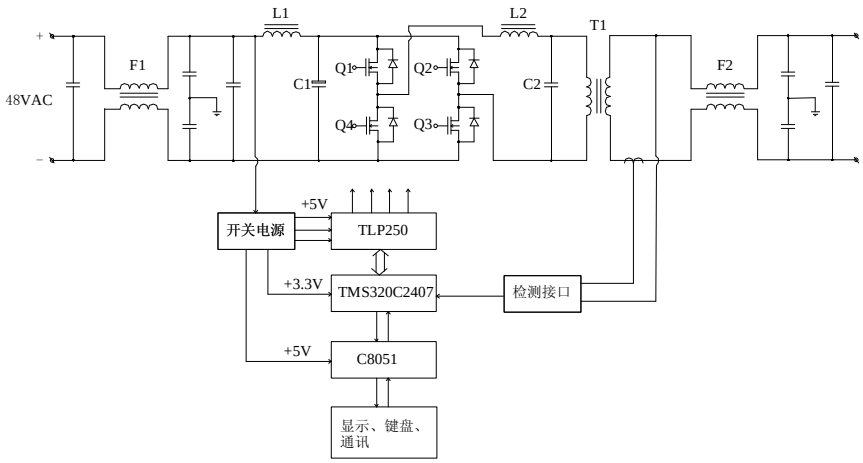
制造商	型 号	说　明
Microchip	PIC16C73	两路 PWM 口，价格低廉
摩托罗拉	68HC16	两路 PWM 口，价格低，10 位 A/D 转换
富士通	MB90260	电机控制专用，价格低廉，使用方便
NEC 公司	PD78366	6 通道 PWM 功能，内部 ROM 48KB
日立公司	SH7034	快速 A/D 转换，6 通道 PWM，2 通道串口
三菱公司	M37704/M37705	16 位，除波形生成功能外，采用 RISC 精简指令，运算速度快
INTEL 公司	8XC196MC	32 位加减运算，8 通道 PWM，指令丰富，价格较高

另外，随着微电子技术的发展，最新的逆变技术开始采用数字信号处理器（DSP）来完成，专用的 DSP 有下列型号可供选择：

制造商	型号	说明
德州仪器公司	TMS320C24X	是较早推出的专门用于电机控制和电源变换的处理器，具有 12 位 A/D 转换功能，专用 PWM 口，指令单周期 50ns，并具有多个串口和 CAN 通讯功能，是较为普及的 DSP 器件。
摩托罗拉公司	M586XX	12 位 A/D 转换，多路 PWM 口，CAN2.0 通讯等
Microchip 公司	DSPIC30	24 位令指，40M 外部时钟，8 路 PWM 输出加大的通讯功能，4KB 片内 EEPROM，价格低廉
AD 公司	ADSP-219XX	160M 时钟频率，内置 1.0 基准，14 位 A/D 转换，32 位编码输入，功能最强大，但价格昂贵

6、实用电路

上面各小节介绍了单相逆变器的原理、设计、研发和常器件，下面以 48V，2KVA 逆变器为例说明各个部分的特点和功能，图 2-19 为一个实际的逆变电源，F1、L1、C1



组成了直流平波及反灌杂音滤波电路，$Q_1Q_2Q_3Q_4$ 为功率场效应管，L2、C2 为交流输出滤波器，T1 为 2.2KVA 高效变压器，F2 为输出 EMI 滤波器，开关电源由直流 48Vdc 变换成多路隔离电源，有三路 15V 供给功率 MOSFET 驱动电路，3.3V 供给数字信号处理器 TMS320C2407，+5V 供给显示及键盘管理电路，另需供给传感器及风扇等电源，TLP250 为 MOSFET/IGBT 驱动电路，检测电路中的电压、电流均采用霍尔传感器，其中核心是数字信号处理器 TMS320C2407 及控制软件。

三、三相逆变器

上一章所写的单相逆变器，由于受到功率器件容量、零线（中性线）电流、电网负载平衡要求和用电负载的性质（如三相交流异步电动机等）的限制，单相逆变器容量一般都在 100KVA 以下，大容量的逆变电路多采用三相形式，三相逆变器按照直流电源的性质分为三相电压型逆变器和三相电流型逆变器。

1、三相电压型逆变器

图 3-1 所示为三相电压型逆变器的基本电路。图中示出了直流电压源的中性点，

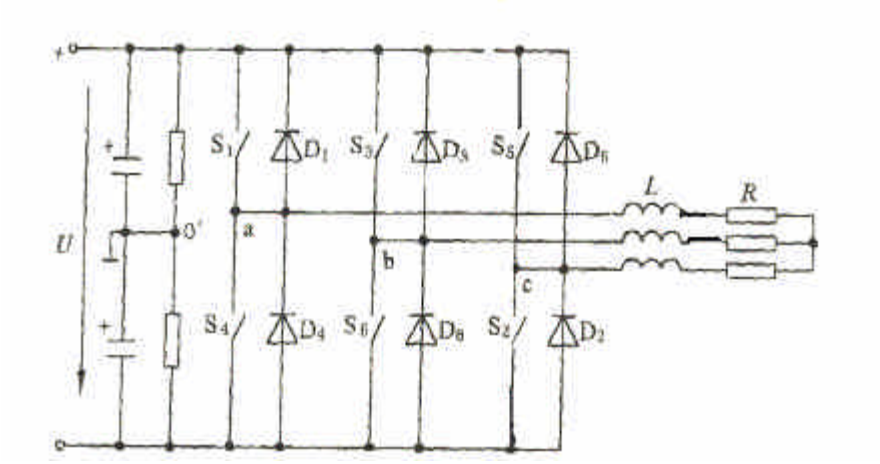


图 3-1　三相电压逆变电路

在大部分应用中并不需要该中性点。S1～S6 采用 GTO、GTR、IGBT、MOSFET 等自关断器件，D1～D6 是与 S1～S6 反并联的二极管，其作用是为感性负载提供续流回路，。图中 L 和 R 为负载相电感和相电阻。

1.1 三相电压型方波逆变器

在图 3-1 中，开关器件 S_1～S_6 使用开关频率较低时，一般适宜作 0～400HZ 方波逆变。与其反并联的续流二极管，可采用普通整流二极管。在该电路中，当控制信号为三相互差 120^0 的方波信号时，可以控制每个开关导通 180^0（180^0 导电型）或 120^0（120^0 导电型）。相邻两个功率元件的导通时间互差 60^0。

（1）180^0 导电型

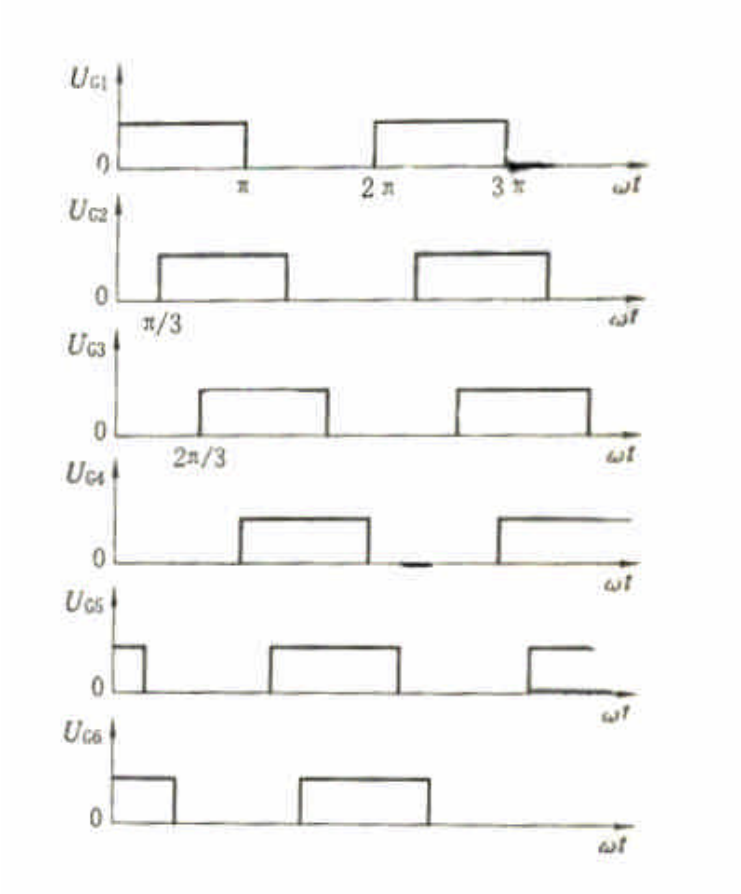


图 3-2　三相电压型方波逆变器驱动波形

180^0 导电型驱动脉冲波形如图 3-2 所示。当电路拓朴如图 3-1，各功率元件驱动波形相位如图 3-2，由图可见，逆变桥中 3 个桥臂上部和下部开关元件以 180^0 间隔交替开通和关断，S_1～S_6 以 60^0 的要位差依次开通和关断，在逆变器输出端形成 a、b、c 三相电压。逆变输出电压波形与电路接法和“导通型”有关，但不受负载影响。

由图 3-2 可以看到，在 $0 < wt \le \frac{\pi}{3}$ 期间，开关器件 S_1 和 S_5 及 S_6 被施加正向驱动脉冲而导通。负载电流经 S_1 和 S_5 被送到 a 和 c 相绕组；然后经 b 相负载和开

关 S_6 流回电源。在 $wt=\frac{\pi}{3}$ 时刻，S_5 的驱动脉冲下降到零电平，S_5 迅速关断，由于感性负载电流不能突变，c 相电流将由与 S_2 反并联的二极管 D_2 提供，c 相负载电压被钳位到零电位。其他两相电流通路不变。当 S_5 被关断时，不能立即导通 S_2，以防止 S_5 没完全关断而出现同一桥臂的两个元件 S_5、S_2 同时导通造成短路，必须保证表一段时间 t，在该时间内同一桥臂的两个元件都不通，称之为死区时间或互锁延迟时间。经互锁延迟时间 t 后，与 S_5 同一桥臂的下部元件 S_2 被施加正向驱动脉冲而导通。当 D_2 中续流结束时（续流时间取决于负载电感和电阻值），c 相电流反向经 S_2 流回电源。此时负载电流由电源送出，经 S_1 和 a 要负载，然后分流到 b 和 c 相负载，分别经 S_6 和 S_2 流回电源。

在 $wt=2\pi/3$ 时刻，S_6 的驱动脉冲由高电平下降到零使 S_6 关断，b 相电流由 D_3 续流。S_6 关断后经互锁延迟时间 t，同一桥臂上部元件 S_3 被施加正向驱动脉冲而导通。当续流结束时，b 相电流改变方向由 S_3 流入 b 相负载。此时电流由电源送出，经 S_1 和 S_3 及 a、b 相负载汇流到 c 相。仿此，可以分析整个周期中各管的运行工况。

理想情况下，每个开关元件和与其反并联的二极管承受的电压为直流电源电压 U_d，电流为各相负载电流。但由于线路分布电感和功率器件结电容及二极管的反向恢复特性，会在功率开关开通和关断期间形成尖峰电压和电流，严重时甚至会超过功率元件的安全工作区而导致损坏。

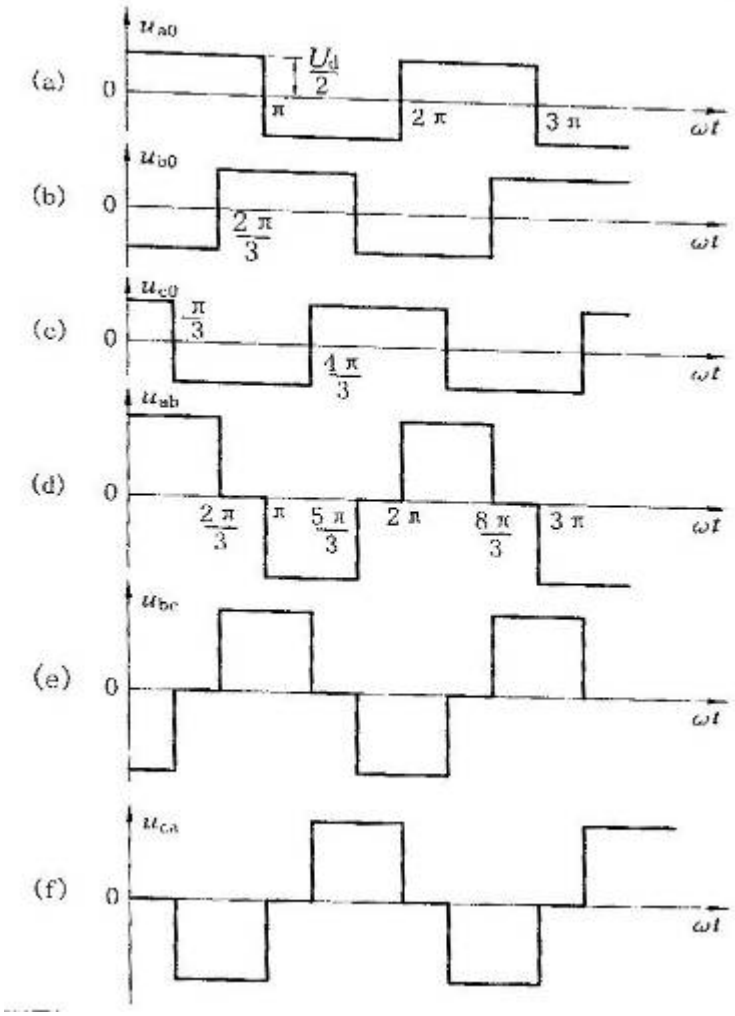


图 3-3　负载中点与直流电源中点联接时逆变器输出波形（三相负载星形接法）

考虑到直流电源中性点与负载中点 0 联接，负载为星形联接，输出电压波形如图 3-3 中（a)、(b)、(c）所示，相电压可以用傅立叶级数表示如下：

$$\left.\begin{aligned} u_{a0} &= \frac{2U_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\sin nwt.....n=1,3,5\cdots \\ u_{b0} &= \frac{2U_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\sin n(wt-120^0) \\ u_{c0} &= \frac{2U_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\sin n(wt+120^0) \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}1)$$

式中 U_d——直流电压源电压

线电压为：

$$\left.\begin{aligned} u_{ab} &= u_{a0}-u_{b0} \\ u_{bc} &= u_{b0}-u_{c0} \\ u_{ca} &= u_{c0}-u_{a0} \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}2)$$

式中 u_{a0}——A 相相电压

u_{b0}——B 相相电压

u_{c0}——C 相相电压

线电压的傅氏级数表达式为

$$u_{ab} = \frac{4U_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\cos\frac{n\pi}{6}\sin n(wt+\frac{\pi}{6}) \qquad n=1,3,5\cdots \qquad (3\text{-}3)$$

$$u_{bc} = \frac{4U_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\cos\frac{n\pi}{6}\sin n(wt-\frac{\pi}{2}) \qquad (3\text{-}4)$$

$$u_{ca} = \frac{4U_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\cos\frac{n\pi}{6}\sin n(wt-\frac{7}{6}\pi) \qquad (3\text{-}5)$$

线电压基波有效值为

$$u_{a_1b_1} = \frac{4U_d}{\pi}\frac{1}{\sqrt{2}}\cos\frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{6}}{\pi}U_d \qquad (3\text{-}6)$$

线电压平均值$u_{a_1b_1(AV)} = \frac{2}{3}U_d$,有效值为$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d$。

若负载采用Y形联接,且Y形负载的中点0不与直流电源中点联接。在$0 < wt \le \frac{\pi}{3}$

区段，开关元件 S_1 、S_5和 S_6导通，其等效电路如图 3-4 所示，假设负载为阻性负载且三相平衡，在此期间 a 相负载和 c 相负载处于并联状态，由于 $R_a = R_b = R_c = R$，所以 a 相和 c 相负载上电压为 $U_d/3$；而 b 相负载上电压为 $2U_d/3$。同理可以分析在 $\frac{\pi}{3} < wt \le \frac{2\pi}{3}$ 期间，a 相负载上电压为 $2U_d/3$，而 b 和 c 相负载上电压为 $U_d/3$；当 $\frac{2\pi}{3} < wt \le \pi$ 期间，a、b 相负载上电压为 $U_d/3$，而 c 相负载上电压为 $2U_d/3$。因此中点不联接时输出 a 相电压波形如图 3-5 所示。b 和 c 相电压波形与此相同，仅相位滞后 120^0 和 240^0。其合成线电压波形与图 3-3 中（d)、(e)、(f)相同。

（2）120^0 导电型

采用 120^0 导电型时，每个开关元件导通角为 120^0，S_1～S_2依次以间隔 60^0 导通。逆变桥中任何时候只有两只功率管导通，工作安全可靠，不会发生同一桥臂两元件直通现象。此时输出相电压波形（负载 Y 形联接、中性点与直流电源中点联接）为 120^0 方波，其幅值为 $U_d/2$，合成线电压波形与图 3-8 形状相同，不同的是其台阶分别为 $U_d/2$ 和 U_d。相电压和线电压有效值分别为 $U_d/\sqrt{6}$ 和 $U_d/\sqrt{2}$，比 180^0 导电型有效值低。

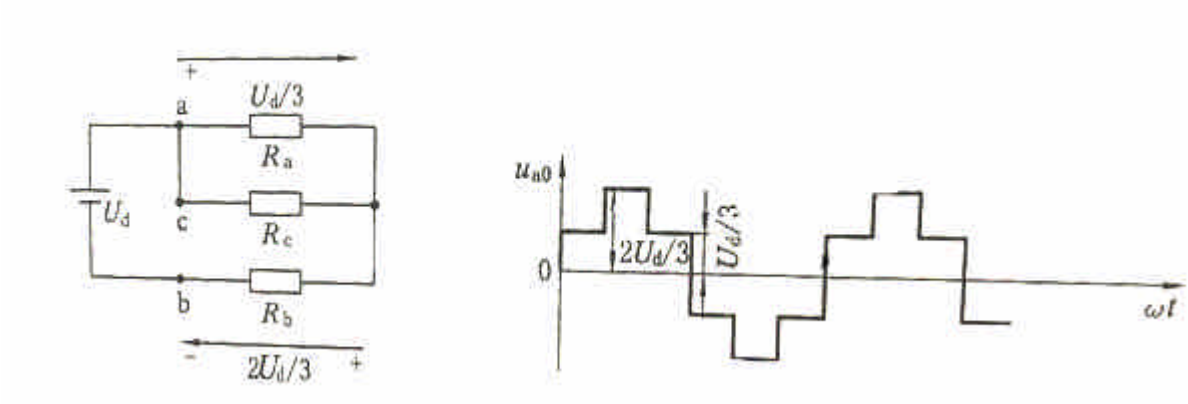


图 3-4 $0 < wt \le \frac{\pi}{3}$ 等效电路　图 3-5　负载 Y 形联接、负载中点不与直流电源中点联接时 a 相电压波形

1.2 三相电压型 SPWM 逆变器基本原理

在图 3-1 所示电路中，开关器件用 GTR、IGBT、MOSFET 等开关频率较高的功率器件。以 a 相桥臂为例，在 $0 < wt \le \pi$ 期间，对开关器件 S_1施加如图 3-6(b)所示脉宽调制驱动波形，开关器件 S_4驱动信号为零。在 $0 < wt \le 2\pi$ 期间，对功率器件 S_4施加如图 3-6(c)所示脉宽调制波形，而 S_1驱动信号为零，即将图 3-1 中 6 个功率器件驱动方波信号置换为每半周期 N 个脉冲宽度按正弦规律变化的系列方波信号，即可构成三相电压型 SPWM 逆变器。与方波逆变器不同之点是，在正弦波调制的半个周期内，方波逆变器是连续导通的，而 SPWM 逆变器要分别导通和关断 N 次。

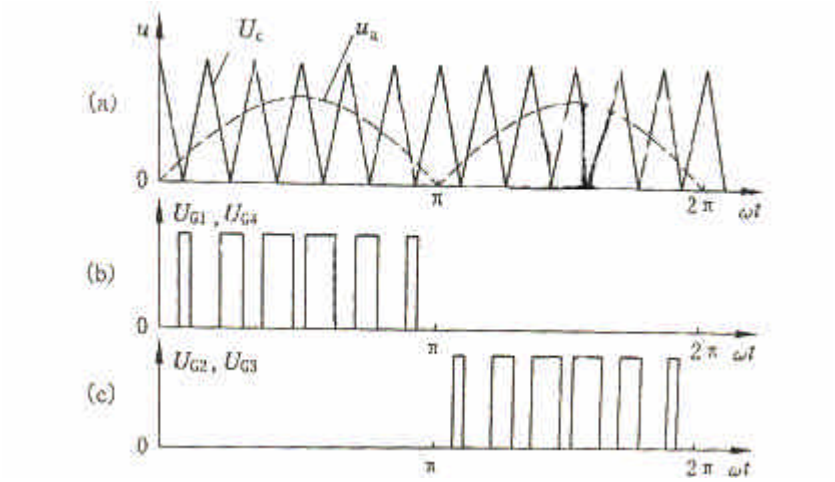


图 3-6　单极性 SPWM 逆变器的工作波形

在图 3-1 逆变电路中，假设三相负载按图所示为星形接法，星形中点 0 不与直流电压源中点联接，则逆变器输出相电压如图 3-7(a)所示。相电压为带有槽口的阶梯波，其槽口的宽度和系列脉冲的宽度均按正弦规律变化。线电压波形如图 3-7(b)所示，为分布在整个半周期内的脉宽调制波，其形状与驱动信号相同。线电压u_{ab}在相位上超前相电压$u_a 30^0$。当采用三角波作为载波，正弦波作为调制波时，由分析可知输出电压u_{ab}按图 3-6 所示相位，其傅立叶级数表达式形式相同。

1.3 SPWM 波形生成技术

在 3.1.2 中，分析了以三角波作为载波、正弦波作为调制波的单极性 SPWM 调制原理，给出了单相运行时输出电压波形。三角波和正弦波可以用模拟电路产生。然而，用模拟电路产生调幅调频的正弦波非常复杂。为此可采用分频器和开关电容滤波器或直接微机产生调制信号。如果将三角波换成锯齿波，也可得到单沿调制的单极性 SPWM 波形。本节介绍电压正弦 SPWM 的其他调制方法。

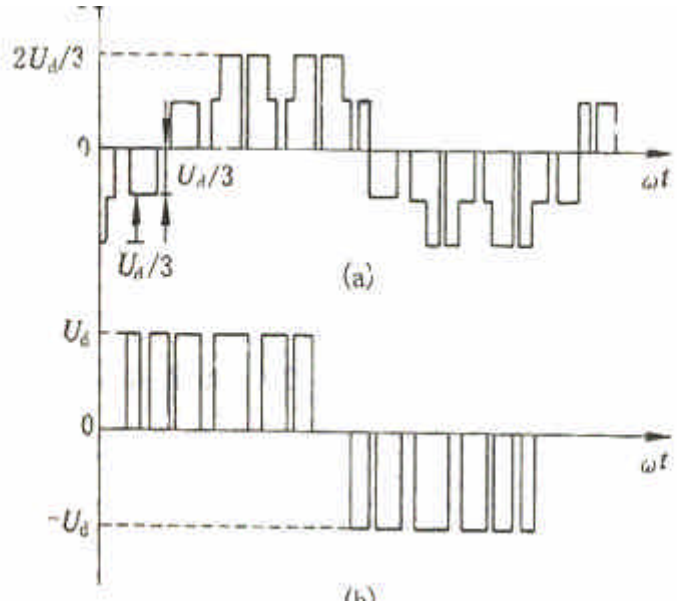


图 3-7　三相电压型 SPWM 输出电压

1.4 双极性调制及逆变器输出电压

图 3-8 给出了三角波作为载波，其峰值为 $2Uc$，即以等腰点为中性点、幅值为正 Uc 的对称三角波。图中 $u_m \sin wt$ 为 a 相输出电压基波。当采用图 3-1 所示三相逆变器拓朴，中性点 0 与直流电压中点相连时，其工作原理分析如下：在 $a < wt \le a_1$ 区间，a 相桥臂的上部元件 S_1 导通，在 a 相绕组上施加的相电压值为 $U_d/2$，宽度为 $a_1 - a_0$ 的方波。a_1 时刻 S_1 关断，下部功率元件 S_4 导通，a 相绕组上施加的相电压为幅值 $-U_d/2$，宽度为 $a_2 - a_1$ 的方波。在调制正弦波半周期（$0 < wt \le \pi$）中，S_1 和 S_4 分别导通和关断 $N/2$ 次。其中载波比 N 和调制系数 λ 分别被定义为

$$N = \frac{f_c}{f} \qquad (3\text{-}7a)$$

式中 f_c ——三角波频率；

f ——输出基波频率

$$\lambda = \frac{U_{rm}}{U_c} \qquad (3\text{-}7b)$$

式中 U_{rm} ——调制正弦波幅值；

U_C ——载波信号峰值

S_1 和 S_4 的交替互补通断，形成的输出 a 相电压如图 3-8(b)所示。

由图 3-8(a)可见，当正弦电压 $u_{a1} = u_m \sin wt$ 瞬时值大于三角波瞬时值时，功率元件 S_1 导通而 S_4 阻断，反之亦然。为了调节输出电压频率（基波频率），只需要调节调制波频率。为了调节输出电压幅度，只需调节调制波的幅度。注意，输出 a 相电压基波 u_{a1} 虽然和调制正弦波 u_r 具有相同的形式和频率，但其幅度却不相等，其幅度之比为

$$K = \frac{U_m}{U_{rm}} \qquad (3\text{-}8)$$

式中 U_m ——三角波信号峰值

比值 K 为功率开关放大器（逆变器）的电压放大倍数。按照式（3-7b）对调制

系数λ的定义知，在载波比 N 确定后，每半周脉冲个数随之确定，基准正弦调制波与三角波的交点时刻$a_1, a_2, \cdots, a_{2i-1}, a_{2i}, \cdots$随调制系数$\lambda$变化。从而使输出脉宽随$\lambda$

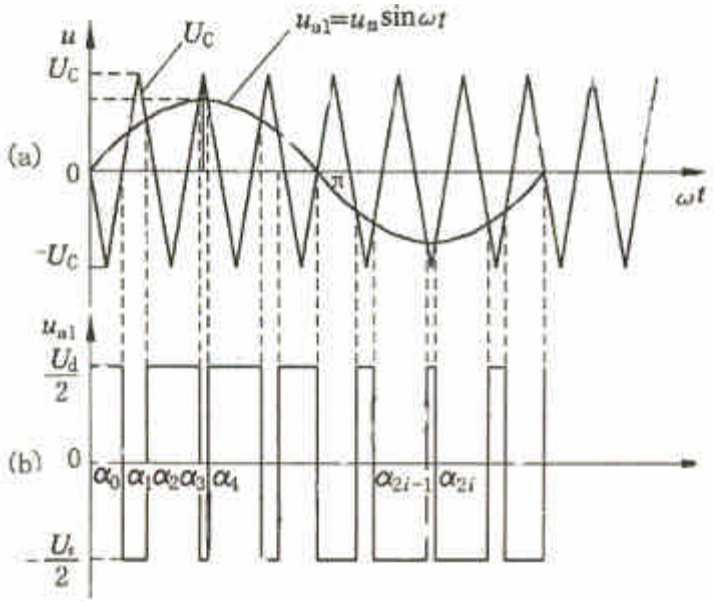


图 3-8　双极性 SPWM 调制

变化，达到了输出电压幅值调节的目的。

取 N 为奇数，则输出电压基波半周内脉冲电压个数$i=(N-1)/2$。根据图 3-8(b)所示波形，即

$$u_a(t)=\sum_{n=1}^{\infty} U_{mn} \sin nwt \qquad (3\text{-}9)$$

式中$U_{mn}=\frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} u_a(t)\sin nwtd(wt)$。

图 3-8(a)中$u_a(t)$可看作是一个幅值为$U_d/2$的矩形波加上一个幅值为$2\times U_d/2$的负脉冲列，该脉冲的起点和终点分别是$a_1, a_2, \cdots, a_{2i-1}, a_{2i}$，因此

$$U_{mn}=\frac{2}{\pi}\left[\int_0^{\pi}\frac{U_d}{2}\sin nwtd(wt)-\int_{a_1}^{a_2}2\times\frac{U_d}{2}\sin nwtd(wt)-\int_{a_3}^{a_4}2\times\frac{U_d}{2}\sin nwtd(wt)-\cdots-\right.$$

$$\left.\int_{a_{2i-1}}^{a_{2i}}2\times\frac{U_d}{2}\sin nwtd(wt)\right]=\frac{2U_d}{n\pi}\left[1-\sum(\cos na_{2j-1}-\cos na_{2j})\right] \qquad (3\text{-}10)$$

则 a 相电压为

$$u_a(t)=\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2U_d}{n\pi}\left[1-\sum_{j=1}^{i}(\cos na_{2j-1}-\cos na_j)\right] \qquad (3\text{-}11)$$

式中$n=1,3,5\cdots, i=(N-1)/2$。基波电压u_{a1}为

$$u_{a1}=\frac{2U_d}{n\pi}\left[1-\sum_{j=1}^{i}(\cos a_{2j-1}-\cos na_{2j})\right]\sin wt \qquad (3\text{-}12)$$

图 3-9 是三角波载波U_C、正弦调制波u_r和 PWM 输出波u_a的关系图，以三角波两个峰值之间为一个载波周期2π，取该周期中点，即三角波正峰值时刻为 wt 轴的零点。设在该周期内u_r和U_C的交点时刻分别为θ_1和θ_2，则 PWM 输出波u_a可表示为

$$u_a=\begin{cases}\dfrac{U_d}{2} & w_ct\le\theta_1 或 w\ge\theta_2\\ -\dfrac{U_d}{2} & \theta_1<w_ct<\theta_2\end{cases} \qquad (3\text{-}13)$$

式中 w_c——载波角频率

把u_a/U_d展开成傅立叶级数得

$$\frac{u_a}{U_d/2}=\frac{1}{2}a_0+\sum_{n=1}^{\infty}(a_n\cos w_ct+b_n\sin w_ct) \qquad (3\text{-}14)$$

式中

$$\left.\begin{aligned}a_n&=\frac{1}{n}\int_{-\pi}^{\pi}\frac{u_a}{U_d}\cos w_ctd(w_ct) \qquad (n=0,1,2,\cdots)\\ b_n&=\frac{1}{n}\int_{-\pi}^{\pi}\frac{u_a}{U_d}\sin w_ctd(w_ct) \qquad (n=1,2,\cdots)\end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}15)$$

将式（3-13）代入（3-15）可得

$$\left.\begin{aligned}a_0&=\frac{2}{\pi}(\pi+\theta_1-\theta_2)\\ a_n&=\frac{2}{n\pi}(\sin n\theta_1-\sin n\theta_2) \qquad (n=1,2,\cdots)\\ b_n&=\frac{2}{n\pi}(-\cos n\theta_1+\cos n\theta_2) \qquad (n=1,2,\cdots)\end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}16)$$

式（3-16）中的θ_1和θ_2在三角载波的各周期中是不同的，为了求出θ_1和θ_2的一般表达式，设正弦调制电压u_r的一般表达式为

$$u_r=\lambda\sin wt \qquad (3\text{-}17)$$

式中 λ——调制系数

由于根据式（3-7b）$\lambda=U_{rm}/U_c, U_{rm}=\lambda U_c$，在此处分析时取$U_c$=1，因此，

调制正弦波幅值$\lambda = U_{rm}$。

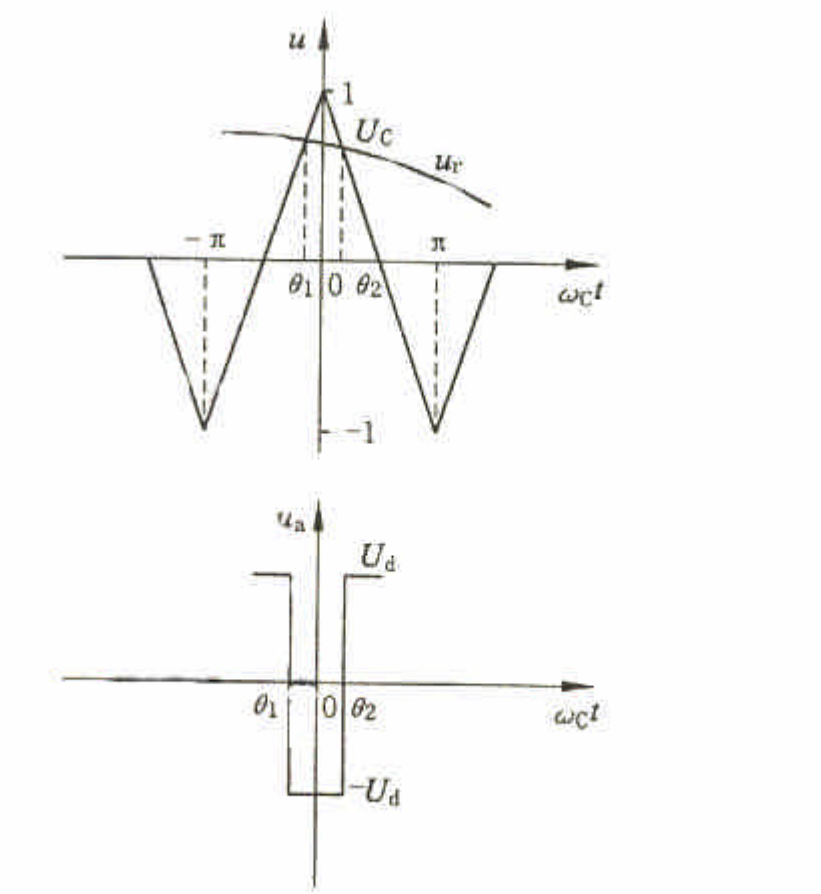


图 3-9　载波、调制波和 SPWM 输出波的关系

根据图 3-9，三角载波表达式为

$$u = \begin{cases} 1+\dfrac{2}{\pi}w_c t & -\pi \le w_c t < 0 \\ -1-\dfrac{2}{\pi}w_c t & 0 \le w_c t < \pi \end{cases} \qquad (3\text{-}18)$$

由于θ_1和θ_2是三角波与调制波瞬时值相等处（两函数交点处U_c=U_r时）的$w_c t$值，因此由式（3-17）和式（3-18）可得

$$\left.\begin{aligned} \theta_1 &= \frac{\pi}{2}(\lambda \sin wt - 1) \\ \theta_2 &= -\frac{\pi}{2}(\lambda \sin wt - 1) \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}19)$$

把上式代入式（3-16）中可得

$$\left.\begin{aligned} a_0 &= 2\lambda \sin wt \\ a_n &= \frac{4}{n\pi}\sin[\frac{n\pi}{2}(\lambda \sin wt - 1)] \\ b_n &= 0 \end{aligned}\right\} \quad (n = 1,2,\cdots) \qquad (3\text{-}20)$$

将式（3-20）代入式（3-14）得

$$\frac{u_a}{U_d/2} = \lambda \sin wt + \sum_{n=1}^{\infty}[\frac{4}{n\pi}(\lambda \sin wt - 1)]\cos nw_c t \qquad (3\text{-}21)$$

式（3-21）中的第一项即为 SPWM 输出波形中的基波分量，第二项为谐波，w_c 为载波对应的角频率。

在三相桥式 SPWM 逆变器中，各相输出端对直流电源中点的电压波形完全相同，只是相位上互差 120^0，设 a 相和 b 相输出端相对直流电源中性点（Y 形接法，三相负载中点与直流电源中点相联接）的相电压基波分量分别为 u_{a01} 和 u_{b01}，则

$$\frac{u_{a01}}{U_d/2} = \lambda \sin wt$$

$$\frac{u_{b01}}{U_d/2} = \lambda \sin(wt - 120^0)$$

则输出线电压基波分量

$$u_{ab1} = u_{a01} - u_{b01} = \sqrt{3} \times \frac{U_d}{2}\lambda \sin(wt + 30^0) \qquad (3\text{-}22)$$

由式（3-22）可以看到，当调制系数 $\lambda = 1$ 时，输出线电压基波最大幅值为 $(\sqrt{3}/2)U_d$，有效值为 （ 6/4）Ud, 即 0.612Ud ，对 380V 交流电机变频调速的应用则无法达到额定功率。

1.5 自然采样法

按照 SPWM 控制的基本原理，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。正弦波不同相位角时其值不同，因而与三角波相交所得的脉冲宽度也不同。另外，当正弦波频率变化或幅值变化时，各脉冲的宽度也相应变化，要准确生成 SPWM 波形，就应准确地算出正弦波和三角波的交点。

图 3-10 中取三角波的相邻两个峰值之间为一个周期，设三角波峰值为标么值 1，正弦调制波为 $u_r = \lambda \sin wt$，式中 λ 为调制系数，$0 \le \lambda \le 1$; w 为正弦调制信号的角频率。在三角载波的一个周期 T_c 内，其下降段和上升段各和正弦调制波有一个交点，图中的交点分别为 A 和 B。以正弦波上升段的过零为时间起始点，并设 A 和 B 所对

应的时刻分别为t_A和t_B。

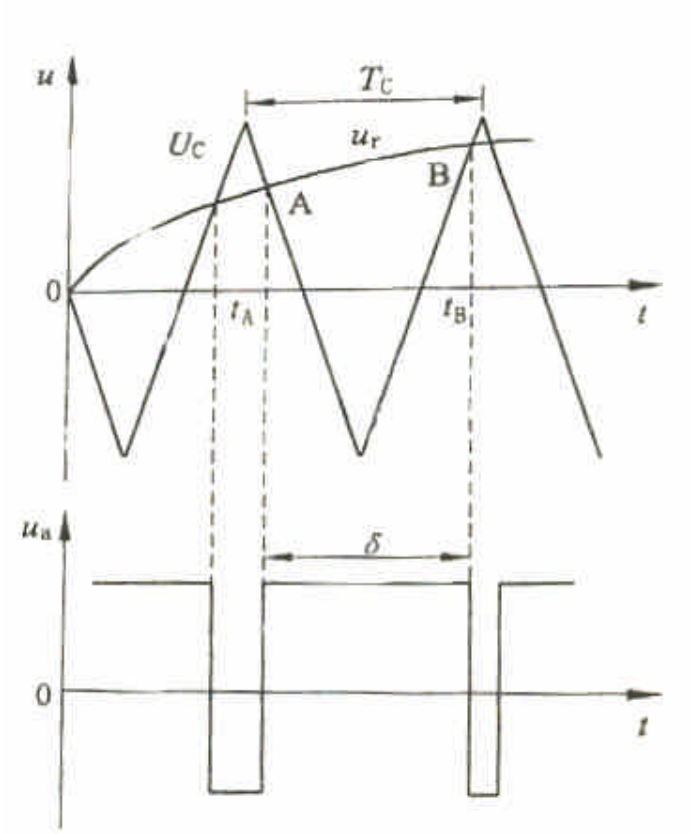


图 3-10 生成 SPWM 的自然采样法

如图 3-10 所示，在同步调制方法中，使正弦调制波上升段的过零点和三角波下降过零点重合并把该时刻作为坐标原点（wt=0）。同时，把该点所在的三角波周期作为正弦调制波内的第一个三角波周期，则第 n 个周期的三角波议程可表示如下：

$$U_c=\begin{cases}1-\dfrac{4}{T_c}\left[t-(n-\dfrac{5}{4})T_c\right] & (n-\dfrac{5}{4})T_c\le T<(n-\dfrac{3}{4})T_c\\ -1+\dfrac{4}{T_c}\left[t-(n-\dfrac{3}{4})T_c\right] & (n-\dfrac{3}{4})T_c\le T<(n-\dfrac{1}{4})T_c\end{cases} \tag{3-23}$$

式中 T_c——三角波周期

正弦调制波和第 n 个周期三角波的交点时刻t_A和t_B可分别按下式求得：

$$1-\frac{4}{T_c}\left[t-(n-\frac{5}{4})T_c\right]=\lambda\sin wt_A \tag{3-24}$$

$$-1+\frac{4}{T_c}\left[t-(n-\frac{3}{4})T_c\right]=\lambda\sin wt_B \tag{3-25}$$

在三角波周期T_c、调制系数λ和调制波角频率w给定后，即可由上式求得交点时刻

t_A和t_B，则第n个三角波周期对应的脉冲宽度为

$$\delta = t_B - t_A$$

（3-26）

在式（3-24）和式（3-25）中，t_A和t_B为未知数，因而求解这两个超越方程非常困难。这种方法在工程上直接应用不多，主要是要花费较多机进且难于实现控制中在线计算。

1.6 规则采样法

自然采样法是最基本的SPWM波形生成法，它以SPWM控制的基本原理为出发点，可以准确地计算出各功率器件的通断时刻，所得的波形很接近于正弦波，但是这种计算量过大，因而在工程上实际使用不多。规则采样法是一种应用较广的工程实用方法，它的效果接近于自然采样法，但计算量却远小于自然采样法。图3-11(a)采用锯齿波作为载波的规则采样法。由于锯齿波的一边是垂直的，因而它和正弦调制波交点时刻是确定的，所需的计算只是锯齿波斜边和正弦调制波的交点时刻，如图3-11(b)中的t_A使计算量明显减少。

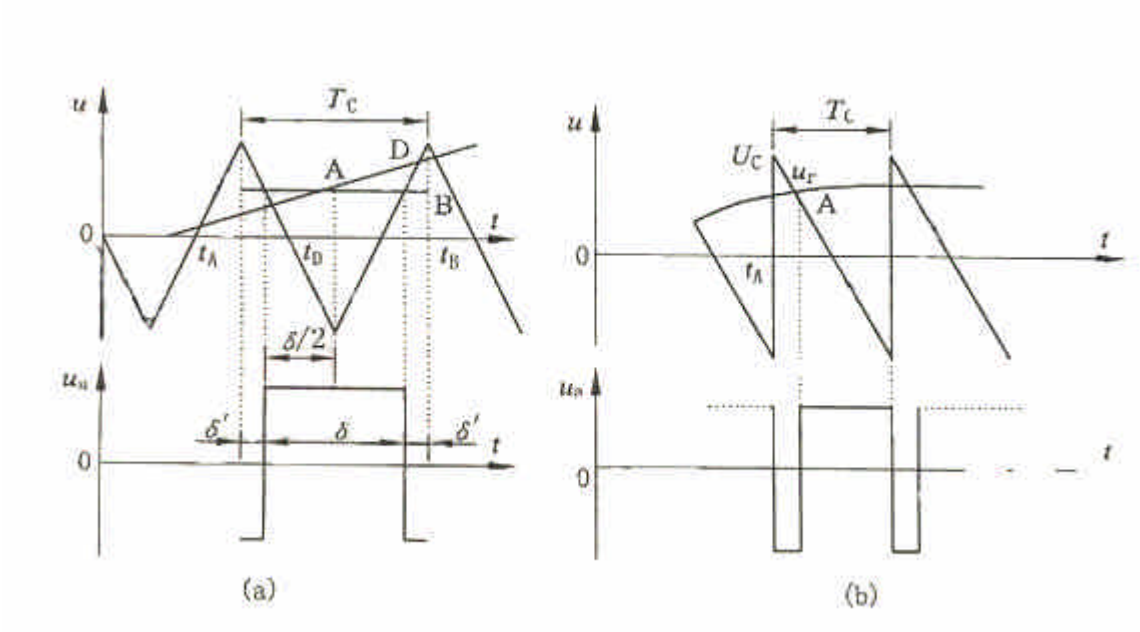


图3-11　分别采用锯齿波和三角波作载波的规则采样法

在自然采样法中，每个脉冲的中点并不和三角波中点（即负峰点）重合，规则采样法使两者重合，即使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点为对称，这样就使计算大为简化。图3-11(a)是这种方法的示意图。如图所示，在三角波的负峰时刻t_D对正弦调制波采样而得到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点的时刻t_A和B点的时刻t_B控制功率开关器件的通断。可以看出，用这种规则采样法所得到的脉

冲宽度δ和用自然采样法所得到的脉部宽度非常接近。从图 3-11(a)可得到如下几何关系：

$$\frac{1+\lambda \sin wt_D}{\delta/2}=\frac{2}{T_C/2}$$

因此得到 $\delta=\frac{T_C}{2}(1+\lambda \sin wt_D)$ (3-27)

式中 δ——脉冲宽度

t_D——三角波的负峰时刻

在三角波一周期内，脉冲两边的间隙宽度δ为

$$\delta=\frac{1}{2}(T_C-\delta)=\frac{T_C}{4}(1-\lambda \sin wt_D) \quad (3\text{-}28)$$

对于三相桥式逆变电路，应该形成三相 SPWM 波形，通常三角载波是三相公用的，三相正弦调制依次相差 120^0 相位。设在同一三角波周期内三相的脉冲宽度分别为δ_a、δ_b、δ_c，其间隙宽度分别为δ_a'、δ_b'、δ_c'，由于在同一时刻三相正弦调制电压之和为零，故由式（3-27）有

$$\delta_a+\delta_b+\delta_c=\frac{3}{2}T_C \quad (3\text{-}29)$$

式中 δ_a、δ_b、δ_c——同一三角波周期内三相的脉冲宽度

同理，由式（4.65）有

$$\delta_a'+\delta_b'+\delta_c'=\frac{3}{4}T_C \quad (3\text{-}30)$$

利用式（3-29）和式（3-30）可简化生成三相 SPWM 波形的计算量。实际上，三相 SPWM 波形之间有严格的互差 120^0 的相位关系，只需计算出一相波形或调制波半个周期的波形，采用移相的方法可得到所有三相 SPWM 波。采用这种方法时，需要在单片机外围设置临时存放数据的缓冲器。

1.7 消除有限次谐波的 PWM 调制方法

采用图 3-12 所示的单极性调制方法，如果半周期脉冲个数太少，则前述的各种调制方法输出波形都会有大量谐波。对 GTO 这样的大功率低频可开关器件，发挥不出 PWM 方式运行的优点。为了构造低开关频率、优良输出性能的逆变器，可采用下面介绍的有限次谐波消去法。

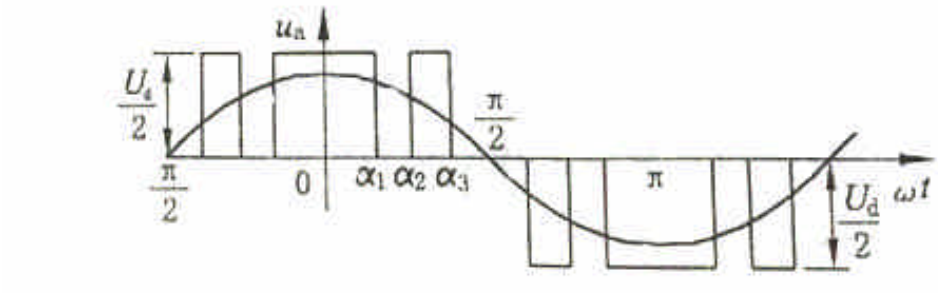


图 3-12 单极性调制输出电压

图 3-12 为三相单极必 SPWM 逆变器输出 a 相电压波形。假定半个周期内仅有 3 个矩形脉冲，适当的选取脉冲相位角α_1、α_2和α_3，可以消除 5 次及 7 次谐波。根据图 3-12 所取时间坐标原点，傅立叶级数形式表示的 a 相输出电压为

$$u_a(t)=\frac{2U_d}{n\pi}[\sin(na_1)-\sin(na_2)+\sin(na_3)]\cos nwt \qquad (3\text{-}31)$$

式中 $n=1,3,5,7,\cdots$

由于上式是在三相 Y 形接法有中线情况下推出的，负载线电压及电流中含 3 次及 3n 次谐波，因此对运行影响最严重的是 3 和 5 次谐波。如果要求逆变器输出基波最大值为u_{a1m}，要求消除 3 次及 5 次谐波，由式（3-31）可得

$$u_{a1m}=\frac{2U_d}{n\pi}(\sin a_1-\sin a_2+\sin a_3)$$

$$u_{a3m}=\frac{2U_d}{5\pi}(\sin 3a_1-\sin 3a_2+\sin 3a_3)=0$$

$$u_{a5m}=\frac{2U_d}{7\pi}(\sin 5a_1-\sin 5a_2+\sin 5a_3)=0$$

求解上述方程确立α_1、α_2、α_3的相位，即可消去 3 次及 5 次谐波。假定输出电压半周期有 9 个脉冲，即可根据式（3-31）列出 9 个平衡方程。除确立所需基波幅值的方程外，可同时消去 3，5，7，9，11，13，15 次谐波。

但是必须注意到，一组开关角只对应一个基波幅值，在频率电压协调控制时，其计算量也是非常大的。如果负载要求的基波电压幅值恒定（或变化不大），这种方法还具有很大的优点，可采用输出功率大的 GTO 构成低开关频率 SPWM 逆变器，其开关损耗也比较小。

采用图 3-13 所示的双极性调制时，输出 a 相电压u_a的傅立叶级数形式为

$$u_a=\frac{2U_d}{n\pi}[1-2\sum_{i=1}^{4}(-1)^i\cos na_i] \qquad (3\text{-}32)$$

利用式(3-32)，对于负载 Y 形接法且中线与直流电源中点相联接情况下，可消除 3,5,7,9 次谐波。注意图 3-13 中，$a_1'=\pi-a_1, a_2'=\pi-a_2, a_3'=\pi-a_3, a_4'=\pi-a_4$。

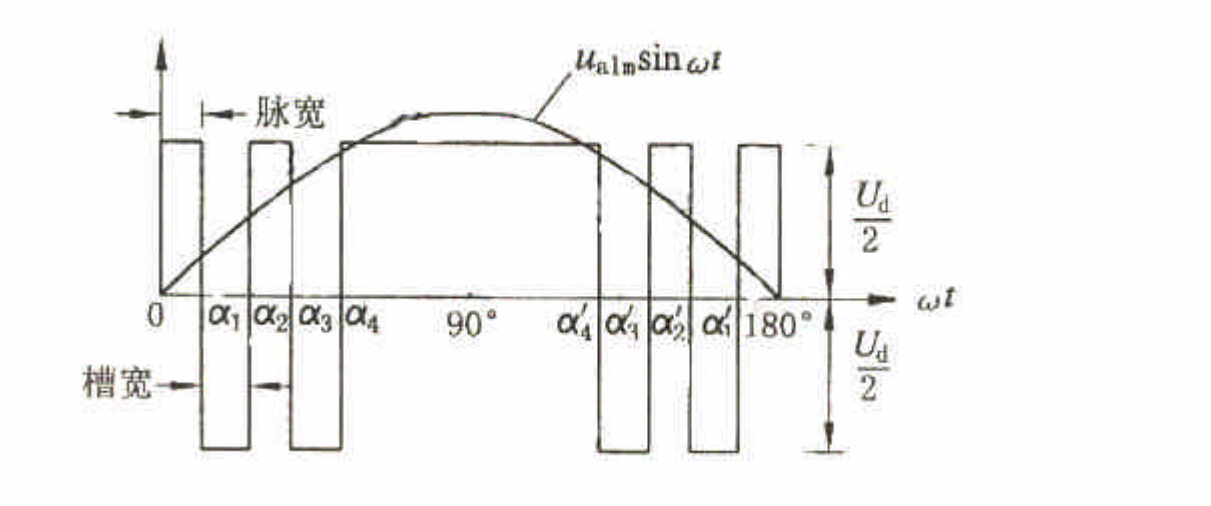


图 3-13　双极性调制输出电压

对于 Y 形联接的三相对称负载，其输出相电压和线电压如图 3-7(a)和(b)所示。其输出相电压的傅立叶级数表达式是非常复杂的，后面将详细分析。

该方法的另一显著特点是可提高直流电压利用率，在确定基波的方程中，基波最大值可按负载要求大于方波高度$U_d/2$。在分析三有波调制方法时，式（3-22）给出的合成线电压表明电压利用率只有$0.866U_d$，是因为调制系数$\lambda=1$时，基波幅值等于$U_d/2$。在谐波消去法中，令$u_{a1m}=1.2(U_d/2)$，则可保证U_d百分之百的利用。

1.8　过调制问题

提高 SPWM 逆变器对直流电源的利用率，使电网电压经三相不控整流产生的直流电压源U_d，在逆变后仍能产生基波有效值为 380V 的线电压，保证设备达到额定工作状态，这是对逆变器的一个基本要求，前面介绍的各种调制方法，除谐波消去法外，电压利用率只有 0.612Ud，为了解决这一问题，一般采用的方法是在正弦调制信号中叠加 3 次谐波。叠加后的调制信号如图 3-14 所示，其合成波形u_r为鞍形波，可表示为

$$u_r = u_{rm}\sin wt + a_3 u_r \sin 3wt \qquad (3\text{-}33)$$

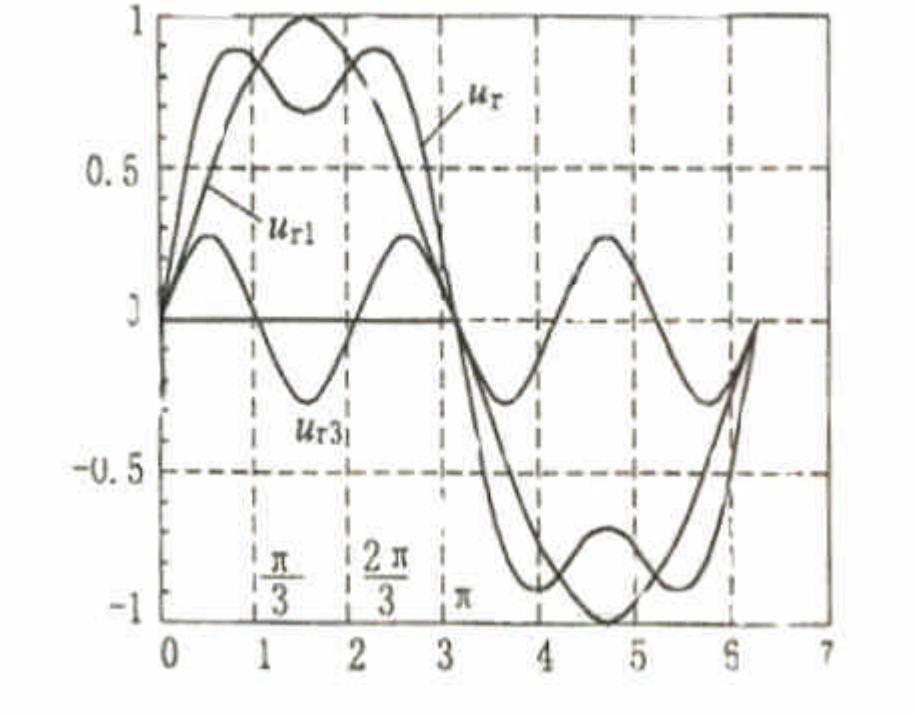


图 3-14　叠加 3 次谐波的调制信号

取载波峰值$U_{cm}=U_{rm}$,在$\frac{\pi}{3}\le wt\le\frac{2\pi}{3}$区间，其调制系数$\lambda$为

$$\lambda=\frac{U_{rm}-a_3}{U_{cm}} \qquad (3\text{-}34)$$

在式（3-34）中，当$a_3=0.2,\lambda=1$时，调制波中u_r的幅值u_{rm}可达到$1.2(U_d/2)$。而 3 次谐波在三相负载无中线系统中相互抵消，使三相交流异步电机这样的负载可达到额定功率。

2、三相电流型逆变器

上节所讨论的逆变电路中的输入直流能量由一个稳定的电压源提供，我们称之为电压源逆变器，其特点是逆变器在脉宽调制时的输出电压的幅值等于电压源的幅值，而电流波形取决于实际的负载阻抗。

根据电工理论的对偶原理，与之相对偶的是电流源逆变器，电流源逆变器的直流输入电源是一个恒定的直流电流源，需要调制的也就是电流，若一个矩形电流注入负载，电压波形则是在负载阻抗的作用下生成的，其基波频率由开关序列决定，完全和电压源逆变器类似。

在电流源逆变器中，有两种不同的原理可用于控制基波电流的幅值，较常用的是直流电流源的副值变化法，这种方法使得交流侧的电流控制简单，另外一种方法

是用脉宽调制来控制基波电流。

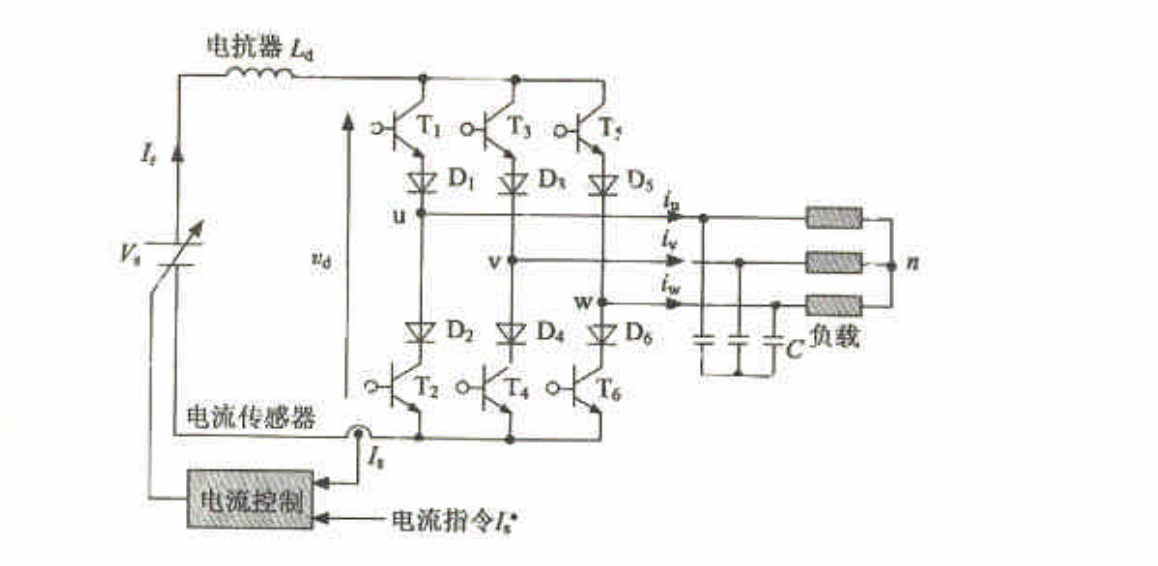
电流源型逆变器非常适合应用于并网型应用，特别是在太阳能风力并网发电系统中，电流源逆变器有着独特的优势，电流源型逆变器（图 3-）有如下特点：

① 直流侧接有较大的滤波电感；

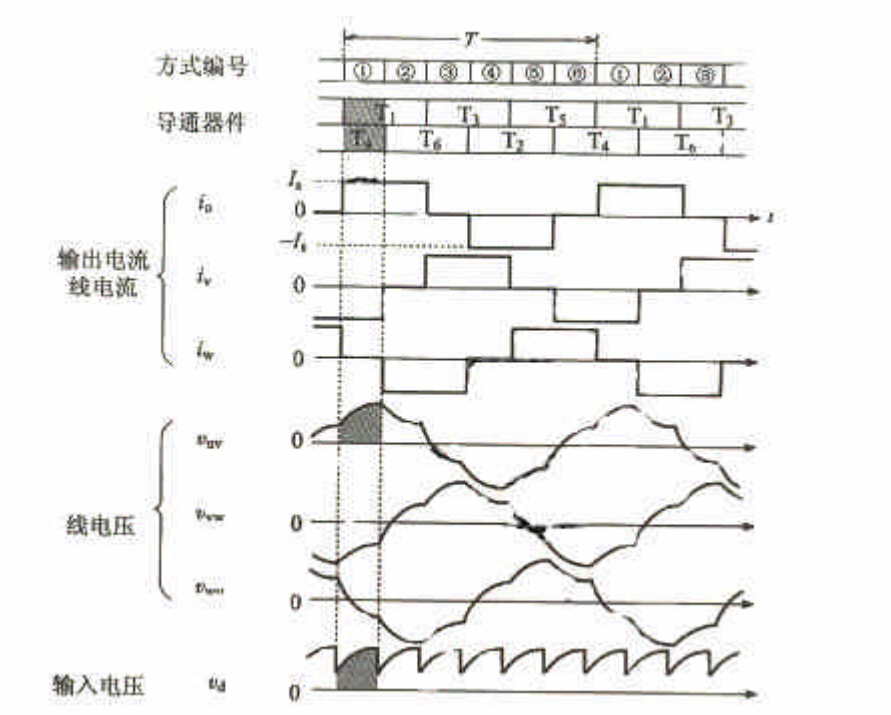
② 当负载功率因数变化时，交流输出电流的波弄不变，即交流输出电流波形与负载无关；

③ 在逆变器的桥式电路中，与功率开关元件串联的是反向阻断二极管。

图 3- 15 所示为三相电流型逆变器电路。该逆变器与三相电压型逆变器的情况相同，是由三组上下一对开关构成，但开关动作的方法与电压型的不同。在直流侧串联连接了电抗器L_d，以便能够减小直流电流I_s的脉动，而与逆变器的开关动作无关，所以在开关切换时，也必须保持电流连续。因此，如图 6、7（b）所示，在上边三个开关T_1、T_3、T_5中的 1 个及下边三个开关T_2、T_4、T_6中的 1 个，均按每隔 1 个周期的 1/3 期间分别流过电流I_s。为此，输出电流波形为高度是I_s的 120°通电的方波。另外，在负载是感性负载时，为了在电流急剧变化时不产生过渡电压（浪涌电压），在逆变器的输出端也并联电容器。



a)



b)

图 3-15 三相电流型逆变器及其工作波形

结果，电流型逆变器的输出电压变化缓慢，与输出电流相比，波形的畸变较小。在逆变器的输入侧，出现开关导通相的线电压。在图 3-15（b）中，逆变器在 1 个周期内切换 6 次，所以输入电压 v_d 以输出频率的 6 倍频率脉动。从以上各点来看，可以说，电流型逆变器是与电压型逆变器相对应的电路。

电流型逆变器的电源即直流电流源是利用可变电压的电源通过电流反馈控制来实现的。该电源通常采用第 4 章叙述的他激式正变换器或者后述的自激式正变换器。但是，仅仅用电流反馈，不能减小因开关动作形成的逆变器输入电压 v_d 的脉动而产生的电流脉动，所以，要与电源串联电抗器 L_d。

这里，若注意一下电流型逆变器的各个开关，则发现流过开关的电流是单方向的（零或者正），但加在开关上的电压是双向的（正负）。例如，在方式①（T_1、T_4 导通）期间，在 $T_5 + D_5$ 开关上所加的电压为 $v_{uw} = -v_{wu}$，但该电压在期间的最初为负。因而作为开关必须采用具有反向耐压的功率半导体器件。现在，在半导体开关元件中，虽已经能生产具有反向耐压且开关速度较快的元件，但与无反向耐压的元件相比，特性方面较差，所以不那么生产。因此，电流型逆变器的开关，如图 3-15（a）所示，采用与晶体管（其它的自关断型元件也可以）串联二极管的形式。

四、带高频环节逆变技术

1、概述

前面章节所述的逆变器主电路拓朴结构，都采用了工频变压器作为逆变器主电路功率开关元件输出与负载电压的匹配和隔离，这种工频逆变技术具有功率可双向流动、可靠简单、高效率、无直流分量输出等优点，但由于工频变压器的存在，往往逆变器的功率密度小、体积大、笨重，在小功率场合往往使用很不方便，而高频环节逆变技术用高频变压器替代了工频变压器，具有体积小，重量轻、价格低廉等优点。

具有高频环节逆变器的主电路拓朴结构如图 4-1 所示，低压的直流电源经过高频逆

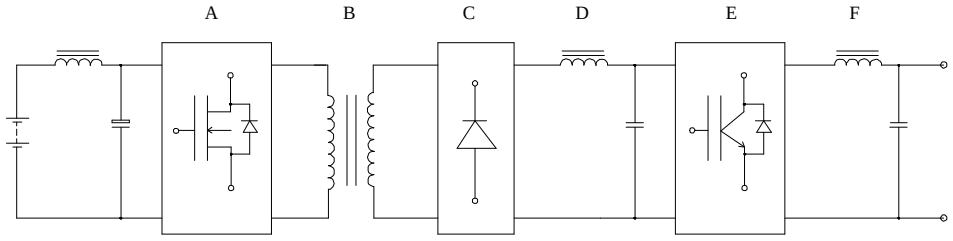


图 4-1 具有高频环节的逆变器主电路拓朴结构

变电路 A 变成高频交流电，高频交流电能通过高频升变压器 B 升成一特定的高频交流电力，再经过高频整流电路 C 变成高频脉动的直流，经过高中频从滤波器滤成直流，再经过低频逆变器 E 和低通滤波器后得到所需的工频交流电力，图中 A、B、C、D 构成一个隔离升压型的 DC/DC 变换器，E、F 构成一个不隔离工频逆变器，因此具有高频环节的逆变器实质上是 DC-DC 变换器和后级不隔离 DC-AC 变换器的串联。

2、高频 DC-DC 变换器

2.1.不隔离型直流斩波器

直流变换装置是使用半导体阀器件以很高频率将直流电反复开通关断，中间不经过交流环节而进行变换的装置，称为直流直接变换电路或直流斩波器。

本节阐述直流斩波电路，这种电路不使用变压器仅靠高频的开通关断动作将某一数值的直流电压直接变换为另一不同数值的直流电压。

根据输入和输出之间连接的开关器件、二极管、电抗器等位置的不同，可以构成三种斩波电路：①降压斩波器，②升压斩波器，③升降压斩波器（反极性斩波器）。如图 4-2 所示，如果设 U 为电源，V 为负载，就构成了后面要分析的图 4-5 所示的降压斩波器；如果令 W 为电源，U 为负载，则成为图 4-13 所示的升压斩波电路；如果令 W 为电源，V 为负载，则成为图 4-22 所示的升降压斩波电路。

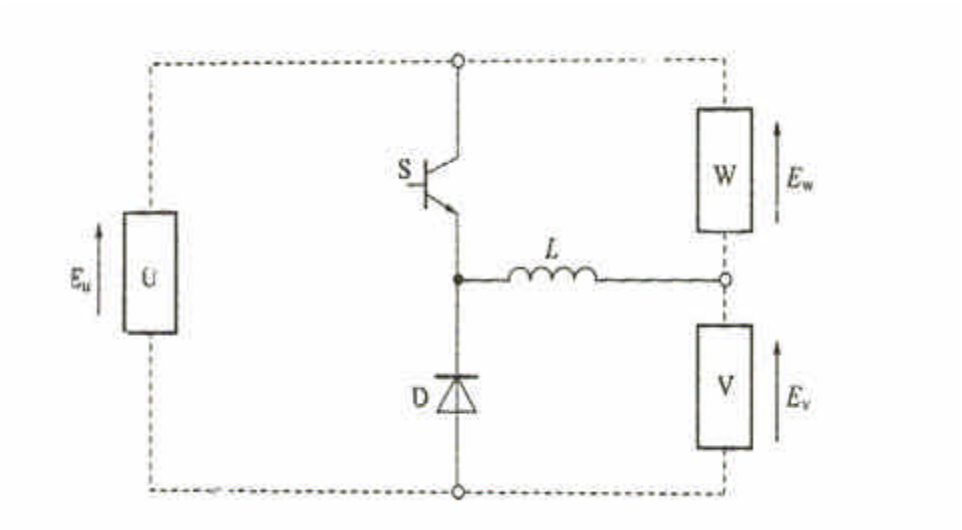


图 4-2 斩波电路结构

2.1.1 降压斩波电路

下面分析图 4-3 所示的负载为电阻时降压斩波电路的工作原理。开关 S 以高速、高频率反复使电流开通关断。负载上仅在 S 闭合期间t_{on}加有电源电压E_d，当 S 断开期间t_{off}电压为 0。负载 R 的端电压e_R和流过 R 的电流i_R的波形分别如图 4-4(a)、(b）所示，R 的平均电压E_{ave}随 S 的导通关断比率而变化。即有

$$E_{ave} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} E_d = \frac{t_{on}}{T} E_d = dE_d \qquad (4\text{-}1)$$

式中 E_{ave}—— R 的平均电压

T——开关周期

t_{on}——导通时间

t_{off}——关断时间

改变t_{on}/T，可以使负载的平均电压从 0 到电源电压E_d连续变化。降压斩波器的输出电压比输入电压还小。d是开关闭合时间t_{on}相对于开关周期 T 的比率，即

$$d = t_{on}/T \qquad (4\text{-}2)$$

称之为通电率（也称导通占空比）。d和E_{ave}成正比关系。

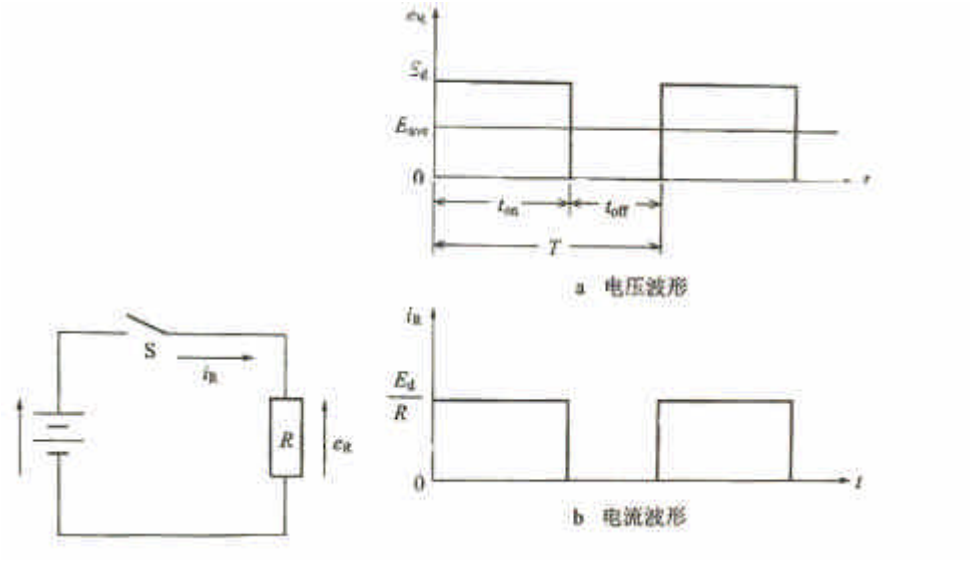


图 4-3　降压斩波原理图　　图 4-4　电阻负载下的电压电流波形

负载电流i_R的平均值I_R为：

$$I_R = dE_d / R \qquad (4\text{-}3)$$

此时，从电源流出来的平均电流I_d也和上式一样。

实用上采用如图 4-5(a)所示的电路，即开关 S 用半导体阀器件，进行高速、高频度开通和关断，通常为了使电流波形光滑，接上电抗器 L，而且还加上电容 C。当 S 关断时，为了将电抗器 L 上积蓄的能量释放出来，接上续流二极管D_f。此外可以考虑负载是直流电动机或蓄电池等。

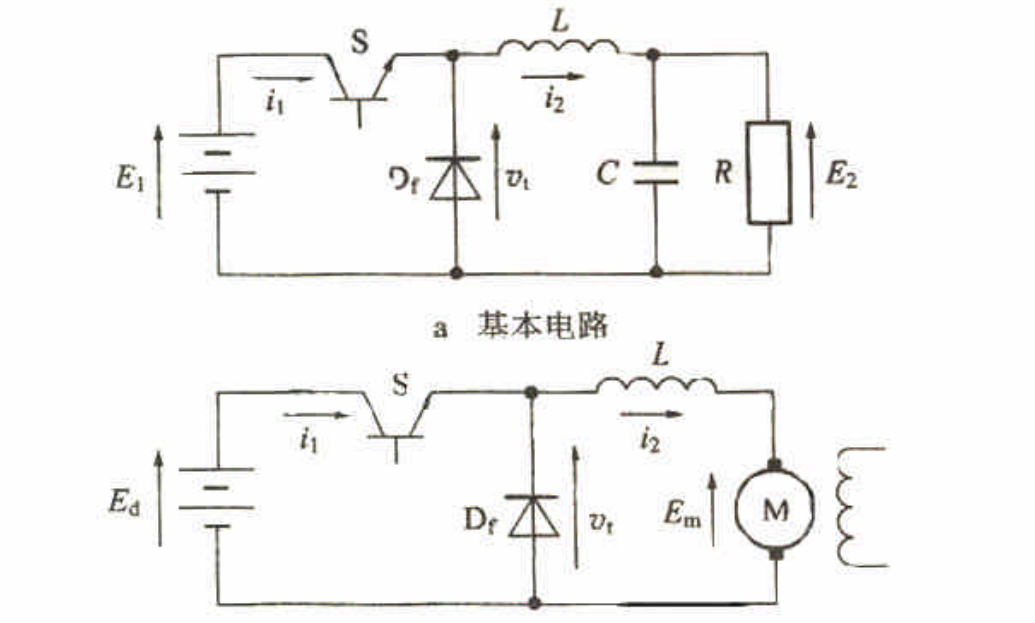


图 4-5 降压斩波电路

假定负载为直流电动机，具有反电E_m，如图 4-5(b)所示，其等效电路可以用图 4-6 和

图 4-7 来表示，对于没有反电势的电路，只要令$E_m=0$即可。

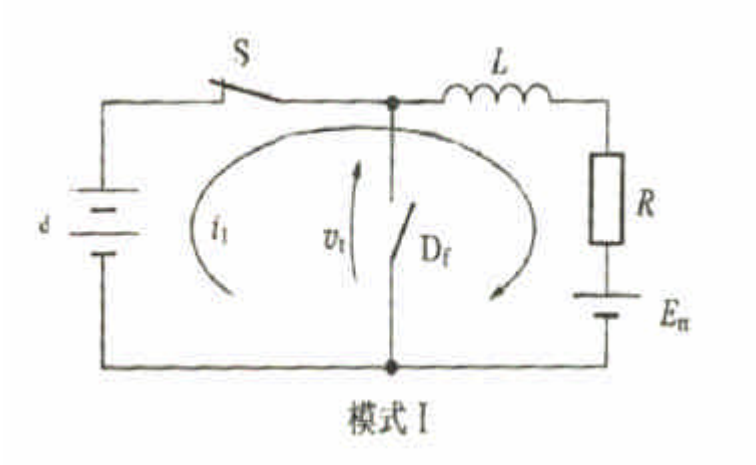


图 4-6 降压斩波电路（开关 S 导通的等效电路）

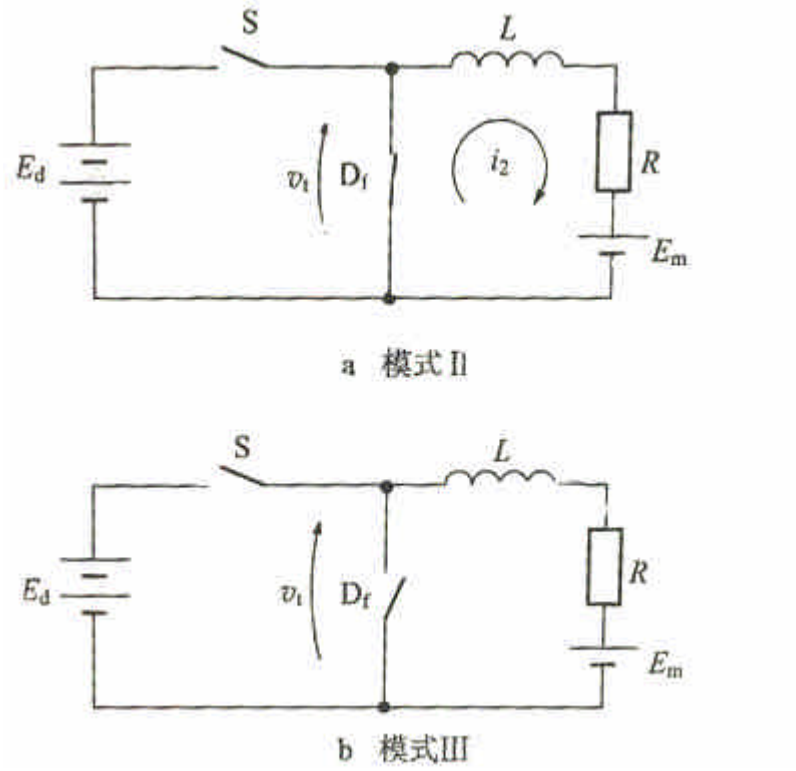


图 4-7 降压斩波电路（开关 S 关断的等效电路）

开关 S 导通时，如图 4-6 模式 I 所示，负载上加有电源电压E_d，电抗器电流逐步增大。一旦 S 关断，如图 4-7(a)模式 II 所示，由于积蓄在电抗器 L 上的能量要释放出来，电抗器的电流通过续流二极管D_f并逐步减小。当电抗器 L 中积蓄的能量全部放完时，电抗器电流为 0，动作模式如衅 7.3(b)模式III所示。动作模式分电流连续动作和电流不连续动作两种，前者是在电抗器电流为 0 之前又使 S 开通(重复着模式 I—模式 II)，后者是在电抗器电流为 0 后才使 S 开通（重复着模式 I—模式 II—模式III)。为了减小负载电流的脉动，一般多采用电抗器电流连续模式。

先假定 S 导通，则由图 4-6 所示的等效电路有下式成立：

$$L\frac{di_1}{dt}+Ri_1+E_m=E_d \tag{4-4}$$

式中 R——包括直流电动机及串联电抗器在内的负载的所有电阻分量

E_d——负载上的有电源电压

设电流的初始值为I_{10}，解式(4-4)得

$$i_1=I_{10}e^{-t/r}+\frac{E_d-E_m}{R}(1-e^{-t/r}) \tag{4-5}$$

式中 $\tau=L/R$。

然后关断 S，则由图 4-7(a)所示的等效电路有

$$L\frac{di_2}{dt}+Ri_2+E_m=0 \tag{4-6}$$

设电流的初始值为I_{20}，解上式得

$$i_2=I_{20}e^{-t/r}-\frac{E_m}{R}(1-e^{-t/r}) \tag{4-7}$$

图 4-8 和图 4-9 表示续流二极管D_f两端的电压波形v_t及电流i_1,i_2的波形。在电感电流不连续动作模式下，$I_{10}=0$。

（1）电感电流连续动作模式　　下面分析电感电流连续的情况。在式(4-5)中，当$t=t_{on}$时，$i_1=I_{20}$，而式(4-7)中，当$t=t_{off}$时，$i_2=I_{10}$，所以有

$$I_{20}=I_{10}e^{-t_{on}/r}+\frac{E_d-E_m}{R}(1-e^{-t_{on}/r}) \tag{4-8}$$

$$I_{10}=I_{20}e^{-t_{off}/r}-\frac{E_m}{R}(1-e^{-t_{off}/r}) \tag{4-9}$$

由上述两式求I_{10}及I_{20}，得

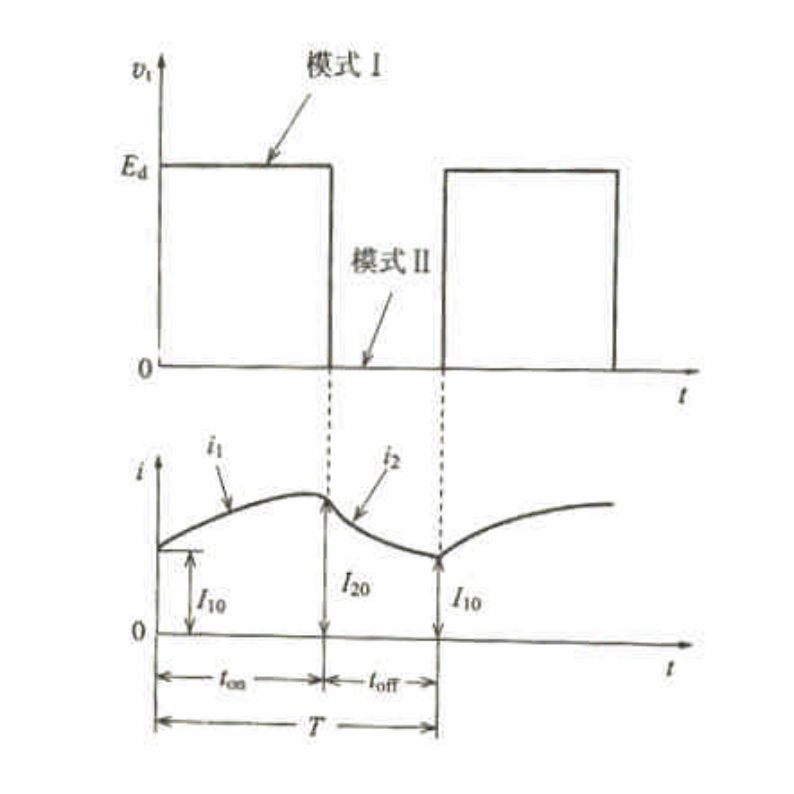


图 4-8　连续动作的电压电流波形

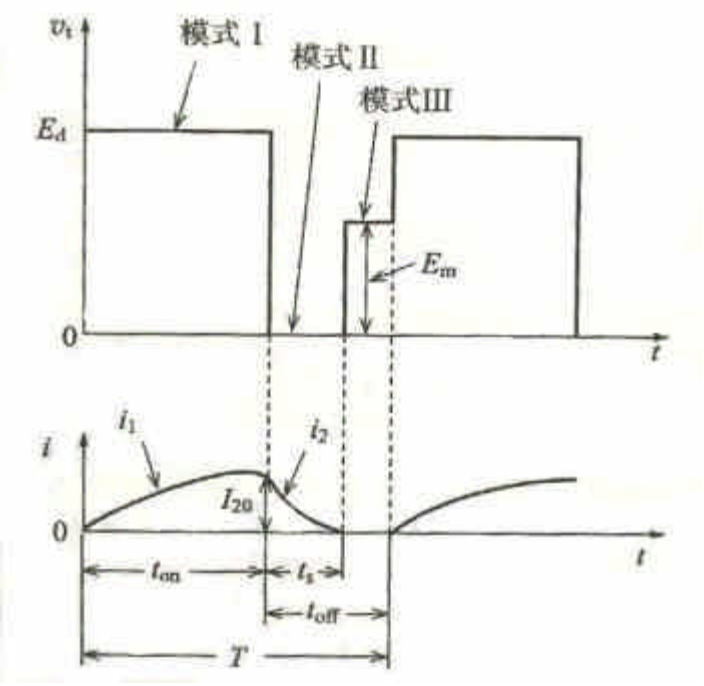


图 4-9　不连续动作的电压电流波形

$$I_{10}=\frac{e^{t_{on}/r}-1}{e^{T/r}-1}\frac{E_d}{R}-\frac{E_m}{R}=[\frac{e^{dp}-1}{e^{p}-1}-\xi]\frac{E_d}{R} \tag{4-10}$$

$$I_{20}=1-\frac{e^{-t_{on}/r}}{e^{-T/r}}\frac{E_d}{R}-\frac{E_m}{R}=[\frac{1-e^{-dp}}{1-e^{-p}}-\xi]\frac{E_d}{R} \tag{4-11}$$

令式中

$$\rho=T/\tau \tag{4-12}$$

式中 $\tau=L/R$

$$\xi=E_m/E_d \tag{4-13}$$

则有

$$\frac{t_{on}}{\tau}=\frac{t_{on}}{T}\cdot\frac{T}{\tau}d\rho \tag{4-14}$$

式中 d——占空比

且I_{10}和I_{20}分别为负载电流瞬时值的最小值和最大值。将式(4-10)和式(4-11)用泰勒展开式的一次式近似，则有

$$I_{10}=I_{20}\approx[d-\xi]\frac{E_d}{R} \tag{4-15}$$

它表示滤波电感 L 为无穷大，如图 4-10 所示，当负载电流完全光滑时表示平均负载电流I_2，即

$$I_2=[d-\xi]\frac{E_d}{R}=\frac{dE_d-E_m}{R} \tag{4-16}$$

由式(4-16)可以得到如图 4-11 所示的以平均值表示负载电流的等效电路。后面还会知道，降压斩波器等效于将电源电压下降到dE_d后提供给负载。

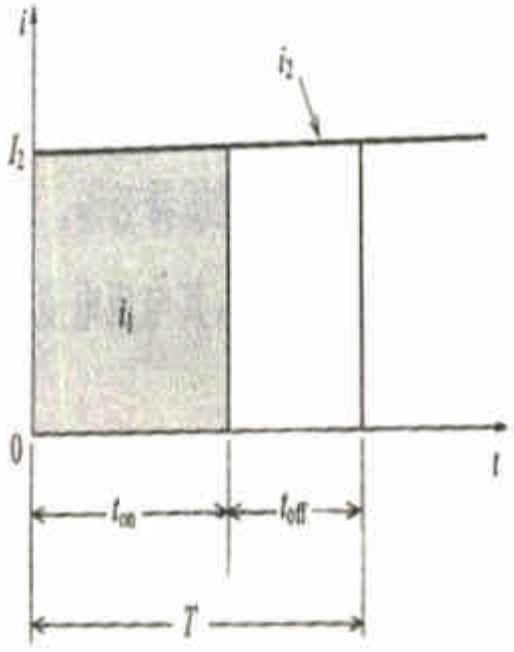


图 4-10 降压斩波电路的电流波形($L \to \infty$)

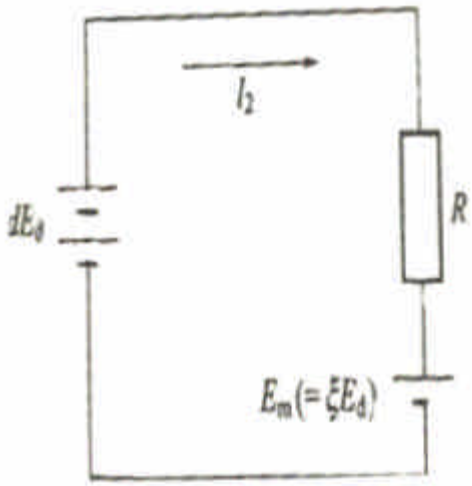


图 4-11 以平均值表示的降压斩波器的等效电路

斩波器输出电压的平均值E_{ave}也可以从图 4-8 所示的电压波形求得,与电阻负载时一样,有

$$E_{ave} = \frac{t_{on}}{T} E_d = dE_d \qquad (4\text{-}17)$$

因为稳态时一周期内 L 的平均电压为 0,所以负载电阻 R 两端的电压平均值E_2等于E_{ave}。

而且，式(4-16)的关系可以按下面方法简单求得。当 S 导通时，由电源提供的能量为$E_d I_2 t_{on}$；另一方面，因为负载侧在 T 时间内连续流有电流，所以负载侧消耗的能量为$RI_2^2 T + E_m I_2 T$。因此有

$$E_d I_2 t_{on} = RI_2^2 T + E_m I_2 T \qquad (4\text{-}18)$$

式中 I_2——负载上的电流

两边除以I_2T，得

$$\frac{t_{on}}{T}E_d = RI_2 + E_m \tag{4-19}$$

$$dE_d = RI_2 + E_m \tag{4-20}$$

结果与式(4-16)一样。

再看从电源E_d流出的电流的平均值I_1，设负载电流完全平滑，则由图 4-10 知道

$$I_1 = \frac{t_{on}}{T}I_2 = dI_2 \tag{4-21}$$

比负载电流小。由此有

$$E_d I_1 = dE_d I_2 = E_{ave} I_2 = E_2 I_2 \tag{4-22}$$

式中 E_{ave}——斩波器输出电压的平均值

因为输入和输出功率相等，所以降压斩波器作为直流变压器工作。

（2）电感电流不连续动作　电感电流不连续时，其电压电流波形如图 4-9 所示，令式(4-8)中$I_{10} = 0$，可求得I_{20}。

式(4-7)中，当$t = t_s$时，$i_2 = 0$，从而可求得i_2的持续时间t_s为：

$$t_s = \tau \ln[\frac{1-(1-\xi)e^{-d\rho}}{\xi}] \tag{4-23}$$

式(4-23)中，$t_s = t_{off}$时是电感电流连续动作和不连续动作的临界时间，因此有

$$\xi = \frac{e^{d\rho}-1}{e^{\rho}-1} \tag{4-24}$$

图 4-12 表示式(4-24)的关系。

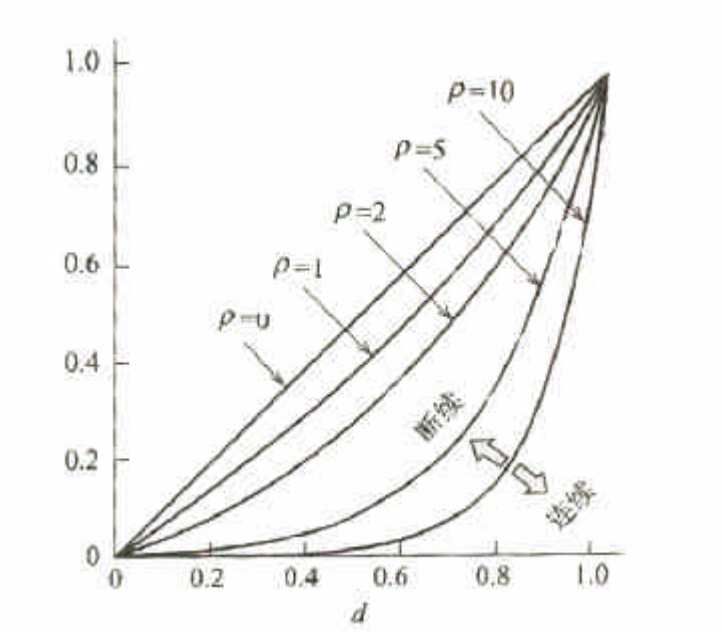


图 4-12　负载电流连续、不连续的边界条件

电感电流不连续动作时，一旦电感的电流终止，电路的等效电路如图 4-7(b)的模式Ⅲ所示，斩波器的输出电压，即续流二极管 D_f 两端的电压为 E_m。因此，斩波器输出电压 v_t 的平均值 E_{ave} 为：

$$E_{ave}=\frac{t_{on}E_d+(T-t_{on}-t_s)E_m}{T}=\left[d+(1-\frac{t_{on}+t_s}{T})\xi\right]E_d \qquad (4\text{-}25)$$

E_{ave} 的大小除了与通电率 d 有关外，还取决于负载电压 E_m。

负载电流的平均值 I_2 为

$$I_2=\frac{1}{T}\left[\int_0^{t_{on}}i_1dt+\int_0^{t_s}i_2dt\right]=\left[d-\frac{t_{on}+t_s}{T}\xi\right]\frac{E_d}{R} \qquad (4\text{-}26)$$

2.2.2升压斩波电路

图 4-13 所示为升压斩波电路。图 4-13(a)是原理图，当开关 S 导通时，电感 L 上积蓄能量，S 关断时，电感积蓄的能量以及从电源来的能量同时提供给负载。假定 L 充分大，流经 L 的电流为恒定值 I_1，当 S 导通时，假定 S 的导通时间为 t_{on}，则 L 中积蓄的能量为 $E_1I_1t_{on}$。然后关断 S，假定 C 充分大，输出电压为恒定值，S 的关断时间为 t_{off}，则释放到负载的能量为 $(E_2-E_1)I_1t_{off}$。稳态时上述两者必须相等，所以有

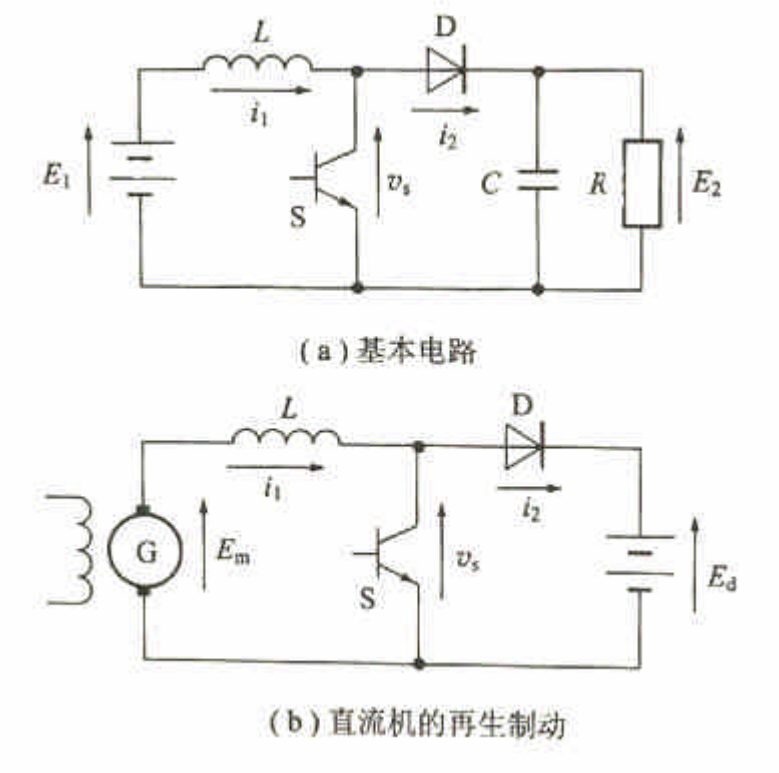


图 4-13　升压斩波电路

$$E_1 I_1 t_{on} = (E_2 - E_1) I_1 t_{off} \tag{4-27}$$

从而得

$$E_2 = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} E_1 = \frac{T}{t_{off}} E_1 \tag{4-28}$$

上式中因为$T / t_{off} > 1$，所以输出电压比输入电压高。即该电路能使输入电压得到提升。

令 b 为：

$$b = t_{off} / T \tag{4-29}$$

它与斩波器通电率 d 之间有如下关系：

$$d + b = 1 \tag{4-30}$$

因此，式(4-28)可以表示如下：

$$E_2 = \frac{1}{b} E_1 = \frac{1}{1-d} E_1 \tag{4-31}$$

从图 4-14 的电流波形可以知道，此时负载电流的平均值I_2为：

$$I_2 = \frac{t_{off}}{T} I_1 = b I_1 \tag{4-32}$$

输入输出的关系为

$$E_1 I_1 = E_2 I_2 \tag{4-33}$$

如果把开关 S 看成理想开关，没有损耗，则输入和输出的功率相等，升压斩波器也是作为直流变压器工作的。

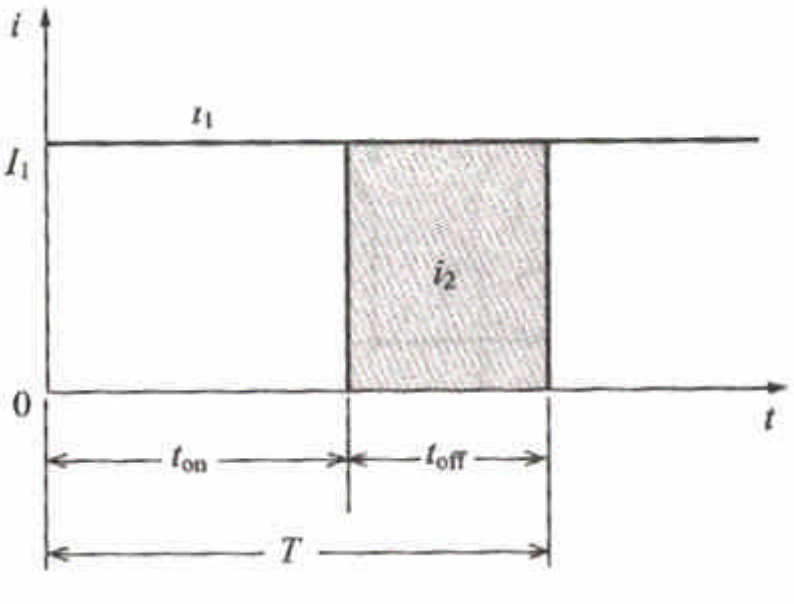


图 4-14　升压斩波电路的电流波形 $(L \to \infty)$

该方式如图 4-13(b)所示，在进行直流电动机回馈制动时，为了使能量回馈至直流电源，此时可使用该方式以提高直流电动机的端电压。

下面就图 4-13(b)的升压斩波器进行解析。升压斩波器和降压斩波器一样，也分电感电流连续动作模式和不连续动作模式。

先假定开关 S 导通，此时的等效电路如图 4-15 所示，因此有下式成立：

$$L\frac{di_1}{dt} + Ri_1 = E_m \tag{4-34}$$

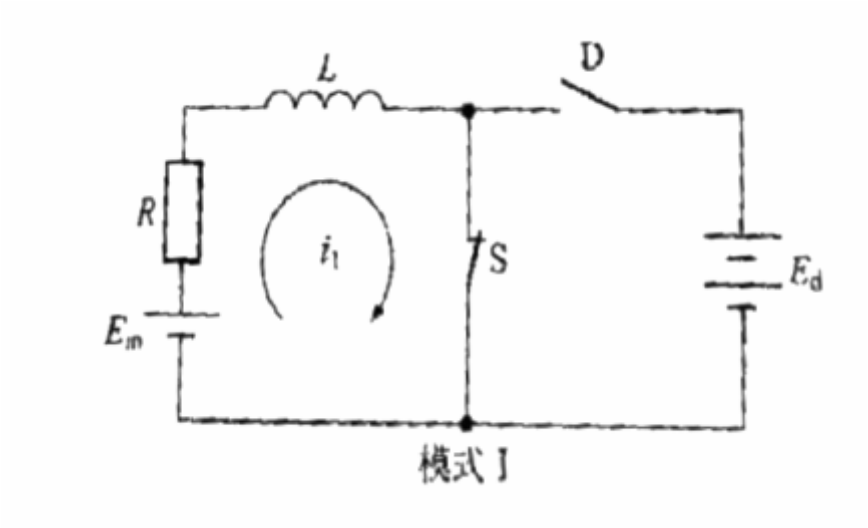
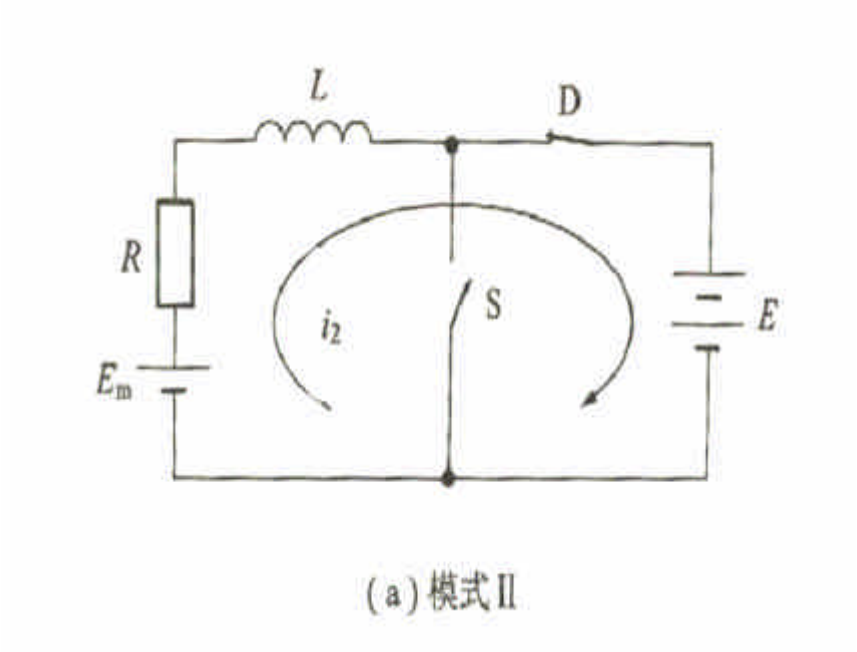


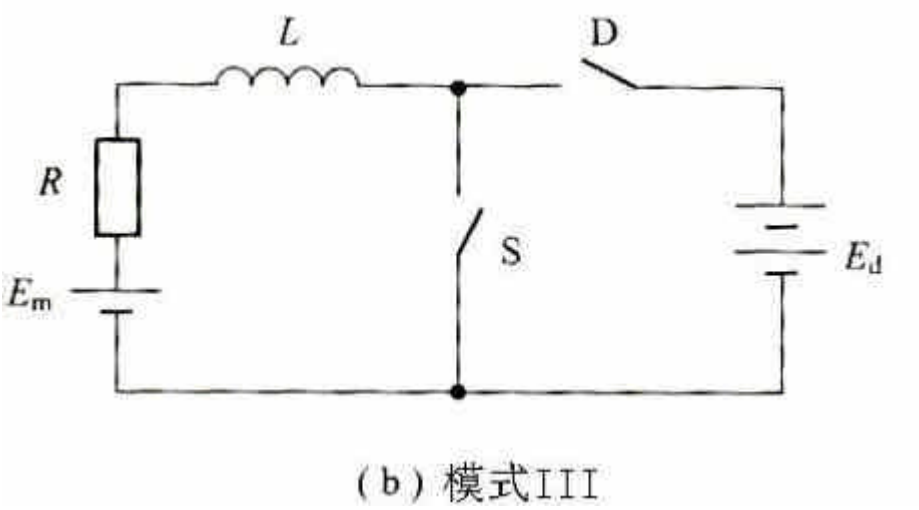
图 4-15　升压斩波电路（开关 S 导通的等效电路）

设电流的初始值为 I_{10}，解上式得

$$i_1 = I_{10}e^{-t/r} + \frac{E_m}{R}(1-e^{-t/r}) \tag{4-35}$$



(a)模式Ⅱ



(b)模式III

图 4-16　升压斩波电路（开关关断时的等效电路）

图 4-17 是连续动作的波形。从图 4-18 的电流波形知道，不连续动作模式的初始条件为 $I_{10}=0$。

然后令 S 关断，由图 4-16(a)的等效电路有

$$L\frac{di_2}{dt} + Ri_2 = E_m - E_d \tag{4-36}$$

设电流的初始值为 I_{20}，解式(4-36)得

$$i_2 = I_{20}e^{-t/r} - \frac{E_d - E_m}{R}(1-e^{-t/r}) \tag{4-37}$$

（1）电感电流连续动作与降压斩波电路部分所述一样，电感电流连续动作模式当$t = t_{on}$时，$i_1 = I_{20}$，当$t = t_{off}$时，$i_2 = I_{10}$，所以得

$$I_{20} = I_{10}e^{-t_{on}/r} + \frac{E_m}{R}(1-e^{-t_{on}/r}) \tag{4-38}$$

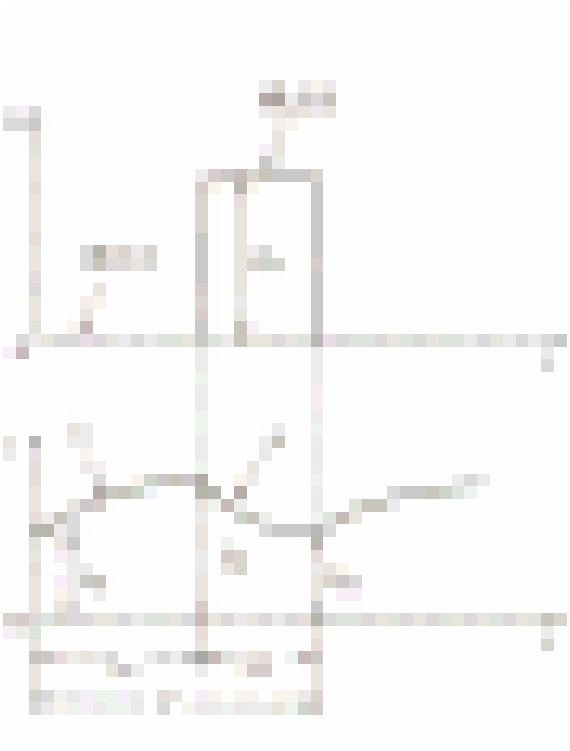


图 4-17　连续动作的电压电流波形

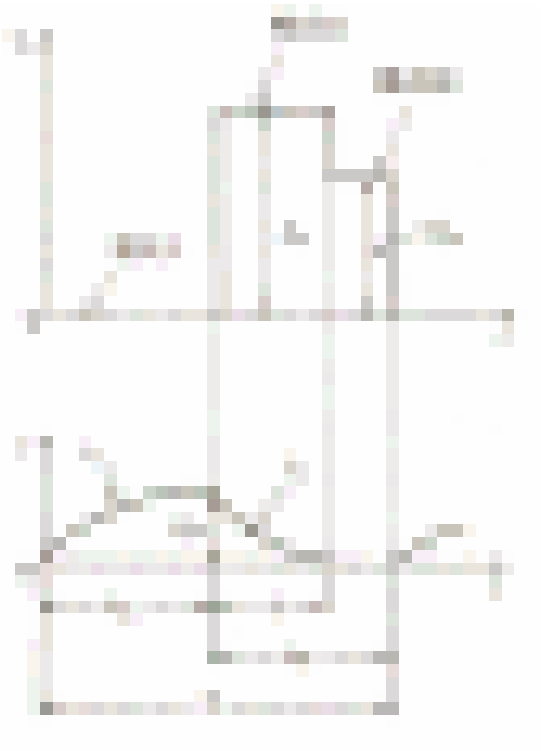


图 4-18　不连续动作的电压电流波形

$$I_{10} = I_{20}e^{-t_{off}/r} - \frac{E_d - E_m}{R}(1-e^{-t_{off}/r}) \tag{4-39}$$

由此可得下式：

$$I_{10} = \frac{E_m}{R} - \frac{1-e^{-t_{off}/\tau}}{1-e^{-T/r}}\frac{E_d}{R} = \left[\xi - \frac{1-e^{-d\rho}}{1-e^{-\rho}}\right]\frac{E_d}{R} \tag{4-40}$$

$$I_{20} = \frac{E_m}{R} - \frac{e^{-t_{on}/\tau} - e^{-T/\tau}}{1-e^{-T/\tau}}\frac{E_d}{R} = \left[\xi - \frac{e^{-d\rho} - e^{-\rho}}{1-e^{-\rho}}\right]\frac{E_d}{R} \tag{4-41}$$

与降压斩波时的情况一样，将式(4-40)和式(7.41)用泰勒展开式的一次式近似，有

$$I_{10} = I_{20} = (\xi - b)\frac{E_d}{R} \tag{4-42}$$

它表示电枢平均电流I_1。即

$$I_1 = (\xi - b)\frac{E_d}{R} = \frac{E_m - bE_d}{R} = \left[E_m - \frac{t_{off}}{T}E_d\right]/R \qquad (4\text{-}43)$$

由式(4-43)得用平均值表示的升压斩波器的等效电路，如图 7.18 所示。这是以直流机侧为基准观察的情况，从表面上看，由于斩波，电源E_d减少到bE_d。

另一方面，式(4-43)的关系也可以按以下方法求得。即，如果电枢电流很光滑，因为在斩波的一个周期内，直流机输出的能量为$E_m I_1 T$，电枢电路的电阻上消耗的能量为$RI_1^2 T$，回馈到电源的能量为$E_d I_1 t_{off}$，所以有

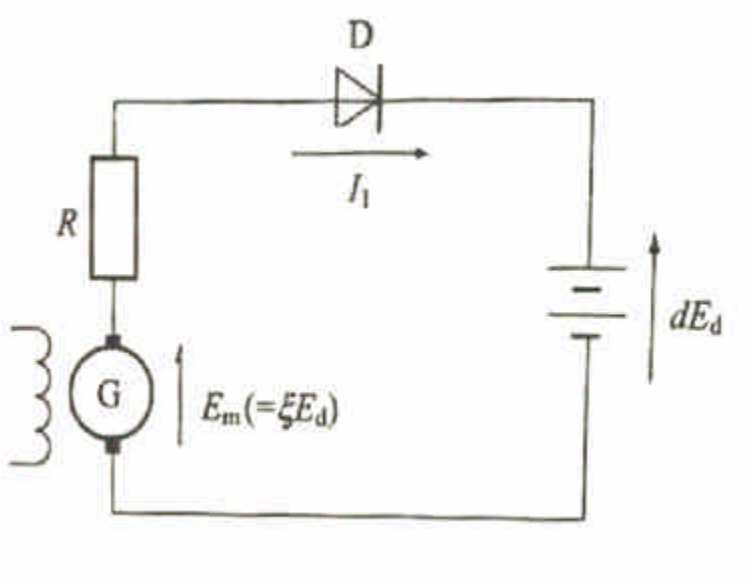


图 4-19 用平均值表示的升压斩波器的等效电路

$$E_m I_1 T = RI_1^2 T + E_d I_1 t_{off} \qquad (4\text{-}44)$$

上式两边除以$I_1 T$，得

$$E_m = RI_1 + \frac{t_{off}}{T}E_d \qquad (4\text{-}45)$$

显然，结果与式(4-43)一样。

（2）功率的关系　电枢产生功率P_{em}、回馈功率P_{rg}、电阻损耗P_{dy}分别如下：

$$P_{em} = E_m I_1 = \xi E_d I_1 = \xi(\xi - b)\frac{E_d^2}{R} \qquad (4\text{-}46)$$

$$P_{rg} = bE_d I_1 = b(\xi - b)\frac{E_d^2}{R} \qquad (4\text{-}47)$$

$$P_{dy} = RI_1^2 = (\xi - b)^2 \frac{E_d^2}{R} \tag{4-48}$$

由此可得 P_{em}、P_{rg}、P_{dy} 之间的如下简单关系：

$$P_{em} : P_{rg} : P_{dy} = \xi : b : (\xi - b) \tag{4-49}$$

而且，回馈到电源的功率 P_{rg} 相对于 b 的变化有最大值，即

$$b = \frac{\xi}{2} \text{ 时，最大值 } P_{rg\max} = \frac{\xi^2 E_d^2}{4R} \tag{4-50}$$

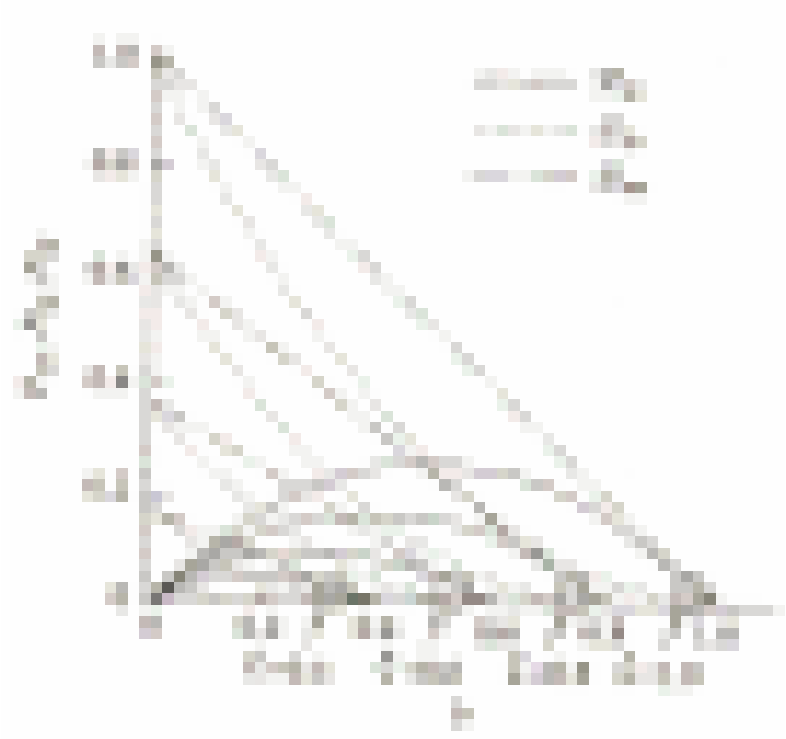


图 4-20 表示 P_{em}、P_{rg}、P_{dy} 与 b 的对应关系

。

（3）电感电流不连续动作与电感电流不连续动作时的电压电流波形如图 4-18 所示，式(4-35)中令

$I_{10} = 0, t = t_{on}$，则可求得 I_{20}。

然后令式(4-37)中 $t = t_s$，因为此时 $i_2 = 0$，所以有 i_2 的持续时间 t_s 为：

$$\frac{t_s}{\tau} = \ln \frac{1 - \xi e^{-t_{on}/r}}{1 - \xi} \tag{4-51}$$

由图 4-18 清楚地看出，电感电流不连续动作模式属 $t_s < t_{off}$ 的情况，$t_s = t_{off}$ 给出连续动

作和不连续动作的临界条件，即临界条件为

$$\xi = \frac{1-e^{-b\rho}}{1-e^{-\rho}} \tag{4-52}$$

图 4-20 表示了上式的关系。

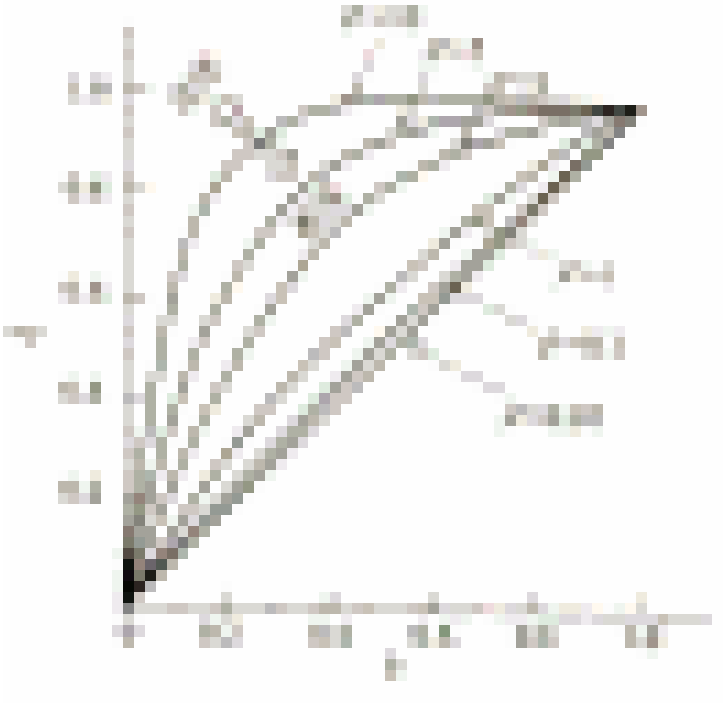


图 4-21 电枢电流连续、不连续的临界条件

电感电流不连续时，电枢的平均电流为

$$I_1 = \frac{1}{T}\left[\int_0^{t_{on}} i_1 dt + \int_0^{t_s} i_2 dt\right] = \left[\xi d - (1-\xi)\frac{t_s}{T}\right]\frac{E_d}{R} = \left[\xi d - \frac{1-\xi}{\rho}\ln\frac{1-\xi e^{-d\rho}}{1-\xi}\right]\frac{E_d}{R} \tag{4-53}$$

图 4-22 所示为升压斩波电路。该电路的动作是，首先，当开关 S 导通时，电流 i_1 流经 $E_1 - S - L$，电感 L 积蓄能量。然后关断 S，L 中积蓄的能量释放到负载。此时电流 i_2 按如图所示方向流动，所以输出电压的极性被调头。

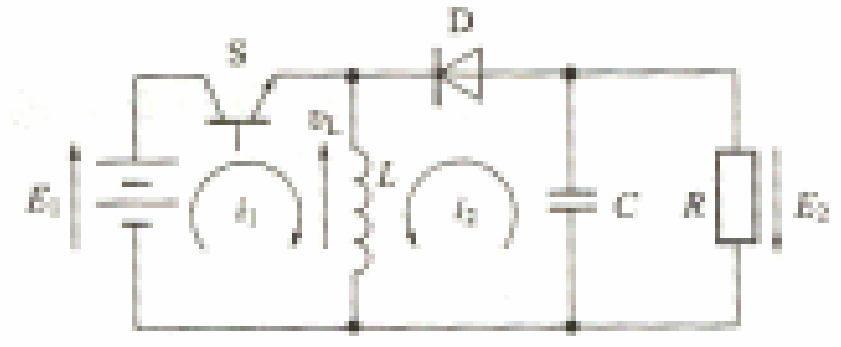


图 4-22 升压斩波电路（反极性斩波电路）

稳态时加在电感 L 上的电压 v_L 对时间的积分（V·s）在一周期内的总和为 0，即

$$\int_0^T v_L dt = 0 \tag{4-54}$$

如果 L 充分大，则有如下关系：

$$E_1 t_{on} - E_2 t_{off} = 0 \tag{4-55}$$

由此得输出电压 E_2：

$$E_2 = \frac{t_{on}}{t_{off}} E_1 = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} E_1 = \frac{d}{1-d} E_1 \tag{4-56}$$

通过改变斩波器的通电率 d，可使输出电压比电源电压高，也可使输出电压比电源电压低。另一方面，设电源电流和负载电流的平均值分别为 I_1、I_2，由图 4-23 知道，如果电流的脉动很小，则有

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{t_{on}}{t_{off}} \tag{4-57}$$

由上式求得

$$I_2 = \frac{t_{off}}{t_{on}} I_1 = \frac{T - t_{on}}{t_{on}} I_1 = \frac{1-d}{d} I_1 \tag{4-58}$$

因此，假定 S 是无损耗的，则有如下关系成立：

$$E_2 I_2 = E_1 I_1 \tag{4-59}$$

输入功率等于输出功率，升压斩波器也是作为直流变压器工作的。

图 4-24 表示 3 种斩波电路的通电率 d 与输入输出电压变换率 E_2 / E_1 之间的关系。

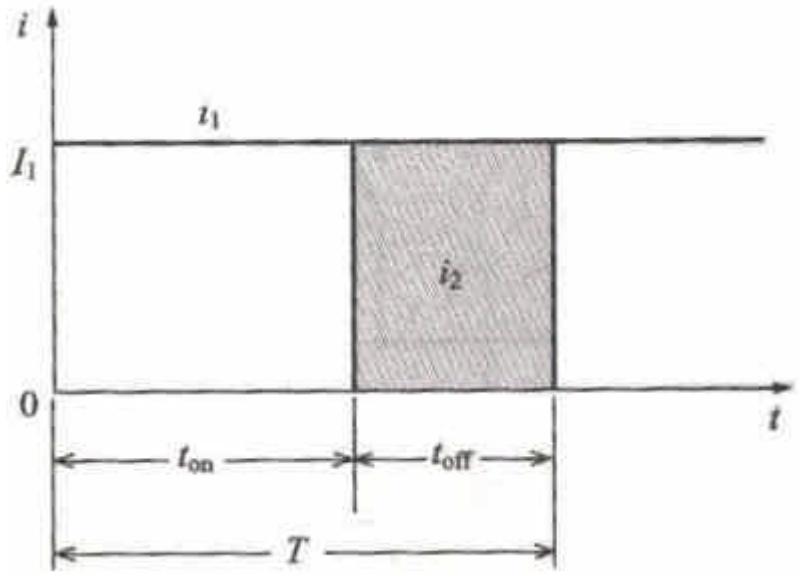


图 4-23　升压斩波电路的电流波形 $(L \to \infty)$

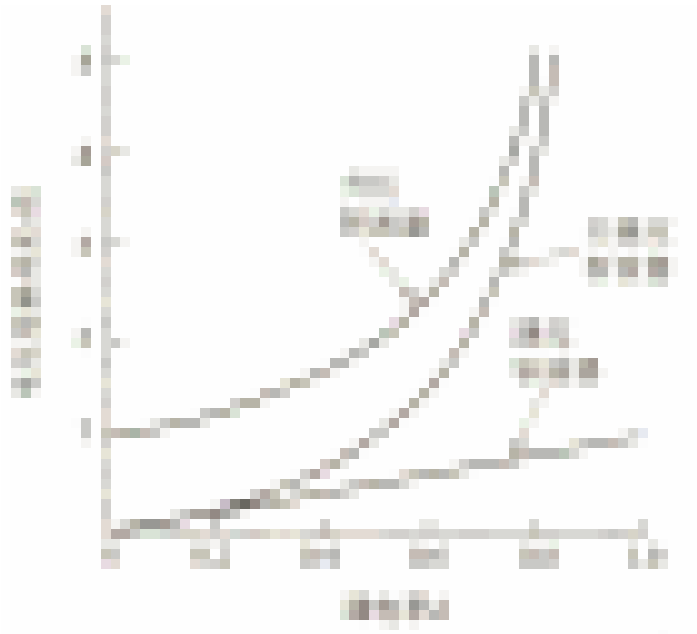


图 4-24　各种斩波电路的特性

2.2 隔离型 DC-DC 变换器

DC-DC 变换器是通过半导体阀器件的开关动作将直流电压先变为交流电压，经整流后天又变为极性和电压值不同的直流电压的电路，这里要阐述的是中间经过变压器耦合的直流间接变换电路。DC-DC 变换器在将直流电压变换为交流电压时频率是任意可选的，因此能使变压器和电感等磁性元件和平波用电容器小型轻量化。如今，随着半导体阀器件的进步，输出功率为 100W 以上的电源实际上采用的开关频率都在 20～500kHz,MHz 级的变换器也在开发研究之中。而且，通过变换频率的高频化，可以使平波用电容的容量减小，从而能够使用陶瓷电容等高可靠性的元件。而且，本章在举例阐述动作原理进是采用双极功率晶体管、IGBT、MOSFET 等开通关断可控的器件作为直流电压变换为交流电压的半导体阀器件，使用最多的还是 MOSFET。

如表 4.1 所示，DC-DC 变换器在变压器匝数比为 1：1 时，根据输入电压与输出电压的关系分为降压型、升压型、升降压型，根据变压器磁心的磁通变化，又分为正激型、推挽型和反激型。

表 4.1　DC-DC 变换器的种类

输入输出关系	输入输出电压关系	变压器动作	器件数	名称
非绝缘	降压			降压斩波器
	升压			升压斩波器
	升降压			升降压斩波器
				Cuk 电路
				SEPIC 电路
				Zeta 电路
绝缘	降压	正激式	一	单管正激变换器
			二管	二管正激变换器
		推挽式	二管	推挽式变换器
			二管	半桥式变换器
			四管	全桥式变换器
	升压	正激式	二管	电流型推挽变换器
		推挽式	二管	半桥式变换器
			四管	全桥式变换器
	升降压	反激式		反激式变换器 振铃扼流（ringing choke）变换器
	恒定			自激推挽（Royer）电路、自振荡推挽（Jensen）电路

还有，根据半导体器件开关时的电流波形和电压波形又分为硬开关和软开关两类。

硬开关是利用主开关的开通使主开关上施加的电压强制变为 0 通过电流，并利用主开关的关断使流经主开关的电流强制切断的一种方法。该方法电路简单，但主开关的开关损耗大，开关时由于电流和电压的急剧变化伴随噪声发生。

反之，软开关是一种利用电感和电容的谐振等以调节主开关开通和关断时的电压和电流的变化，达到抑制开关损耗的方法。

软开关变换器可以通过将硬开关变换器的主开关更换为由电感和电容组合的谐振开关来实现。

2.2.1 基本电路的动作说明

1、单管正激变换器

图 4-25 所示为单管正激变换器的电路图，主要部位的波形如图 4-26 所示。本电路是在降压斩波器的主开关和二极管间插变压器而成的。本电路方式在开关 Q 导通期间变压器励磁电感上积蓄的能量必须在开关 Q 关断期间全部释放，使磁通复位。这里励磁能量的复位是利用变压器的励磁电感、开关及二极管寄生电容之间的谐振来实现的。变压器上设有三次绕组，将能量回馈到电源。除此电路之外，还有很多其他的复位电路。

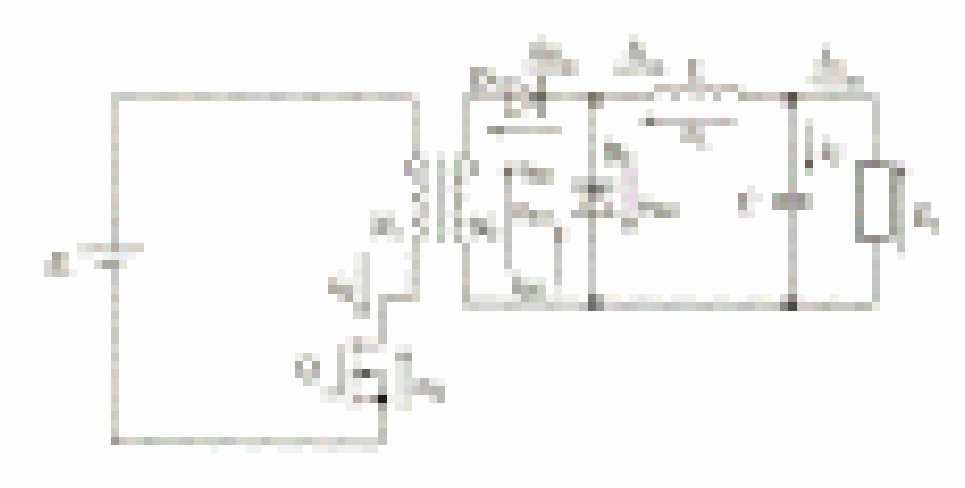


图 4-25 单管正激变换器

单管正激变换器的动作原理如下。在t_1时刻 Q 开通，输入电压E_i加上变压器的一次绕组上，变压器二次绕组产生与匝数比成正比的

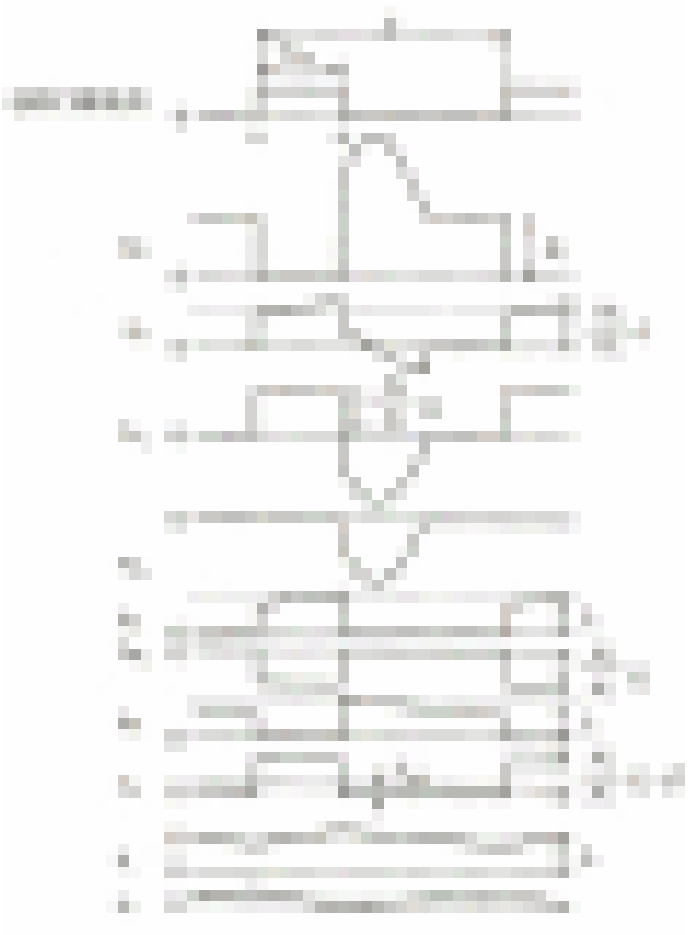


图 4-26 单管正激变换器的动作波形

电压。如果变压器二次绕组电压比输出电压高，则整流二极管D_1导通，经电感 L 向负载提供能量。在此期间，变压器的励磁电感积蓄能量。到t_2时刻开关 Q 关断，由于

励磁电感上积蓄有能量，所以变压器的二次绕组上产生与此前相反极性的电压。在该电压的作用，整流二极管D_1关断，而电感L的电流还在继续，所以续流（freewheeling）二极管D_2导通，继续向负载提供电流。另一方面，利用变压器的励磁电感L_m、Q的输出电容和整流二极管D_1的结电容上。转移到开关 Q 的输出电容和整流二极管D_1的结电容上的能量再次返回励磁电感L_m上，当D_1上的电压为零时二极管D_1导通，变压器的二次绕组发生短路，谐振停止。L_m的电流沿着D_2续流并一直维持到下一次Q开通。

设Q的通电率为$d=(T_{on}/T, T_{on}:Q$的导通期间，T：开关周期），则可用下式表示输出电压E。和输入电压E_i的关系如下：

$$E_0 = d(N_2/N_1)E_i \qquad (4\text{-}60)$$

式中 N_1——变压器一次侧的匝数

N_2——变压器二次侧的匝数

上式考虑到了变压器的匝数比，正激变换器以降压模式动作。
在正激变换器中，Q导通期间变压器上积蓄的励磁能量必需在Q关断期间复位。复位所需要的时间因复位电路而异。

2．推挽变换器

推挽变换器的电路如图4-27所示，主要部位的波形如图4-28所示。开关Q_1和Q_2错开180^0相位，以相同脉冲宽度开通关断。下面分析时假定变压器的励磁电感比平波电感L大得多，励磁电流可以忽略。开关Q_1一旦导通，变压器的一次绕组上加有输入电压E_i，变压器的二次绕组产生与匝数比成正比的电压。变压器二次侧的二极管D_2导通，经电感L向负载提供能量。Q_1一旦关断，由于电感L的电流还在继续，所以二极管D_1、D_2导通。结果，因为变压器的二次绕组发生短路，所以绕组电压为0。此间，由电感L和电容C向输出端提供能量。接着开关Q_2开通，则二极管D_1导通，经电感L向负载提供能量。

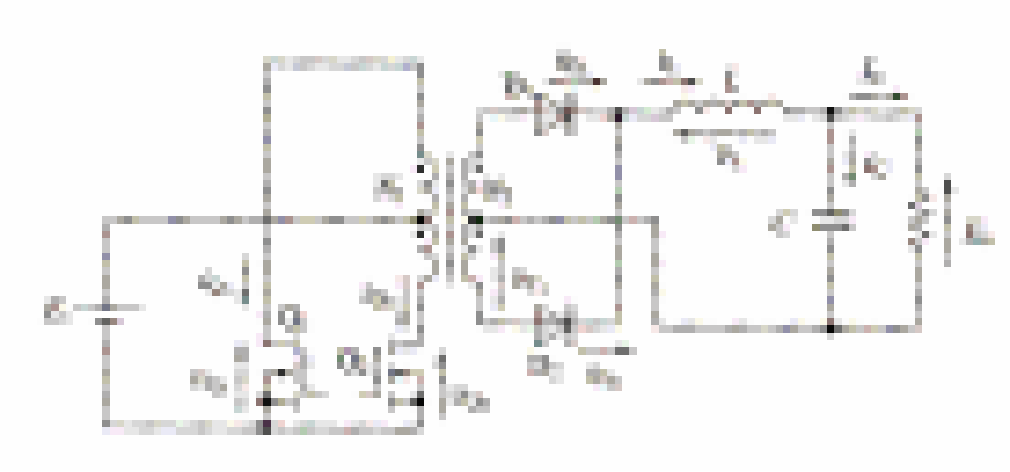


图 4-27　推挽式变换器

图 4-28　推挽式变换器的动作波形

当Q_2关断时，由于电感 L 的电流还在继续，所以二极管D_1、D_2导通。此后，以同

机关报 动作重复。

设Q_1、Q_2的通电率为$d=(T_{on}/T, T_{on}:Q_1、Q_2$的导通期间，T：开关周期)，则可用下式表示输出电压E_0和输入电压E_i的关系如下：

$$E_0 = 2d(N_2/N_1)E_i \qquad (4\text{-}61)$$

式中 E_i——输入电压

E_0——输出电压

上式考虑到了变压器的匝数比，且因以推挽方式动作，所以电感的动作频率等效于 2 倍，基本动作为降压动作。

因为变压器二次侧的动作频率为 2 倍，所以输出滤波器可以小型化，但当开关Q_1和Q_2的导通期间有差异时变压器会发生偏磁，所以要采取必要措施。开关器件的耐压必须是输入电压的 2 倍以上，但电流只有单管正激变换器的 1/2，所以电流的额定值可以减小。

3．反激式变换器

图 4-29 所示为反激式变换器的电路图。它是将升压斩波器的电感换成两个绕组的变压器，使用变压器除了绝缘外，还能起到电压变换的作用。与升压斩波器一样，分电流不连续模式和电流连续模式，前者存在变压器一次绕组和二次绕组电流之和为 0 的期间，后者不存在为 0 的期间。图 4-30 所示是电流断续模式下主要部位的波形，图 4-31 是电流连续模式下主要部位的波形。

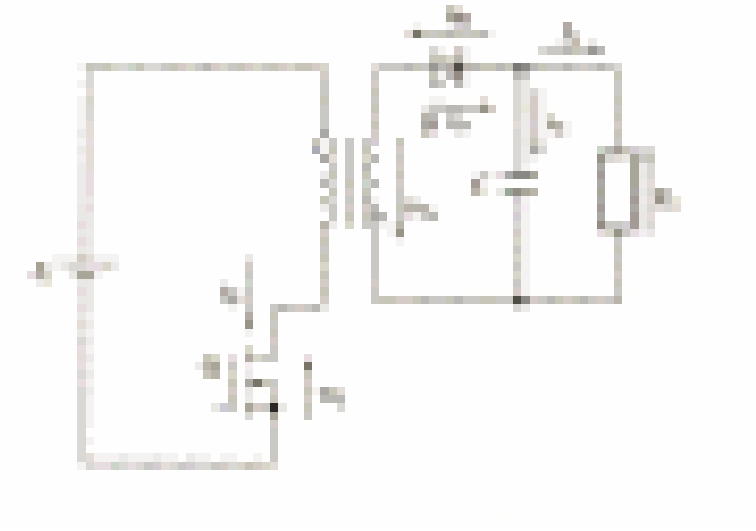


图 4-29 反激式变换器

下面分析电流断续模式的动作。在t_0时刻开关 Q 导通，输入电压E_i回变压器的一次绕组上，变压器的二次绕组上产生与匝数比成正比的电压。由于变压器二次绕组电压的作用，二极管 D 受到反向电压偏置而截止。因为变压器的二次侧开路，所以变压器的励磁电感

L_m 积蓄能量。开关电流i_Q以斜率E_i / L_m从 0 增加。此时负载的能量由电容 C 提供。到t_1时刻 Q 关断，由于变压器上积蓄着能量，变压器的二次侧感应出与此前相反极性的电压，二极管 D 导通。从t_1时

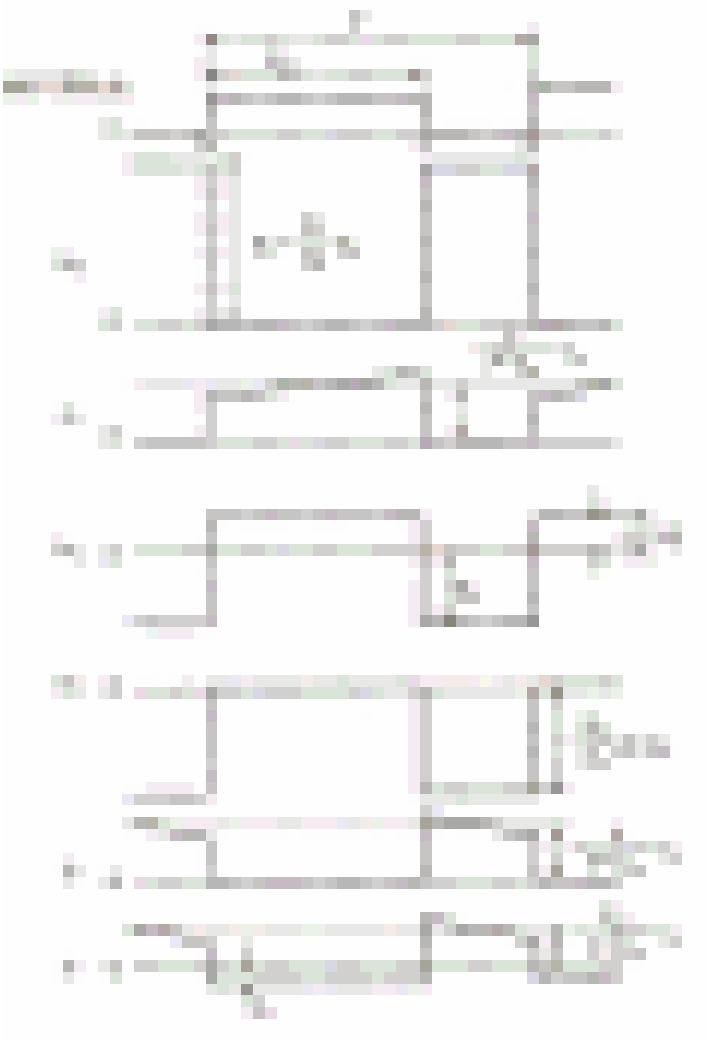


图 4-30 反激式变换器的动作波形（电流断续模式）

刻开始，二极管 D 的电流i_D以斜率$E_0 /[(N_2 / N_1)^2 L_m]$减小，i_D的初始值是流入变压器一次绕组的电流换算到二次侧的值。当i_D减小到小于负载电流I_0时，由电容 C 向负载提供不足部分的电流。到t_2时刻二次绕组的电流为 0，二极管 D 关断，由电容 C 向负载提供电流。

开关 Q 关断之后直到二极管 D 关断之前的这段时间T_{12}可以用下式表示如下：

$$T_{12} = [(N_2 / N_1)E_i / E_0](dT) \qquad (4\text{-}62)$$

因为反激式变换器是将励磁电感上积蓄的能量供给负载的，所以

图 4-31 反激式变换器的动作波形（电流连续模式）

为了得到所需要的输出功率，励磁电感必需满足下式：

$$L_m \le (d^2 E_i^2 T)/(2E_0 I_0) \qquad (4\text{-}63)$$

设 Q 的通电率为 $d(=T_{on}/T$，T_{on}：Q 的导通期间，T：开关周期)，则可用下式表示输出电压 E_0 和输入电压 E_i 的关系如下：

$$V_0 = (d^2 E_i^2 T)/(2L_m I_0) \qquad (4\text{-}64)$$

式中 L_m——变压器的励磁电感

I_0——输出电流

上式表示，在电流断续模式下，输出电压是输出电流的函数，输出电压与输出电流之积，即输出功率为恒定，具有恒功率特性。

为了实现电流断续，必须设定 d 满足如下关系：

$$d \le E_0/[(N_2/N_1)E_i + E_0]$$

电流连续模式和电流断续模式的不同之处是，在开关 Q 开通时刻t_2二极管 D 的电流大于 0。

动作模式与电流断续模式的升压斩波器相同。

设 Q 的通电率为$d=(T_{on}/T, T_{on}:Q$的导通期间，T：开关周期），则可用下式表示输出电压E_0和输入电压E_i的关系如下：

$$E_0=[d/(1-d)]/(N_2/N_1)E_i \qquad (4\text{-}65)$$

上式考虑到变压器的匝数比，电流连续模式能实现升压动作。

流入变压器励磁电感的电流中叠加了下式所示的直流成分。

$$I_{m(av)}=[d/(1-d)]/(N_2/N_1)I_0 \qquad (4\text{-}66)$$

为了以电流连续模式动作，必须设定变压器的励磁电感L_m满足下式的条件。

$$L_m \geq (1-d)^2(N_2/N_1)^2 TE_0/2I_0 \qquad (4\text{-}67)$$

2.3 后级 DC-AC 逆变器

后级 DC-AC 逆变技术与前一节所讨论的内容，这里不再重复讨论，在此举例讨论一下采用高频环节逆变技术的正弦波逆变器的实用硬件和软件。基于DSP的正弦波逆变器。

- 输出电压: 220V rms ± 1 %.
- THD ≤ 2 %
- PWM 开关频率设置 19.68kHz
- DC-DC 开关频率 39.2 kHz
- 短路故障保护
- 如果过载则输出恒流
- 效率 > 90 %
- 过载能力: 125% 承受 10 分钟

  150% 承受 10 秒　　200% 承受 1 秒

2.3.1 概述

500W 逆变器的参考设计.

图 4-32 推荐的逆变器框图.

正弦波逆变器

推挽 DC-DC 阶段包括铁氧体磁芯变压器，工作频率为 39.2 KHz.

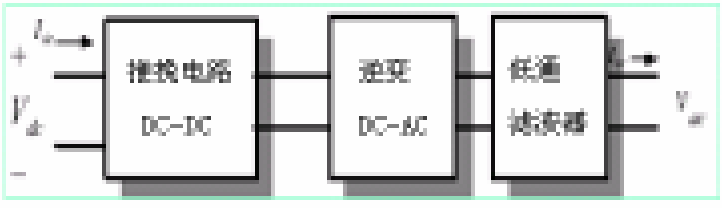


图: 4-32 - 逆变器代表框图

第二部分包括运行于单极性 PWM 开关模式的全桥逆变器，逆变器由具有独立驱动的 IGBT 组成.

第三部分包括具有无源元件的低通滤波器.

2.3.2逆变器的设计规格

500W 逆变器设计规格如下：

输入电压范围：12V

输出电压：单相 230V rms

输出频率：50Hz ±0.1Hz

输出功率范围：600W 连续

效率：>90%

线性负载调节率：5%

波形失真率：<5%

开关频率：推挽电路 39.2 kHz 和桥式电路 19.68 KHz

DSP 控制: ADMCF326 Analog Devices 公司

2.3.3基于DSP逆变器的优势

1. 高效

和传统的方波以及修正正弦波逆变器中采用的 CRGO 和 CRNGO 磁芯比较，由于采用了铁氧体磁芯，减少了磁芯损耗，同时高频变压器的低导要求同样在很大程度上减少了铜损，因此最大程度上增加了效率. DC Boost 升压电路高频运行，因此减少了开关损耗，提高了磁芯的效率.气隙被引进到铁氧体磁芯中做 ZVS 开关电路的电感， 在逆变部分 SPWM（正弦脉宽调制电路）工作在高压状态，和设备的工作电压相比,减少了开关压降，提高了效率。

2. 低的谐波失真

使用 DSP 时，输出被很好的调制，即使带非线性负载，失真也很小. 同时动态响应很高，增加了冲击性负载的驱动能力. 单极性 PWM 开关电路的有效使用，使输出电压波形的谐波频谱加倍，这里最低的谐波频带两倍于开关频率.

3. 高可靠性

使用 DSP, 有效的控制和保护等运算法则会更加容易，因此和现有的方案比较，发生故障的机率降低了. 同时使用 DSP 使相应元器件的数量减少，因此也降低了元件的故障率.

4. 重量轻

由于在 DC-DC 推挽电路阶段采用了铁氧体变压器，系统的整个重量减轻了，同时使用了 DSP，更少的元器件也可以减轻重量。

5. 其它优点

- 可以添加许多户用功能.

- 可以提供直接与电网的接口.
- 可以高效运行电动机类负载.
- 正弦波单元可以运行各种设备，可以被公用电网设施操作，适用于最大负载条件。

2.3.4 DC– DC 推挽变换部分

DC-DC 阶段采用的具有气隙的铁氧体磁芯，工作频率为 40 KHz. 使用推挽变换拓扑电路可以把 12V 的蓄电池电压提升到 350V 直流. 推挽变换部分通过 DSP 的两个辅助的 PWM 通道控制.

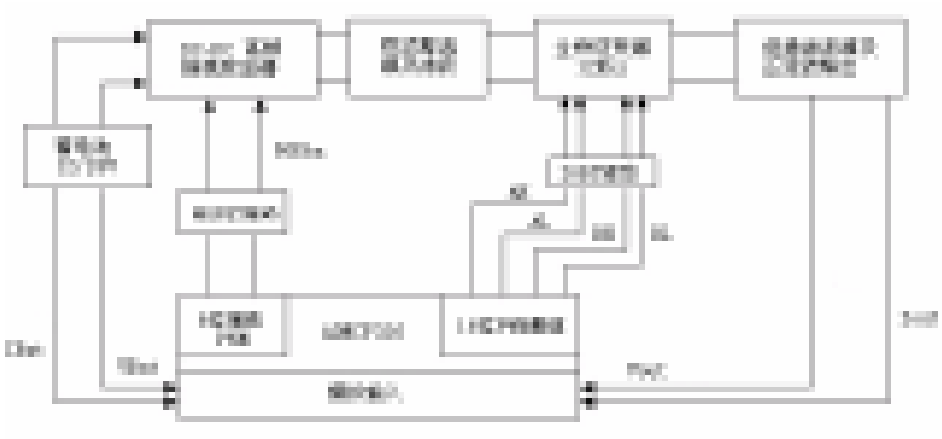


图 4-33 详细的原理框图

运行频率 40 KHz，50%的占空比和 1 微秒的死区时间. DC –DC 变换器的效率超过 94%， 高频变压器的输出用高频二极管进行整流，同时进行滤波得到稳定的 350V 直流输出. 控制信号来自 DC-DC 部分的光耦隔离信号.

1、 逆变器控制

逆变部分采用IGBT作为功率器件，采用全桥控制模式，利用DSP产生的脉宽调制信号进行控制. 在正弦波脉宽调制中 (SPWM)，产生多路脉冲，各自具有不同的脉冲宽度. 每个脉冲的宽度随着事件中基本部件的瞬态值所占的比例不同而变化. 换句话说，脉宽成为角位置的正弦函数. 输出电压的重复频率比基本频率要高. 在使用 SPWM的过程中，和使用相同的脉宽调制形成对比，调制电压的谐波失真大大降低.

在 SPWM 中，输出电压信号可以通过与某一控制信号比较获得，*cont v*，减去正弦波参考信号，*ref v*，在图4-33所示的理想频率下. 在输出的前半段，输出电压为正值 (+ *dc V*)，此时参考信号比控制信号大. 同样，在输出的后半段，输出电压为负值 (-Vdc) 此时参考信号比控制信号小.

控制频率 *cont f* 决定于输出电压信号在每半个周期内的脉冲数. 同样，输出频率 *o f*由参考频率 *ref f*决定。调制比Ma决定于正弦波幅值与控制信号幅值的比值.

$$M_a = \frac{V_{p,ref}}{V_{p,cont}}$$

为了获得变化的脉冲序列，当脉冲发生时，each pulse has to vary proportional to the necessary fundamental component precisely at the time when this pulse occurs. 输出波形的频率需要比基波的频率

高很多. 由于每个脉冲的变化，逆变器能够针对不同的脉冲产生不同的输出电压。

2、 PWM 单极性电压调制

图 4-33 显示了使用 DSP 控制的全桥 IGBT 逆变电源. 在这里全桥逆变电源的 leg A 和 leg B 分别由 *Vtri* 与 *Vcontrol* 和 *－Vcontro* 的比较结果进行单独控制。

如图 5.2 所示 ， *Vcontrol* 和三角波形的比较产生如下的信号控制开关管.
Vcontrol>Vtri : Ta+ ON 和 *Van = Vd*
Vcontrol<Vtri : Ta- ON 和 *Van =0*

由于在开关管边上反并联的二极管，在上述方程式里给的上述的电压不依赖输出电流 *io* 的方向。

同样很明显，在开关状态当前面的开关导通时，输出电压为零。输出电流根据 *io* 的方向在 *Ta+ and Db+ or Da+ and Tb+* 环里运行. 在这期间输入电流 *id 为零*. 当下面的开关管导通时会发生类似情况.

在 PWM 工作模式中，当一组开关导通时 ，t 输出电压等级在 0 到 +V*d* 或在 0 和 －V*d* 之间变化. 就输出的谐波而言，这种模式有效的加倍了系统的开关频率。

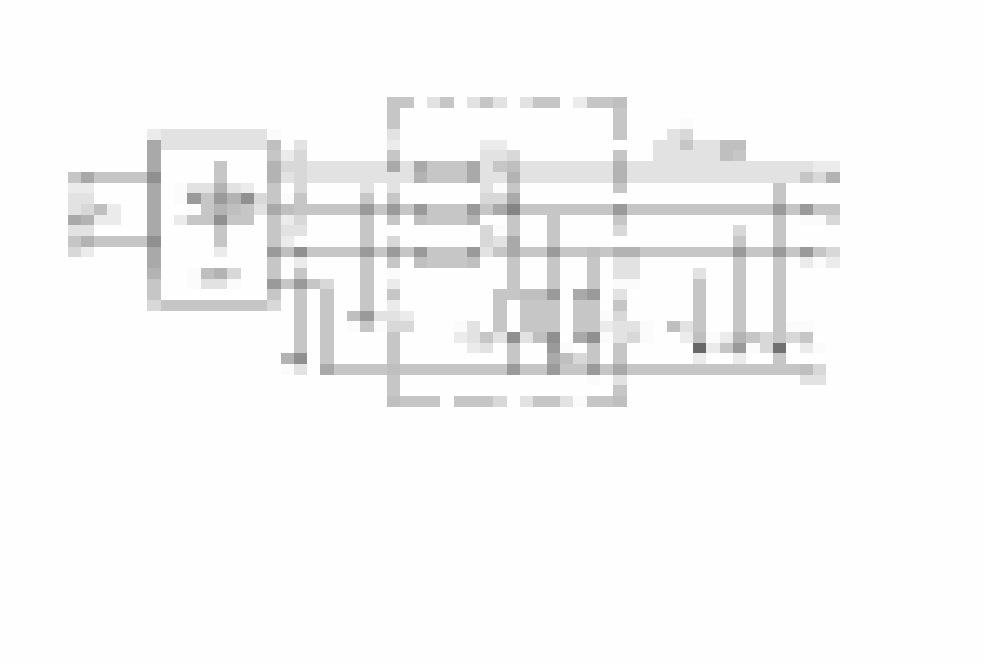
五、逆变器的组合、并联、多重叠加和多电平技术

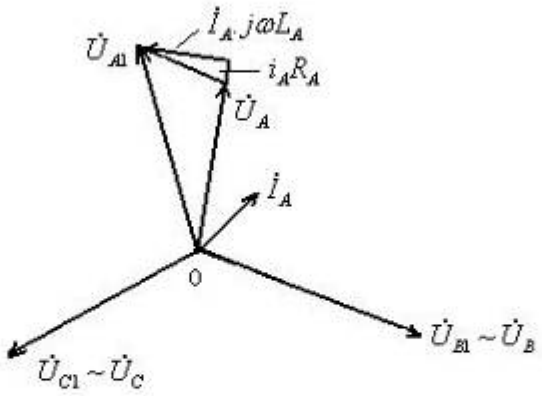
1、概述

随着现代电源技术的发展，逆变电源正向着大容量、模块化方向发展，逆变器与逆变器之间互相组合、互备、并联等技术已越来越广泛地在电源变换领域得到应用，随着逆变容量的增大，逆变器的多重叠加技术和多电平（如三电平、五电平等）变换技术也越来越受到重视，下面就分别讨论上述几种新技术。

1.1 逆变器的组合

前一节所讨论的三相逆变电路，其电压调节是由公共的控制信号为基准的，由于三相电压是同步调整的，因此对于三相平衡负载如三相感应电动机等是合适的，但对于一些单相负载，或者一些用电负荷具有一定随机性的负载如大容量的光伏电站、大功率不间断电源等，完全有可能接入较大容量的单相负载，图 5-1 是一台 UPS 的逆变和输出电路的示意图。




$\dot{I}_A \cdot j\omega L_A$
$\dot{U}_{A1}$
$i_A R_A$
$\dot{U}_A$
$\dot{I}_A$
0
$\dot{U}_{B1} \sim \dot{U}_B$
$\dot{U}_{C1} \sim \dot{U}_C$

图中虚线框内为输出端交流滤波器。若将每相输出滤波器的串联阻抗与逆变器每相输出阻抗合并且分别用Z_{As}、Z_{Bs}和Z_{Cs}表示，以 A 相为例其串联等效阻抗可表达为

$$Z_{As} = R_{As} + jwL_{As}$$

其中R_{As}和L_{As}分别为等效串联电阻和和电感。若负载为不平衡，则各相电流幅值不等，电源输出电压矢量如图 5-1b 所示。由图可见，各相电压将为不对称。若逆变器采用三相半桥结构和同步调压方式，面对上述现象将无法解决。为了在不平衡负载下使输出的电压保持平衡对称（或者说输出电压的平衡和对称度被限制在允许范围内），逆变电路必须具有分相独立调压的功能，也即每相输出电压的幅值和相位都可以独立进行控制的，这样，即使在不平衡负载下，负载电压仍然可以做到平衡对称，而这在三相半桥结构中是无法实现的。

为了获得分相控制的能力，必须采用图 5-2 所示的三相全桥结构。由图可见，它由三个单相全桥电路够成，显然，与三相半桥电路相比，这种结构比较复杂，因而只在容量较大的 CVCF 电源中被采用。

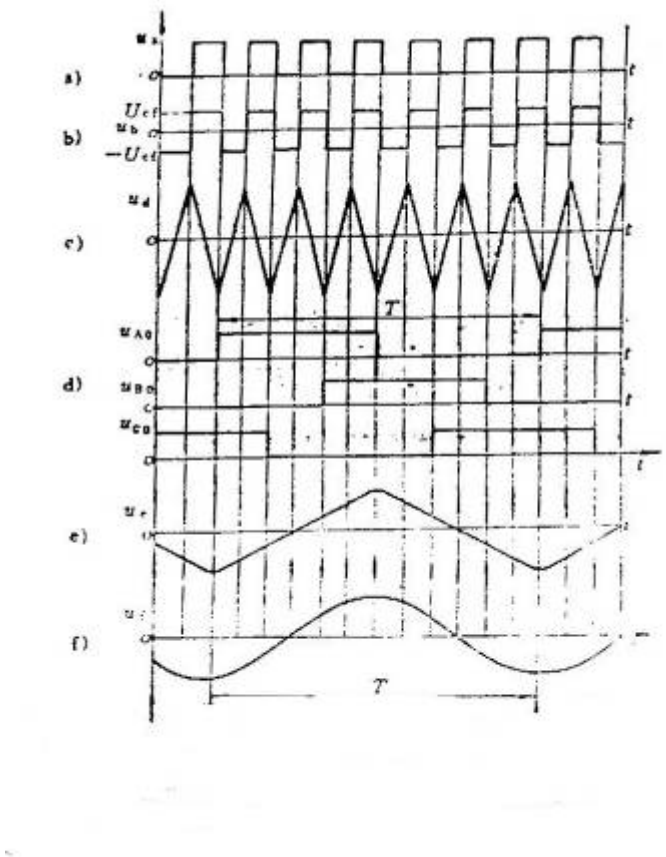


图 5-2 三相全桥逆变电路

采用上述全桥结构的电路，实质上是三个互差 120^0 的单相逆变器组合得到的，下面分析此电路能够抗三相不平衡的原理。

1．不对称负载时输出电压的 ΔU_o 为了实现三相输出电压的对称，必须确保：（1）三个单相的基准电压要对称，即幅值想相等、频率相同、相位互差 120°；（2）三个单相逆变器的元器件参数应一致；（3）提高每个单相输出电压幅值和相位的调节精度。

不对称负载时，三相输出电压的 ΔU_o 可以等效为单相输出电压的负载调整率，电流滞环跟踪控制单相高频脉冲直流环节逆变器的简化框图如图 5-3 所示。

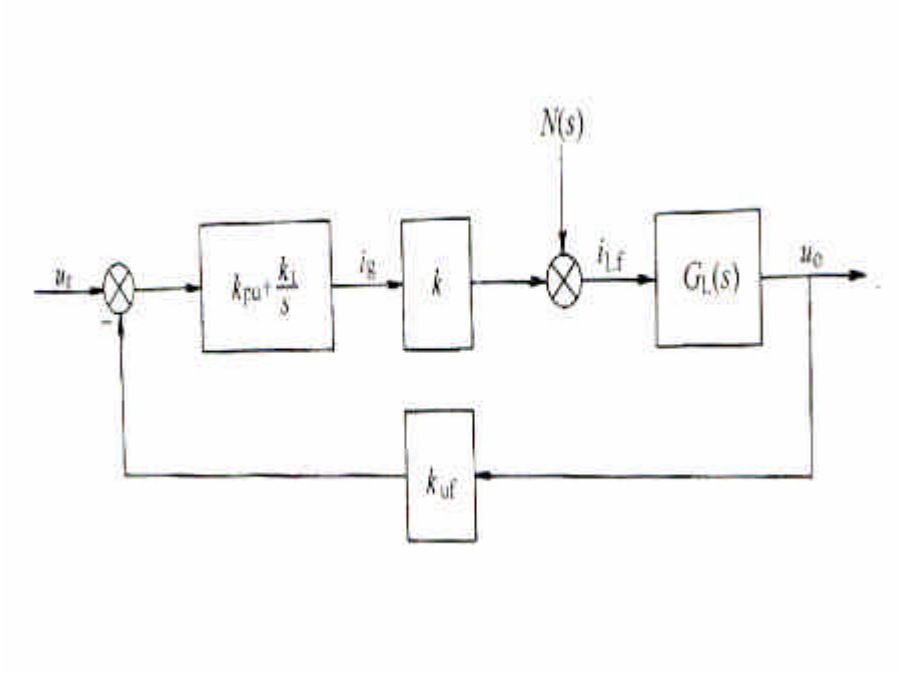


图 5-3 单相控制系统简化框图

图 5-3 中，令扰动信号 N（s）=0，系统的闭环传递函数为

$$G(s)=\frac{(k_{pu}+k_i/s)kG_L(s)}{1+k_{uf}(k_{pu}+k_i/s)kG_L(s)} \qquad (5\text{-}1)$$

空载、阻性负载、感性负载时，$G_1(s)$ 分别为

$$G_L(s)=\frac{1}{sC_f} \qquad \text{（空载）} \qquad (5\text{-}2a)$$

式中 C_f ——滤波电容

$$G_L(s)=\frac{1}{sC_f+1/R_L} \qquad \text{（阻性负载）} \qquad (5\text{-}2b)$$

$$G_L(s)=\frac{s}{s^2C_f+s/R_L+L_L} \qquad \text{（感性负载）} \qquad (5\text{-}2c)$$

由式（5-1）、式（5-2）可得，空载、阻性负载、感性负载时系统的闭环传递函数分别为

$$G_0(s)=\frac{k_{pu}ks+k_ik}{C_{fs^2}+(k_{pu}kk_{ufs}+k_ikk_{uf})} \qquad \text{（空　载）} \qquad (5\text{-}3a)$$

$$G_R(s)=\frac{k_{pu}ks+k_ik}{C_{fs^2}+(k_{pu}kk_{uf}+1/R_L)s+k_ikk_{uf}} \qquad \text{（阻性负载）} \qquad (5\text{-}3b)$$

$$G_{RL}(s)=\frac{k_{pu}ks+k_ik}{C_{f}s^2+(k_{pu}kk_{uf}+1/R_L)s+k_ikk_{uf}+1/L_L}$$ （感性负载） （5-3c）

式（5-3）的幅频特性为

$$|G_0(\omega)|=\sqrt{\frac{(k_{pu}k\omega)^2+(k_ik)^2}{(k_ikk_{uf}-C_f\omega^2)^2+(k_{pu}kk_{uf}\omega^2)}}$$ （空 载） （5-4a）

$$|G_R(\omega)|=\sqrt{\frac{(k_{pu}k\omega)^2+(k_ik)^2}{(k_ikk_{uf}-C_f\omega^2)^2+[(k_{pu}kk_{uf}+1/R_L)\omega]^2}}$$ （阻性负载） （5-4b）

$$|G_{RL}(\omega)|=\sqrt{\frac{(k_{pu}k\omega)^2+(k_ik)^2}{(k_ikk_{uf}+1/L_L-C_f\omega^2)^2+[(k_{pu}kk_{uf}+1/R_L)\omega]^2}}$$ （感性负载）（5-4c）

由式（5-4）可知，$|G_0(\omega)|>|G_R(\omega)|>|G_{RL}(\omega)|$。因此，逆变器按空载、阻性负载、感性负载变化时，输出电压将单调下降，输出电压的负载调整率由空载到感性负载时的电压降落ΔU_o决定。

2.相负载情形 设三相输出电压u_A、u_B、u_C对称，其有效值为115V，初相位分别为0^o、-120^o、-240^o，三相额定容量为3kVA，输出电压频率为40Hz，滤波电感为0.7mH，滤波电容为$10\mu F$，则不对称相负载时各相电流如表5-1所示。B、C两相电感电流幅值相等、相位、相差120^o，但A相电感电流的幅值最大，与B、C两相电感电流的相位差不再满足$\pm 120^o$。

表5-1 不对称相负载时各相滤波电感电流

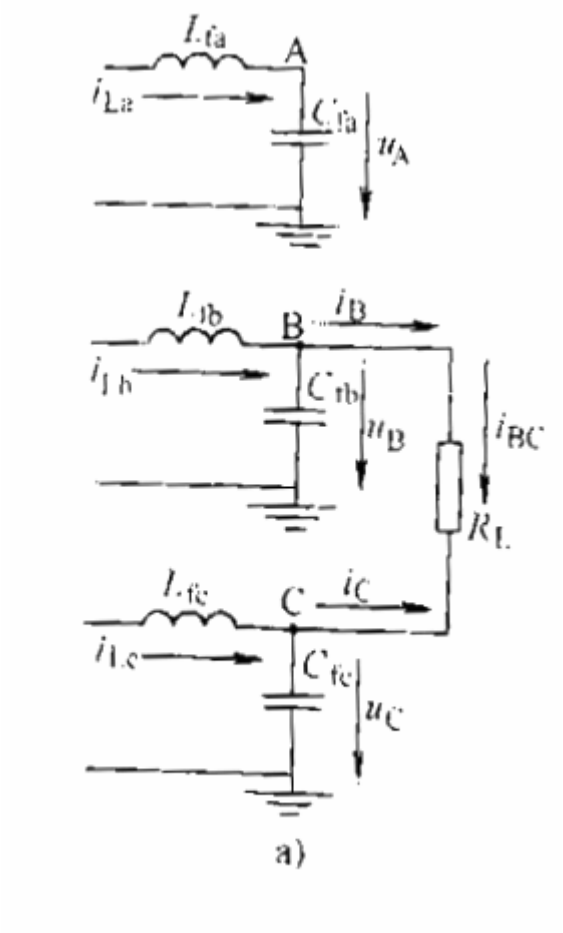
不对称相负载 / 各相电流		A相阻性满载 B、C相空载 $R_{La}=13.23\Omega$ $R_{Lb}=R_{Lc}=\infty$	A相阻性负载、 B、C相1/3阻性负载 $R_{La}=19.84\Omega$ $R_{Lb}=R_{Lc}=39.68$
A相	负载电流$\dot{I}_A=\dot{U}_A/R_{La}$	8．69∠0° （A）	5．80∠0° （A）
	滤波电容电流$\dot{I}Cfa=\dot{U}_A\,j\omega_oC_{fa}$	2．89∠90° （A）	2．89∠90° （A）
	滤波电感电流$\dot{I}Lfa=\dot{I}Cfa+\dot{I}_A$	9．16∠18.4° （A）	6．84∠26.49° （A）
B相	负载电流$\dot{I}_B=\dot{U}_B/R_{Lb}$	0（A）	2．90∠-120° （A）

	滤波电容电流 $\dot{I}Cfb=\dot{U}_B\ j\omega_o C_{fb}$	2．89∠-30° （A）	2．89∠-30° （A）
	滤波电感电流 $\dot{I}Lfb=\dot{I}Cfb+\dot{I}_B$	2．89∠-30° （A）	4．09∠-75.10° （A）
C 相	负载电流 $\dot{I}_C=\dot{U}_C/R_{Lc}$	0（A）	2．90∠120° （A）
	滤波电容电流 $\dot{I}Cfc=\dot{U}_C\ j\omega_o C_{fc}$	2．89∠-150° （A）	2．89∠-150° （A）
	滤波电感电流 $\dot{I}Lfc=\dot{I}Cfc+\dot{I}_C$	2．89∠-150° （A）	4．09∠164.9° （A）

3．线负载（三角形负载）情形　逆变器带三相不对称线负载时，如在 B、C 相输出间接一电阻负载，其简化电路及相量如图 5-4 所示。

由图 5-4a 可得

$$\dot{I}_{BC}=\dot{I}_B=-\dot{I}_C=\dot{U}_{BC}/R_L \qquad (5\text{-}5)$$



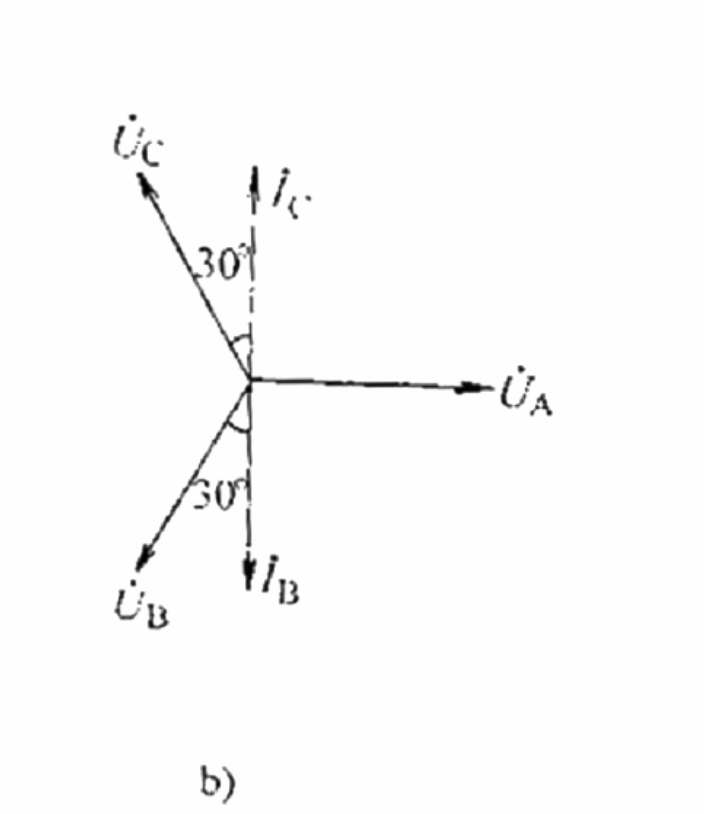
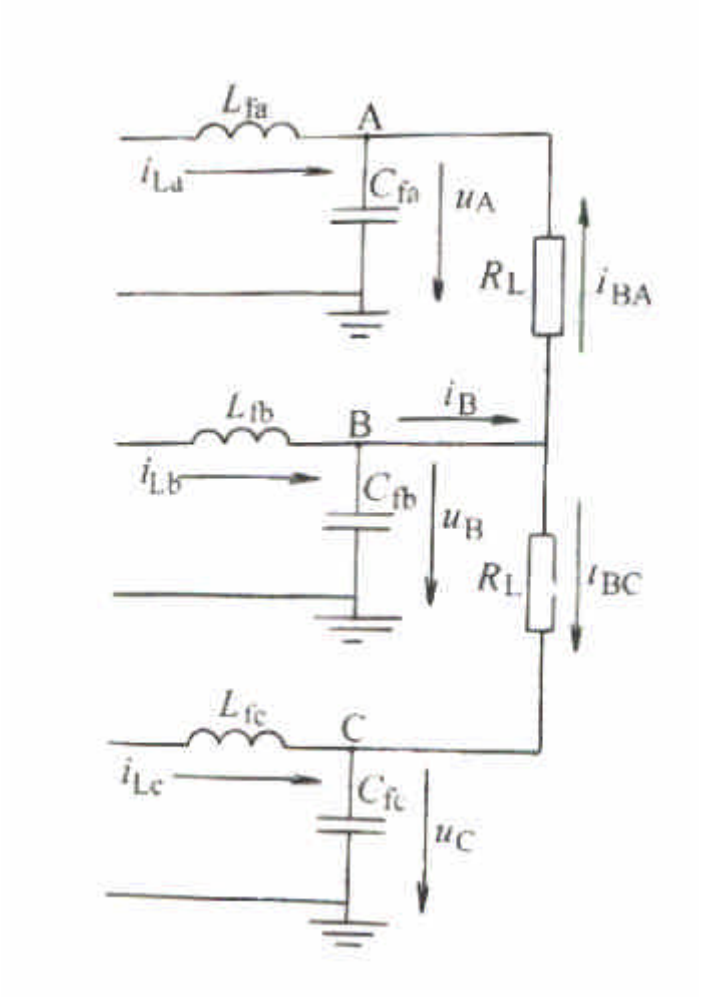


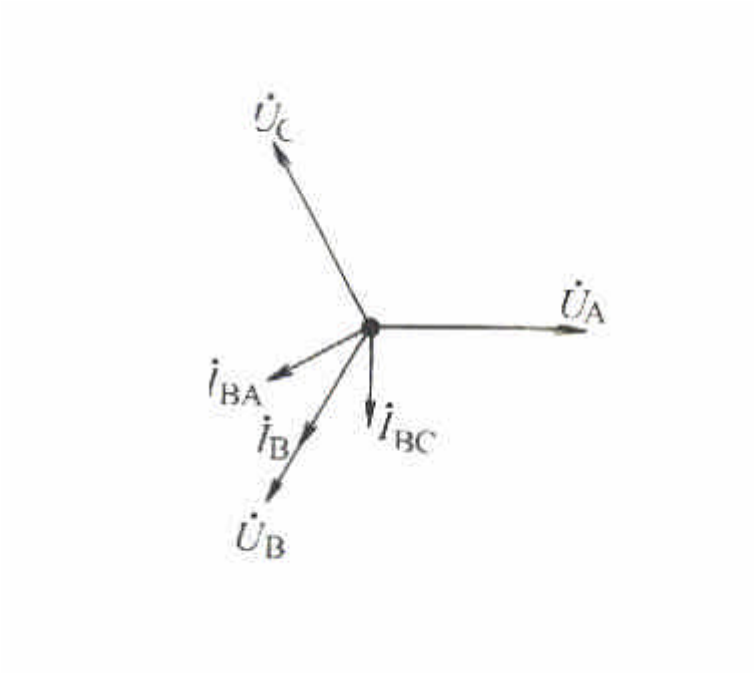
图 5-4　B、C 相间接电阻负载时简化电路及
a)简化电路　　b)相量

B 相电流 i_B 超前电压 $u_B 30^o$，C 相电流 i_C 滞后电压 $u_C 30^o$。因此，B、C 相间的电阻 R_L 相对于 B 相为功率因数等于 0.866 的容性负载，相对于 C 相为功率因数等于 0.866 的感性负载。同理，B、A 相间的电阻相对于 B 相为功率因数等于 0.866 的感性负载。

如果三相逆变器 B、C 相间与 B、A 相间同时接相同的阻性负载时，其简化电路及相量如图 5-5 所示。



a)简化电路



b)相量

图 5-5 B、C 相与 B、A 相间接相同阻性负载时的简化电路及其相量

BC 间的负载电流 i_{BC} 与 BA 间的负载电流 i_{BA} 合成后所得的 B 相输出电流 i_B 与电压 u_B 同相。因此，对 B 相相当于接了阻性相负载。当 B、C 相间与 B、A 相间同时接有相同的感性负载时，对 B 相当于接了一个感性相负载。由此可推得，当逆变器带三相对称线负载时，相当于接同样负载性质的对称相负载。

设负载功率因数变化范围为-0.75～0.75，即负载电流从超前负载电压 41.4^o 变化至滞后负载电压 41.4^o。若 B、C 相间接感性负载时，电压、电流相量如图 5-6 所示。当负载功率因数从 1.0 变化至 0.866 时，B 相负载电流从超前相电压 u_B 30^o 旋转至与 u_B 同相，即 B 相等效相负载从功率因数为 0.866 的容性负载变化到纯阻性负载；C 相负载电流从滞后相电压 u_C 30^o 旋转至滞带后相压 u_C 60^o，即 C 相等效相负载从功率因数为 0.866 变化至 0.5 的感性负载。当负载功率因数继续从 0.866 变化至 0.75 时，B 相电流从与相电压 u_B 同相变化至落后 u_B 11.4^o，即 B 相等效相负载从纯阻性变化至功率因数为 0.98 的感性负载，而 C 相的等效相负载从功率因数为 0.5 变化至 0.32 的感性负载。

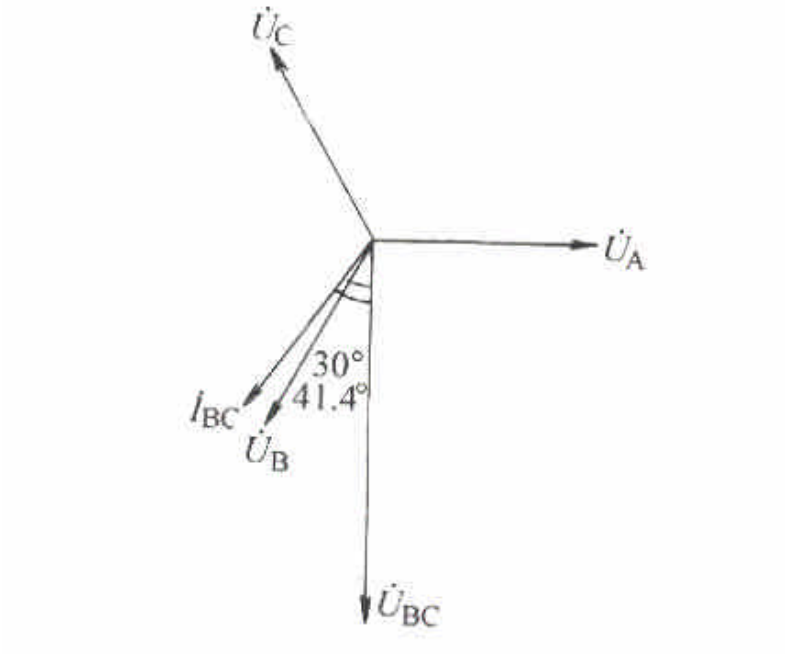


图 5-6 B、C 相间接感性负载时电压、电流相量

因此，如果考虑线负载情况，则单相逆变器在设计时要将功率因数范围扩大为-0.866～0.32，宽范围的功率因数意味着单模块的电流容量和无功回馈能量的增加。

1.2 逆变器的并联

1.2.1概述

逆变器并联系统具有增容灵活、可靠性高、易于大批量标准化生产等优点，特别适合应用在电力、通信领域，以及负载停电概率有较高要求的场合，N+1 冗余并联逆变技术是采用 N 个相同容量玫电压的逆变并联达到额定输出功率，第 N+1 个模块并联工作作

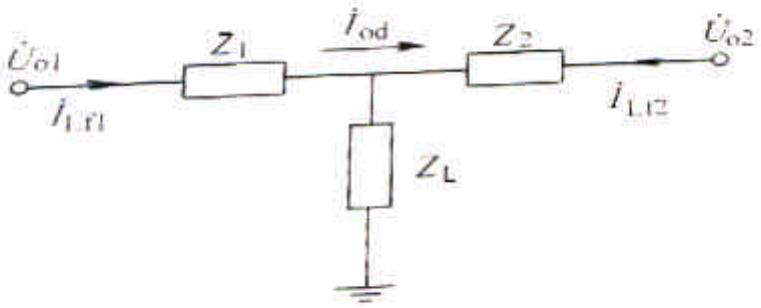
为余量，当N+1个模块中的任意一个出现故障时，可将故障模块迅速切出，其余N个模块仍能正常运行并提供100%的负载功率。

逆变器并联技术与高频开关电源模块的并联技术不同，由于高频开关电源模块的输出为直流，可采用二极管阻断的方式防止模块之间的环流，而逆变器输出为交流，在一个工频周期内电压波形是随时变化的，因此其并联技术的难度远大于高频开关电源并联系统。另外，逆变器的并联技术也远比发电厂同步发电机并联技术复杂。

1.2.2并联技术的现状

按照均流的方式划分，并联逆变技术通常可分为自整步法、功率调节法、同步开关控制法、主从模块法和平均值电流控制法等。

1．自整步法　并联系统中各模块等价，通过模块间的均流线实现同步和均流。二模块逆变器，二通道并联时差模阻抗Z_1～Z_2只包含输出滤波电感L_f，而输出滤波电容C_f归入负载阻抗Z_L中。当二模块的输出电压$\dot{U}_{o1}$、$\dot{U}_{o2}$存在偏差电压$\dot{U}_{od}$时，其幅度偏差$\dot{U}_{odm}$与$\dot{U}_{o1}$、$\dot{U}_{o2}$基本同相，相位偏差$\dot{U}_{odp}$超前$\dot{U}_{o1}$、$\dot{U}_{o2}$约90^0。减小$\dot{U}_{o1}$、$\dot{U}_{o2}$的幅值偏差和相位偏差将会减小偏差电压$\dot{U}_{od}(=\dot{U}_{odm}+\dot{U}_{odp})$，从而减小环流$\dot{I}_{od}(=\dot{I}_{odm}+\dot{I}_{odp})$。$\dot{U}_{odm}$引起的偏差电流$\dot{I}_{odm}$滞后$\dot{U}_{o1}$、$\dot{U}_{o2}$$90^0$；$\dot{U}_{odp}$引起的偏差电流$\dot{I}_{odm}$滞后$\dot{U}_{odp}$$90^0$，$\dot{U}_{o1}$、$\dot{U}_{o2}$基本同相。因此，对幅值偏差的控制可以通过对偏差电流无功分量的控制来实现，使二通道无功功率趋于均衡。



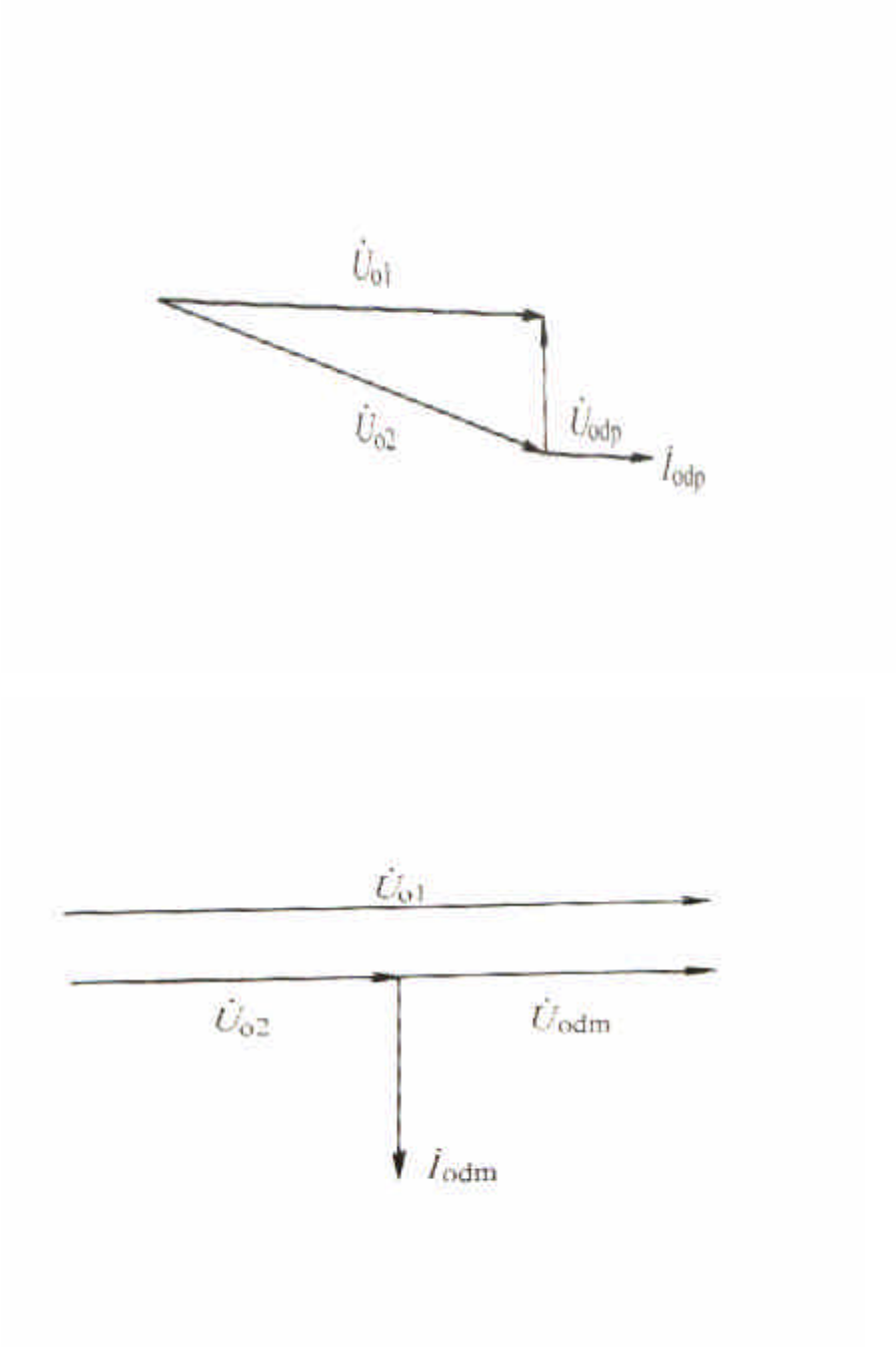


图 5-7 二模块逆变器并联的简化电路及其输出电压电流相量

a)输出等效电路　　b)幅度偏差　　c）相位偏差

偏差电流检测电路如图 5-8 所示，设逆变器模块 1、2 中电流互感器二次侧电流分别为 $\dot{I}_1$、$\dot{I}_2$，检测电阻 R_{s1}、R_{s2} 中的电流分别为 $\dot{I}_{R_{s1}}$、$\dot{I}_{R_{s2}}$，则电流检测闭合环路满足

$$\dot{I}_{R_{s1}} R_{s1} + \dot{I}_{R_{s2}} R_{s2} = (\dot{I}_1 - \dot{I}_A)R_{s1} + (\dot{I}_2 - \dot{I}_A)R_{s2} = 0 \qquad (5\text{-}6)$$

式中 $\dot{I}_1$、$\dot{I}_2$——电流互感器二次侧电流

R_{s1}、R_{s2}——检测电阻

$\dot{I}_{R_{s1}}$、$\dot{I}_{R_{s2}}$——检测电阻R_{s1}、R_{s2}中的电流

若 R_{s1}= R_{s2}，则

$$\dot{I}_A = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)/2 \qquad (5\text{-}7)$$

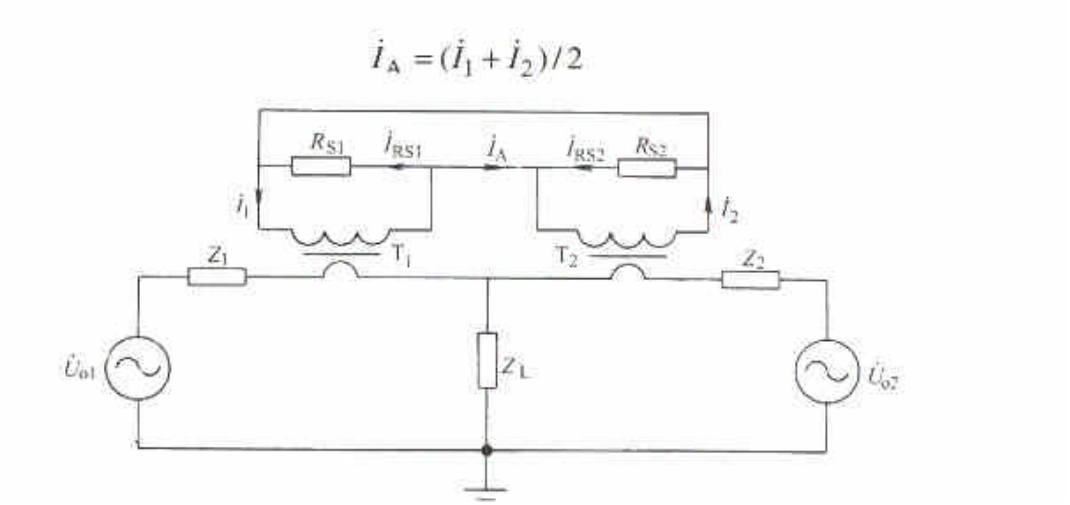


图 5-8 偏差电流检测电路

式（5-7）表明，$\dot{I}_A$体现了负载电流平均值，$\dot{I}_{R_{s1}}$、$\dot{I}_{R_{s2}}$体现了电流偏差，将其分离成无功分量与有功分量，并分别用来调整电压幅值和相位，从而实现无功功率和有功功率的均衡，如图，5-8 所示。自整步法通常适用于开环控制的低频调制逆变器，电流检测、分离和控制电路复杂，调节时间长、精度低。

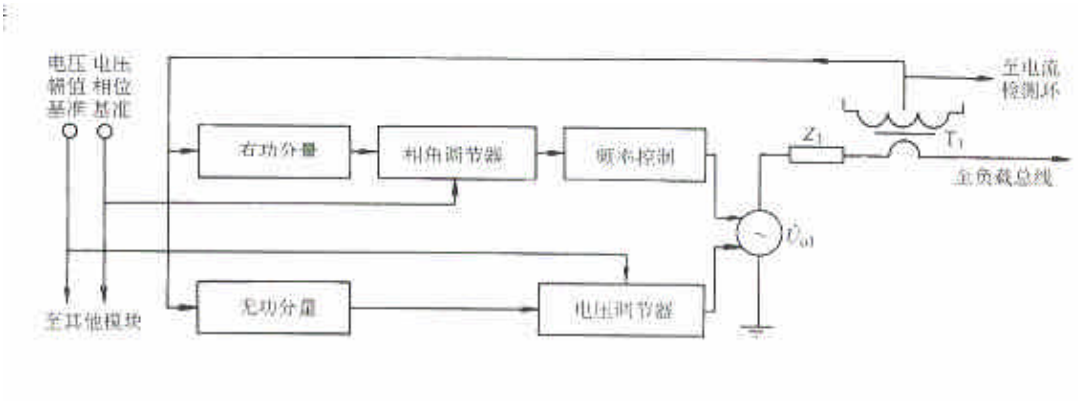


图 5-9 自整步并联逆变系统控制框图

2．功率调节法　基于功率调节法的并联逆变器简化电路如图 5-9 所示。设并联逆变器模块 1、模块 2、并联汇流条的输出电压分别为$U_{O1}\angle\alpha_1$、$U_{O2}\angle\alpha_2$、$U_O\angle 0^o$，线路输出端导线阻抗为纯电感$Z_1 = jX_1$，则模块$i(i=1、2)$的有功功率、无功功率分别为

$$P_{oi} = \frac{U_{oi}U_o}{X_1}\sin\alpha_i \qquad (5\text{-}8a)$$

式中 U_{oi}——并联逆变器模块 i 的输出电压

α_i——并联逆变器模块 i 的输出电压与并联回流条输出电压的相位差

$$Q_{oi}=\frac{U_{oi}U_o\cos\alpha_i-U_o^{\ 2}}{X_1} \tag{5-8b}$$

由于相位差α_i很小，有$\sin\alpha_i\approx\alpha_i$、$\cos\alpha_i\approx1$，并联逆变器的有功功率$P_{oi}$主要由相位$\alpha_i$决定，无功功率$Q_{oi}$主要由幅值差（$U_{oi}U_o$）决定，即输出电压的幅差与无功功率成正比，相位差与有功功率成正比；或者说，二逆变器模块有功功率的均衡主要取决与输出电压相位α_i、α_2的一致性，无功功率的均衡主要取决与输出电压U_{o1}、U_{o2}的一致性。因此，通过调节各逆变器的基准电压信号的幅值和相位就可以实现各逆变器输出的无功功率和有功功率的均衡。

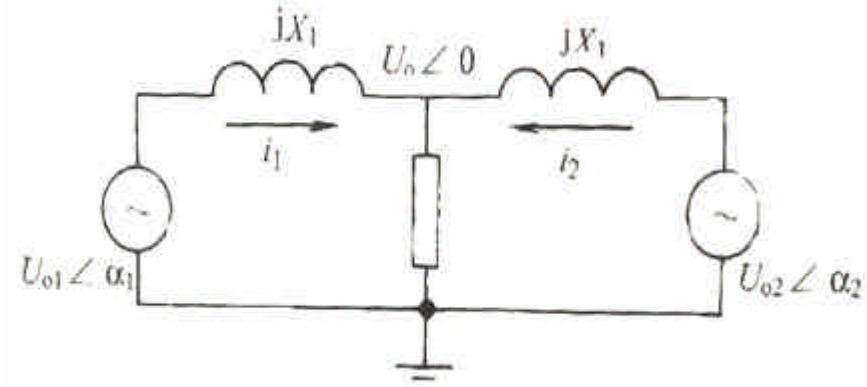


图 5-10 基于功率调节的并联逆变器简化电路

并联逆变器的功率调节法中，外特性下垂法可以实现模块间的无通信线工作。并联的逆变器模块间唯一的连接是输出负载端，仅以本逆变器模块的有功功率、无功功率和失真功率为控制变量，从而使各模块独立工作。逆变器模块依靠模块内部输出频率、电压和谐波电压分别随输出的有功功率、无功功率和失真功率呈下垂特性，从而实现同步和均流。

各逆变器的下垂特性为

$$\omega_{oi}=\omega_{oi0}-k_{1i}p_{oi} \tag{5-9a}$$

$$U_{oi}=U_{oi0}-k_{2i}Q_{oi} \tag{5-9b}$$

式 ω_{oi}——输出电压空载时的角频率

U_{oi}——输出电压空载时的有效值，

k_{1i}——ω_{oi}的下降斜率

k_{2i}——U_{oi}的下降斜率

下垂特性使各逆变器模块的功率流受控，系统的频率和电压跌落到新的工作点，该点环流最小。

非线性负载时，视在功率 S 的表达式中又增加了一项谐波电流引起的失真功率 D，即

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \qquad (5\text{-}10)$$

与基波无功功率不同，只调整输出电压的基波分量不会影响失真功率。解决此问题的一个方法是，依照失真功率的函数调整电压环增益，使电压环的增益和带宽随谐波分量而降低，从而得到所需的输出阻抗特性，以此降低谐波电压分量，改善各逆变器模块对谐波电流的均流。

3．同步开关控制法　逆变器模块并联同步开关控制法如图 5-10 所示。该方法由一个外部控制器和 N 个具有相同额定输出功率的逆变器模块构成，是一种较简单的集中控制并联方法，没有设置均流电路。外部控制器检测输出电压，产生 PWM 开关控制信号，控制各模块的功率开关同时进行状态转换。

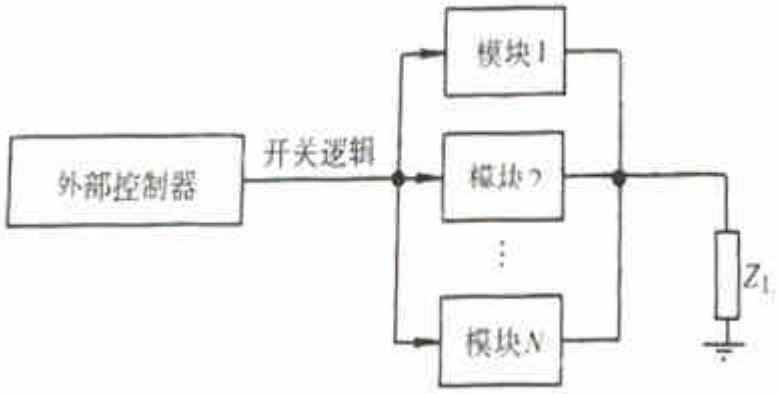


图 5-11 逆变器，模块并联同步开关控制法

并联逆变器同步开关控制法具有如下特点：（1）每个逆变器模块无法脱离外部控制器而独立工作，系统的冗余性和模块通用性较差；（2）对逆变器模块的参数一致性要求很高，模块输出阻抗的不一致性引起的负载不平衡现象无法克服，均流精度差；（3）逆变器模块间的通信信号线多，增加了控制电路的故障。

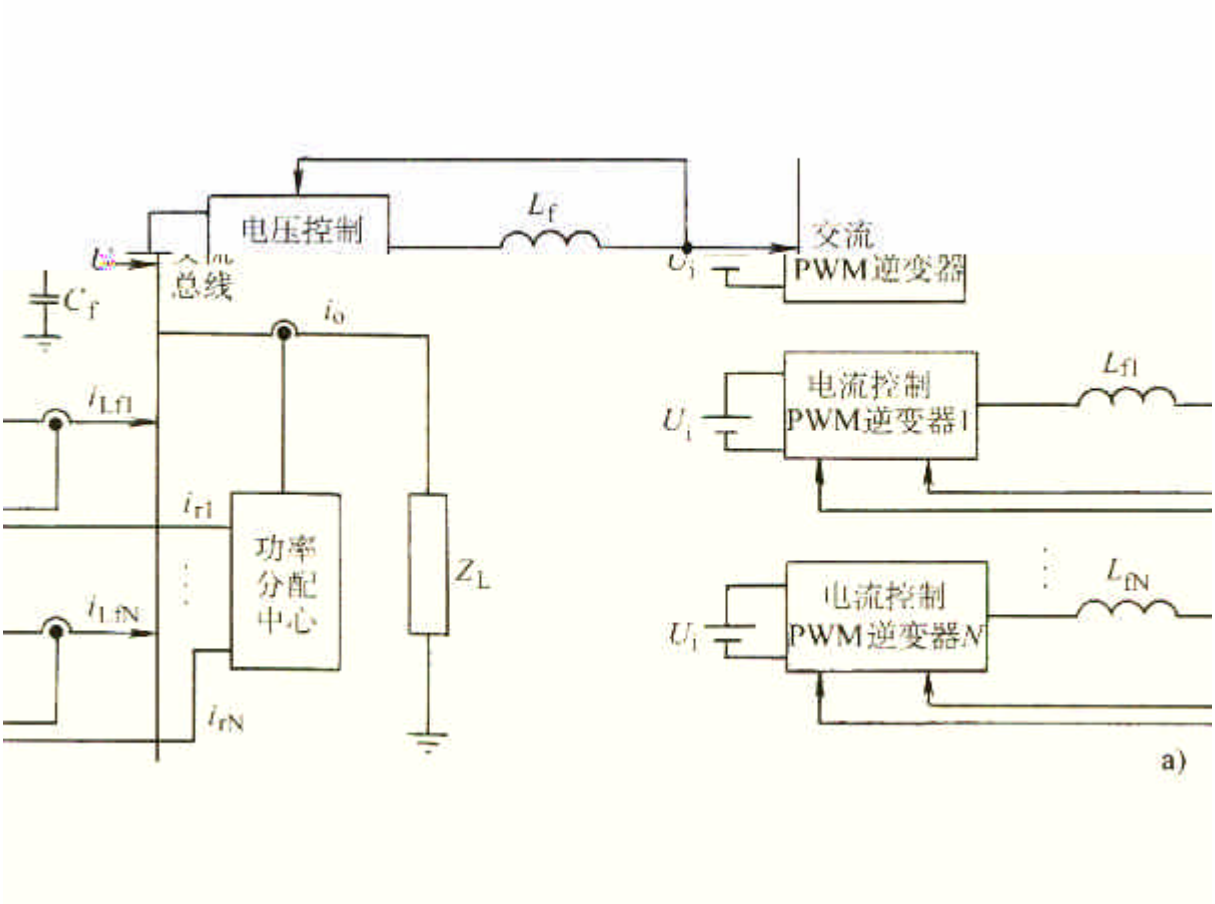
4．主从模块法　主从式并联逆变器系统由一个电压控制 PWM 逆变器主模快、数个电流控制 PWM 逆变器从模块和一个功率分配中心组成，如图 5-11a 所示。主模块保证系统输出的正弦电压幅值、频率稳定，从模块输出的电流跟随参考电流的变化来实现负载均分，功率分配中心检测负载电流，并分配每个从模块的参考电流。

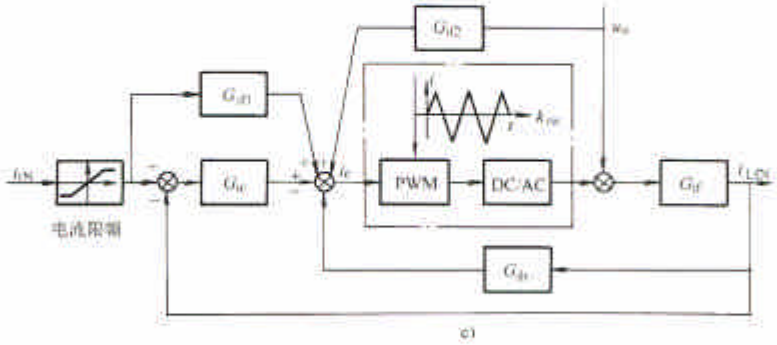
电压控制 PWM 逆变器模块的控制框图如图 5-11b 所示。G_{uc}、G_{uh}、G_{up} 分别为滞后、超前校正网络及 LC 输出滤波网络。该逆变器模块通过锁相环使其输出正弦电压与市电或自身产生的基准电压信号同步，而输出电流取决于负载性质。

电流控制 PWM 逆变器模块的控制框图如图 5-11c 所示。该模块必须具备快速的动态响应性能以跟随所分担的负载电流，不需锁相环实现同步，可适应电压控制 PWM 逆变器模块输出频率的变化。参考信号的前馈作用是用来提高响应速度的，输出电压被看作干扰输入，通过前馈加以补偿。

功率分配中心单元如图 5-11d 所示。该单元检测并联系统输出电流，决定投入工作的电流控制 PWM 逆变器模块数和为其提供参考电流。W_i=1 或 0 取决于输出功率的大小 $i=(1,2\cdots N),W_i=1$表示模块投入工作，$W_i=0$ 表示模块不投入工作，$W_0\equiv1$表示电压控制 PWM 逆变器模块必须投入工作。

主从模块法并联系统具有如下特点：（1）电压控制 PWM 逆变器模块、电流控制 PWM 逆变器模块均有独立的控制环，系统稳定性好，易于容量扩展，均流效果好；（2）电压控制 PWM 逆变器、电流控制 PWM 逆变器和功率分配中心是不同性质的模块单元，构成复杂，主模块一旦失效，从模块将无法工作，系统没有实现冗余，可靠性低；（3）各模块间相互的连接线会引入噪声干扰。





c)

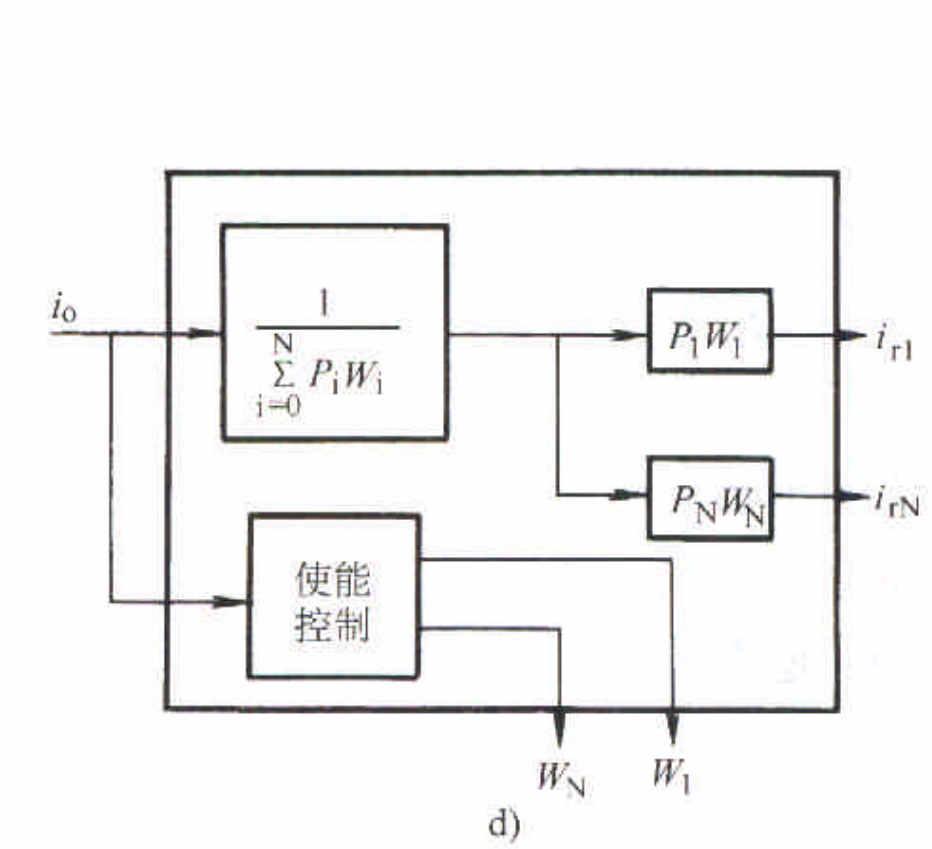


图 5-12 主从式并联逆变器系统

a)系统框图　b)电压控制 PWM 逆变器模块

c)电流控制 PWM 逆变器模块　d)功率分配中心

基于“民主”主从模块法的 N 个逆变器模块并联系统如图 5-12 所示。通过硬件开关选择软件设置，将任一逆变器模块设置为主模块 1 并控制其输出电压，电压环的输出即为所有模块的电流给定信号i_r，从模块 2～N 自身的电压环不在起作用。当主模块故障时，任一从模块上升为主模块。这种主从模块法可实现并联系统的冗余，实现系统的模块化，提高了系统的可靠性，但模块间仍有通信连线。

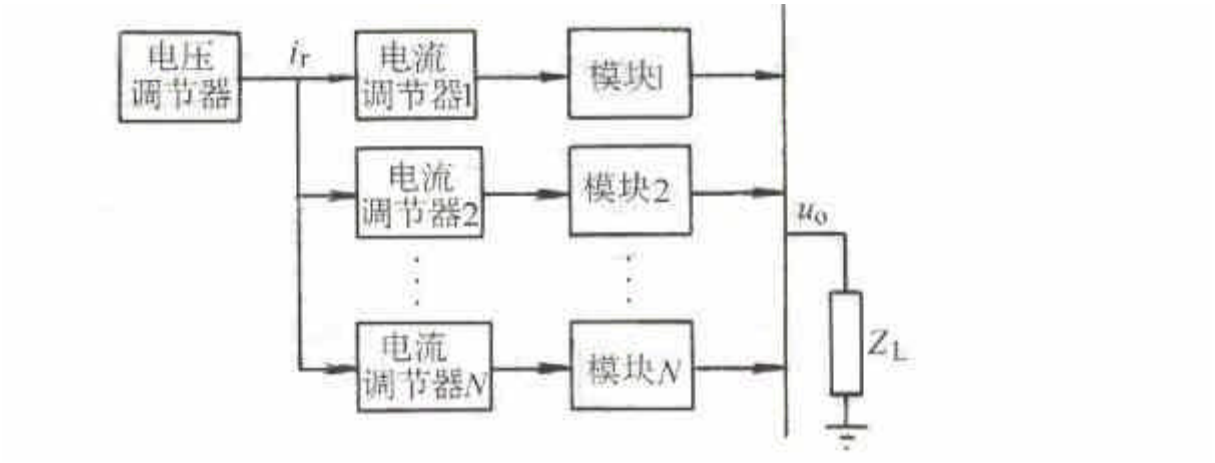


图 5-13 基于“民主”主从模块法的 N 个逆变器模块并联系统

5.平均值电流控制法　平均值电流控制逆变器模块并联如图 5-13 所示。该系统中，同步的个逆变器模块的基准电压信号的平均值u_{ravg}作为各模块的电压外环的给定，各模块电压反馈信号的平均值u_{ofavg}作为各模块的电压外环的反馈信号，各模块电压调节器输出的平均值i_{ravg}作为各模块电流内环的给定，各模块输出滤波点感电流作为电流反馈信号。由于各模块输出滤波器电感电流均跟踪给定电流的变化，所以可实现各模块输出均流。

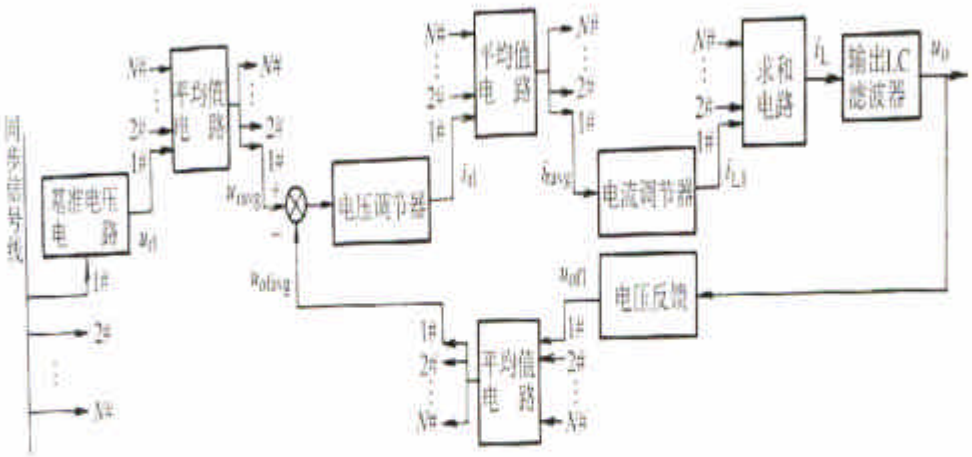


图 5-14 平均值电流控制逆变器模块并联

平均值电流控制法与主从模块法均属于电流跟踪控制法。平均值电流控制法具有如下特点：（1）电压基准、电压反馈、电流基准均为各并联模块相应信号的平均值，并联系统的动态和静态性能不比单模块性能差；（2）不需附加额外的并联控制模块；（3）模块间的模拟信号线较多，易受干扰，不适用于远距离通信；（4）并联控制电路复杂可靠性较低。

1.2.3并联逆变的关键技术——均流和同步

如图 5-14 所示是一种均流电路实现方案。

输出电流互感器检测、整流滤波放大电路后，得到了直流电压信号 U_B，各逆变器 U_B 信号通过电阻 R_S 连接到公共的均流母线 SCB，均流母线的电压 U_A 反映了所有逆变器的输出电压升高。因此，各逆变器可以根据其输出电流与平均负载电流的偏差值来调整输出电压，达到均流的目的。

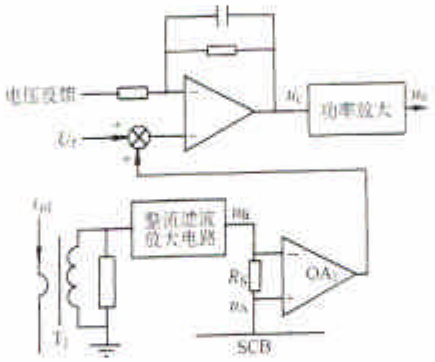


图 5-15 一种均流电路的实现方案

5．3．4 并联逆变系统的同步技术

并联逆变系统输出电压的同步原理如图 5-15 所示。在并联控制器中设置一个公共同步基准信号 u^*,各并联逆变器均能接受该同步信号，并使输出电压跟踪该信号，从而达到各逆变器输出电压同步的目的。输出电压 u_o跟踪同步信号 u^*锁相环电路完成。由于晶振的振荡频率精度很高，并具有良好的稳定性，因此可认为不同逆变器的输出电压频率近似相等，同步的主要任务是使 u_o与 u^*的相位一致。

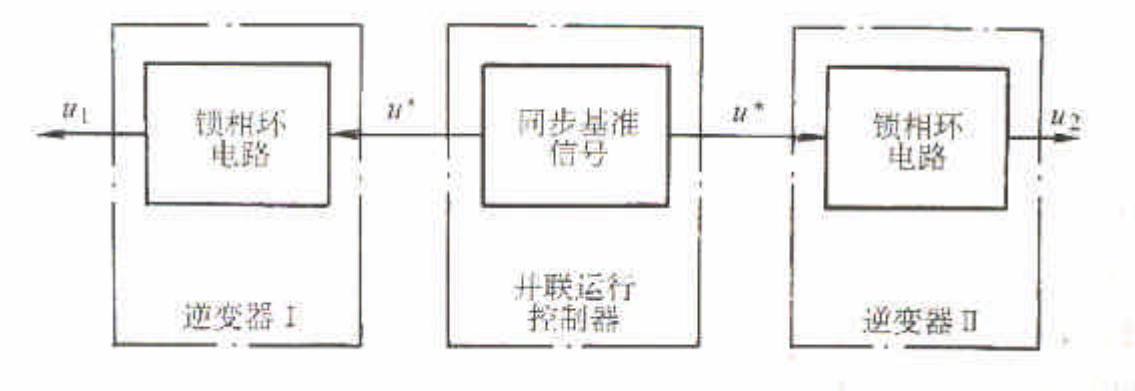


图 5-16 并联逆变系统输出电压的同步原理

1.3 逆变器的多重叠加

前面章节中讨论了为使逆变器得到正弦波输出而采用了正弦波脉宽调制（SPWM）技术，在特大容量的逆变器中，由于特大功率的开关器件的开关频率受到限制，采用 SPWM 调制由于开关频率很低（一般在 3KHZ 以下），输出滤波器体积庞大，另外由于低频段正好在音频频段上，增音非常大，从而限制了 SPWM 调制技术在大功率逆变电源中的应用。多重叠加法的基本原理是，把两个或两个以上完全相同的方波，按一定的相位差叠加起来，使它们的低次谐波相位相差 180°C 而相互抵消，以得到谐波余量较少的阶梯波，经过小型低通滤波后得到正弦波输出。

1.3.1单相串联多重叠加技术

将 N 个单相方波逆变器（如果需要调压时则用桥式逆变电路）的输出变压器的次数，按照图 5-15 所示的方式串联起来，就组成了单相串联多重叠加式逆变器。如果 N 个单相方波逆变器用的都是桥式逆变电路，则此单相串联多冲叠加式逆变器既能改善输出电压的波形，也能调节输出电压。

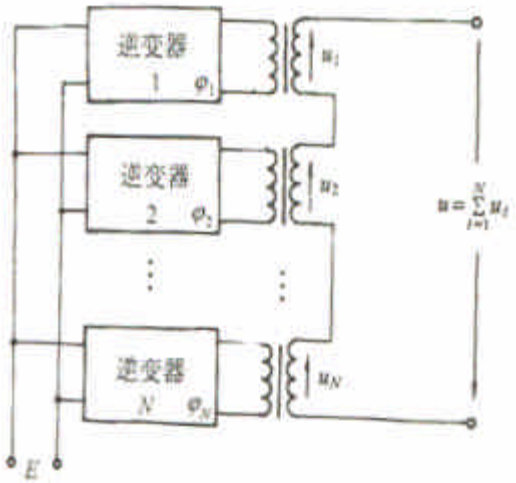
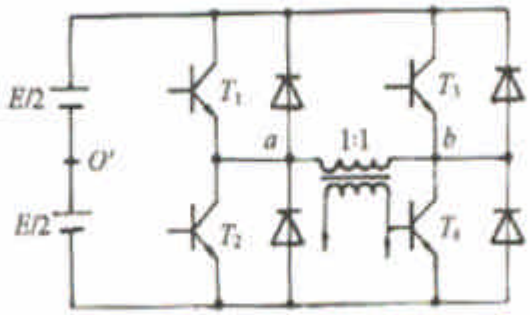


图 5-17 单相串联多重叠加式逆变器

图 5-16 给出了进行脉宽调制时的台式桥逆变器的电路及其输出电压波形。桥的左侧的T_1，T_2是一个简单的方波逆变器，桥的右侧的T_3，T_4是另一个简单的方波逆变器。

这两个简单的方波逆变器输出电压为$u_{aO'}$和$u_{bO'}$，是脉宽不可调的方波，而两桥臂中点 a 和 b 之间的电压u_{ab}，则是 $u_{aO'}$和$u_{bO'}$方波电压的叠加，即$u_{ab}=u_{aO'}—u_{bO'}$。它们之间的波形关系如图 2-16(b)所示。假定$u_{aO'}$和$u_{bO'}$之间的相位之差为$180^{\circ}+\varphi$，则调节φ角即可调节输出电压的波形，也达到了调节输出电压的目的。



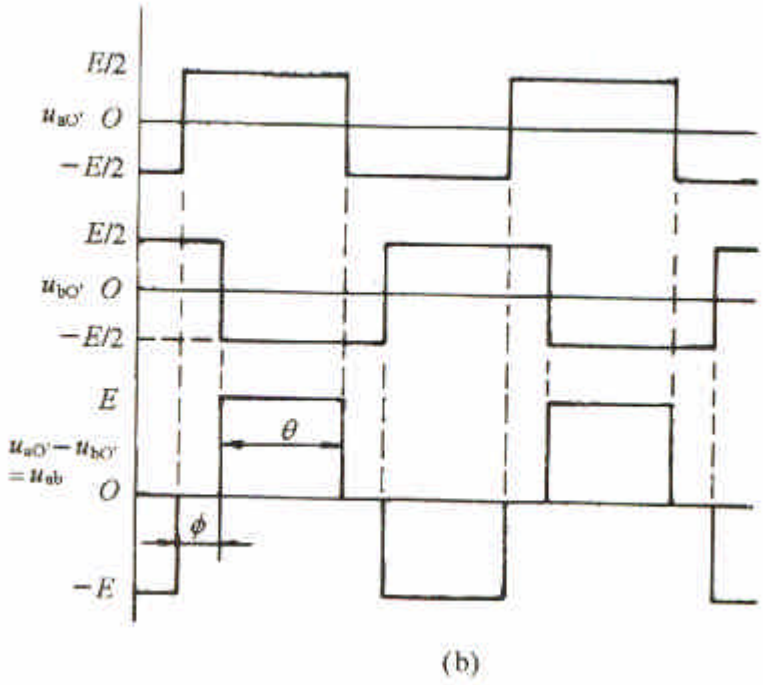


图 5-18　单台桥式逆变器及其波形图

a) 电路图　　b) 输出电压波形

$u_{aO'}$ 和 $u_{bO'}$ 用傅里叶级数表示时

$$u_{aO'} = \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} U_{m(n)} \cdot \sin n\omega t$$

$$u_{aO'} = \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} U_{m(n)} \cdot \sin n(\omega t + 180^o + \phi)$$

则 $u_{ab} = u_{aO'} - u_{bO'}$ 的傅里叶表示式为

$$u_{ab} = u_{aO'} - u_{bO'}$$

$$= \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} U_{m(n)} \cdot \sin n\omega t - \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} U_{m(n)} \cdot \sin n(\omega t + +180^o + \phi)$$

$$= \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} U_{m(n)} \cdot 2\cos\frac{n\phi}{2} \cdot \sin n\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right)$$

式中

$$U_{m(n)}=\frac{4}{\pi}\int_0^{n/2}\frac{E}{2}\sin n\omega t\cdot \mathrm{d}(\omega \mathrm{t})=\frac{2\mathrm{E}}{\mathrm{n}\pi}$$

将此结果代入上式，得

$$u_{ad}=\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{4E}{n\pi}\cdot\cos\frac{n\phi}{2}\cdot\sin n\left(\omega t+\frac{\phi}{2}\right) \qquad (5\text{-}11)$$

n 次谐波的幅值可以表示为

$$U_{abm(n)}=\frac{4E}{n\pi}\cos\frac{\mathrm{n}\phi}{2}$$

要使$U_{abm(n)}=0$，就要使$\cos\frac{\mathrm{n}\phi}{2}$=0，也就是使$\frac{\mathrm{n}\phi}{2}=90^o$，或$\phi=\frac{180^o}{n}$，n 为谐波次数。因此，

要消除 3 次谐波，即 n=3，则必须使$\phi=\frac{180^o}{3}$=60°；

要消除 5 次谐波，即 n=5，则必须使$\phi=\frac{180^o}{5}$=36°；

要消除 7 次谐波，即 n=7，则必须使$\phi=\frac{180^o}{7}$=25. 7°；

此外，由于$\cos\frac{\mathrm{n}\phi}{2}$=0，所以$\frac{\mathrm{n}\phi}{2}=2k\pi\pm90^o,k=0,1,2,\cdots$，故得

$$n=\frac{4k\pi\pm180^o}{\phi}$$

当要消除 3 次谐波，$\phi=60^o$时，

$$n=\frac{4k\pi\pm180^o}{60}=12k\pm3$$

$k=0$时，n=3；

$k=1$时，n=9, 15；

…

这就告诉我们，当消除 3 次谐波时，也就消除掉了 3 的奇次倍谐波；当消除 5 次谐波时，也就消除掉了 5 次倍谐波……。

当ϕ在$0^o\sim180^o$之间变化时，基波电压的幅值从$\frac{4E}{n\pi}$按余弦规律减小到 0。图 2-17 表示的是当ϕ角在$0^o\sim180^o$之间变化时，基波以及 3，5，7 次谐波的幅值与$\phi=0^o$时的

基波幅值百分比的变化曲线。由此曲线可知，单脉冲脉宽调制不仅可以消除某些低次谐波，同时还可以实现输出电压的调节；当$\phi = 0^o$时基波幅值$U_{abm(1)}$的值最大。

如果脉宽用θ表示时，则方程（5-11）表示为

$$u_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} \frac{4E}{n\pi} \sin\frac{n\theta}{2} \sin n\left(\omega t + \frac{\phi}{2}\right) \qquad (5\text{-}12)$$

式中 θ——脉宽

n 次谐波的幅值$U_{abm(n)}$为

$$U_{abm(n)} = \frac{4E}{n\pi} \sin\frac{n\theta}{2}$$

n 次谐波与基波幅值之比为

$$\frac{U_{abm(n)}}{U_{abm(1)}} = \frac{\sin\frac{n\theta}{2}}{n\sin\frac{\theta}{2}} \qquad (5\text{-}13)$$

方程（5-11），（5-12）及（5-13）结果如图 5-18 和 5-19 所示。

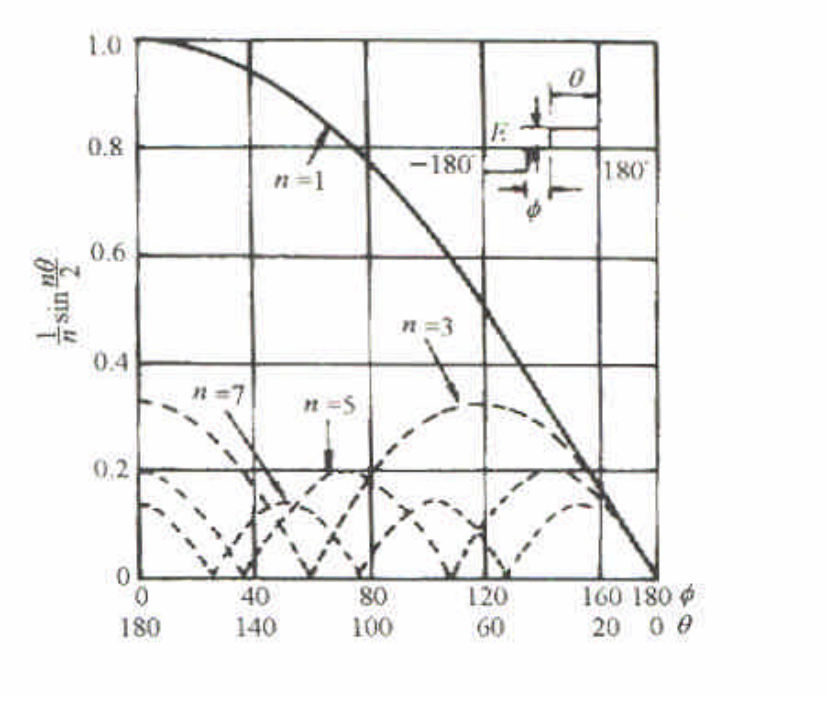


图 5-19 逆变器输出电压的谐波特性

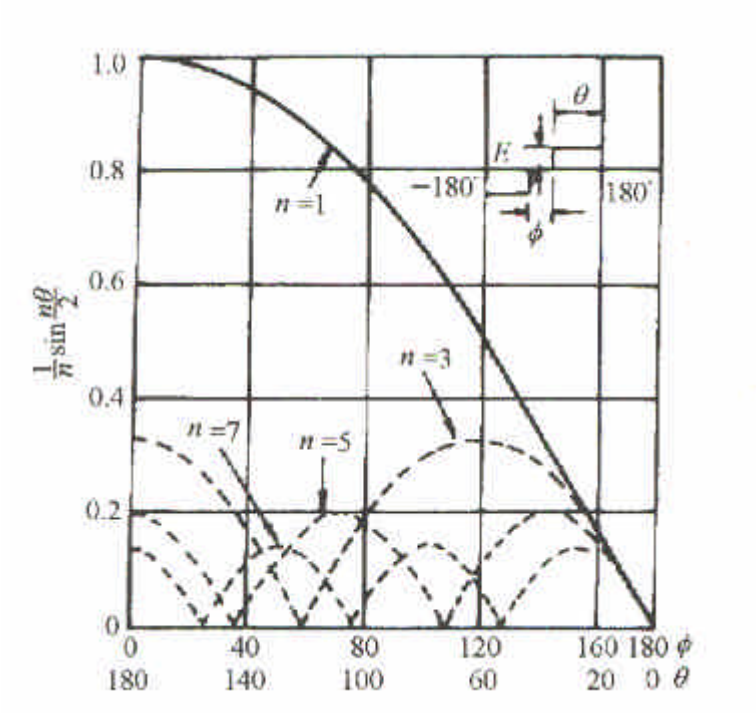


图 5-20 逆变器输出电压的谐波特性

n 次谐波的有效值$U_{ab(n)}$为

$$U_{ab(n)}=\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{4\mathrm{E}}{\pi}\sin\frac{n\theta}{2}=\frac{2\sqrt{2}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}$$

式中 n 为奇数。

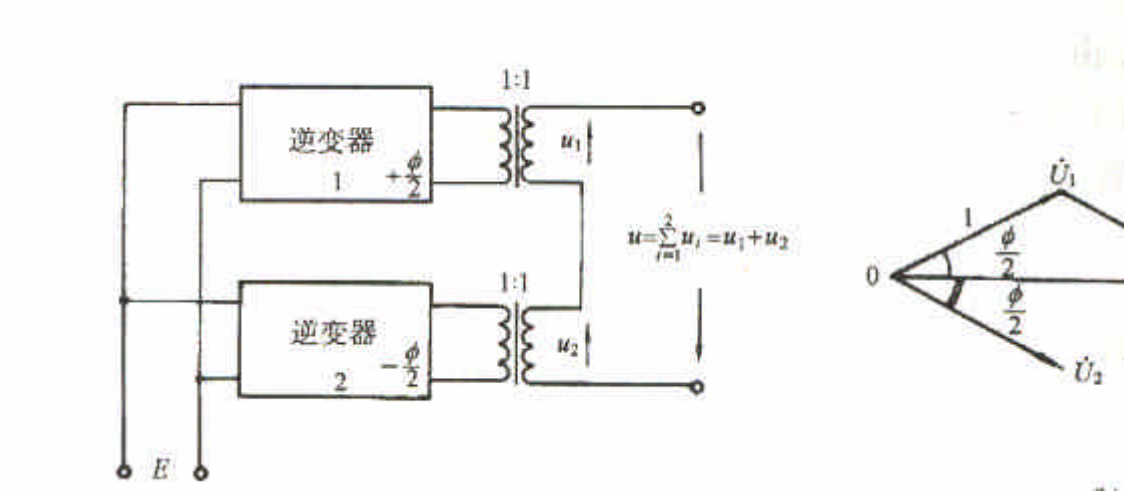
1．两个单相桥式逆变器的串联叠加

把有脉宽调制的两个单相桥式逆变器的相位角错开ϕ角后的两重叠加，其电路和波形如图 2-10 所示，两个逆变桥输出变压器的变化为 1：1，他们之间的关系如下：

$$u_1=\frac{4E}{\pi}\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{1}{n}\sin\frac{n\theta}{2}\cdot\sin n\left(\omega t+\frac{\phi}{2}\right)$$

$$u_2=\frac{4E}{\pi}\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{1}{n}\sin\frac{n\theta}{2}\cdot\sin n\left(\omega t-\frac{\phi}{2}\right)$$

$$u=\sum_{i=1}^{2}u_i=u_1+u_2$$



a) 电路图　　b) 叠加波形图

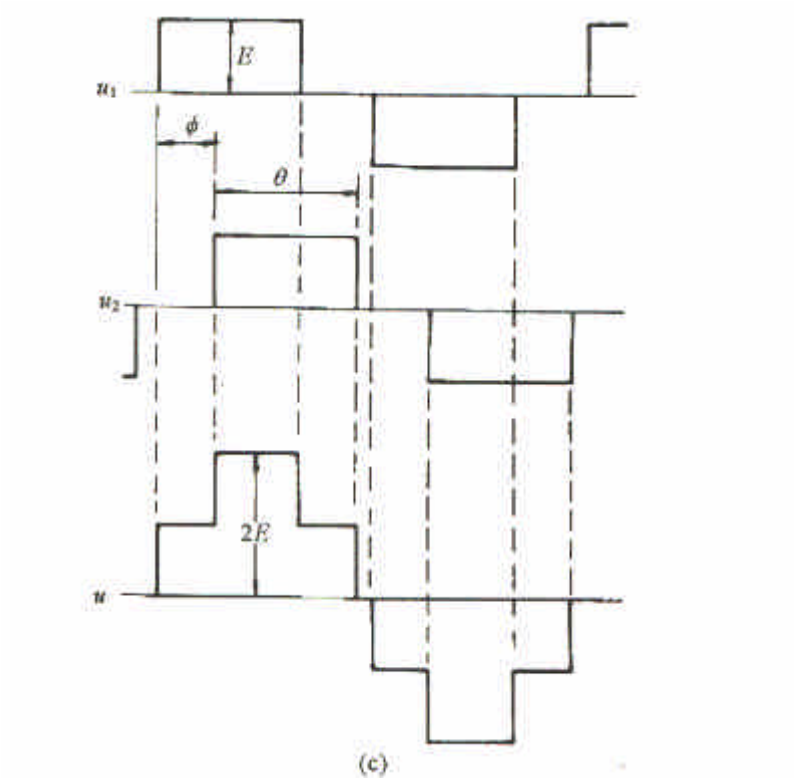


图 5-21 两个单相桥式逆变器的串联叠加

$$= \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\frac{n\theta}{2} \cdot 2\cos\frac{n\phi}{2} \cdot \sin n(\omega t) \qquad (5\text{-}14)$$

其中基波与各次谐波幅值的方程式为

$$U_{m(n)} = \frac{8E}{n\pi} \cdot \sin\frac{n\phi}{2} \cdot \cos\frac{n\phi}{2} \qquad (5\text{-}15)$$

如果想要消除 n 次谐波，则只要使上式中的 $\cos\frac{n\phi}{2} = 0$ 就可以了，此时，$\frac{n\phi}{2} = \frac{\pi}{2}$，

$\phi=\frac{\pi}{n}$。

要消除 3 次谐波时，则$\phi=\frac{\pi}{3}$；

要消除 3 次谐波时，则$\phi=\frac{\pi}{5}$。

此外，由于使$\cos\frac{n\phi}{2}=0$，即得$\frac{n\phi}{2}=2k\pi\pm\frac{\pi}{2},k=0,1,2,3,\cdots$，所以得$n=\frac{4k\pi\pm\pi}{\phi}$。

在消除 3 次谐波时，$\phi=\frac{\pi}{3}$，$n=\frac{4k\pm\pi}{\pi/3}=12k\pm3$。

当 k=0 时，n=3;
k=1 时，n=9, 15;
k=2 时，n=21，27;
…

在消除 5 次谐波时，$\phi=\frac{\pi}{5}$，$n=\frac{4k\pi\pm\pi}{\pi/5}=20k\pm5$。

当 k=0 时，n=5;
k=1 时，n=15, 25;
k=2 时，n=35，45;
…

这就说明：当消除掉 3 次谐波时，也就消除掉了 3 的奇次倍谐波；当消除掉 5 次谐波时，也就消除掉了 5 的奇次倍谐波。

2. 三个单相桥式逆变器的串联叠加

图 5-20 是采用三个有脉宽调制的单相桥式逆变器叠加合成的单相多重叠加逆变器电路及波形图。三个单相桥式逆变器的初位角依此移开$\frac{180^o}{45}=45^o$，逆变桥 1 和 3 的输出电压幅值相等（或者说逆变桥 1 和 3 的输出变压器变比都等于 1：1），而逆变桥 2 的输出电压幅值是逆变桥 1 和 3 的$\sqrt{2}$倍（或说逆变桥 2 输出变压器变化等于 1：$\sqrt{2}$），即

$$U_{m1}=U_{m3}=\frac{U_{m2}}{\sqrt{2}}$$

在输出变压器的次级进行串联叠加，合成电压为 u，图中各逆变桥的脉宽度$\theta=120^o$，脉冲截止角为60^o。各逆变桥的输出电压u_1，u_2，u_3及合成电压 u 的波形如图 5-20（c）所示。在波形中，u_2与u的波形同相位，以u的向量为基准，则

$$u_1=\frac{4E}{\pi}\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{1}{n}\sin\frac{n\theta}{2}\cdot\sin n\left(\omega t+\frac{\pi}{4}\right)$$

$$u_2 = \frac{4\sqrt{2}E}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\frac{n\theta}{2} \cdot \sin n(\omega t)$$

$$u_3 = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\frac{n\theta}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right)$$

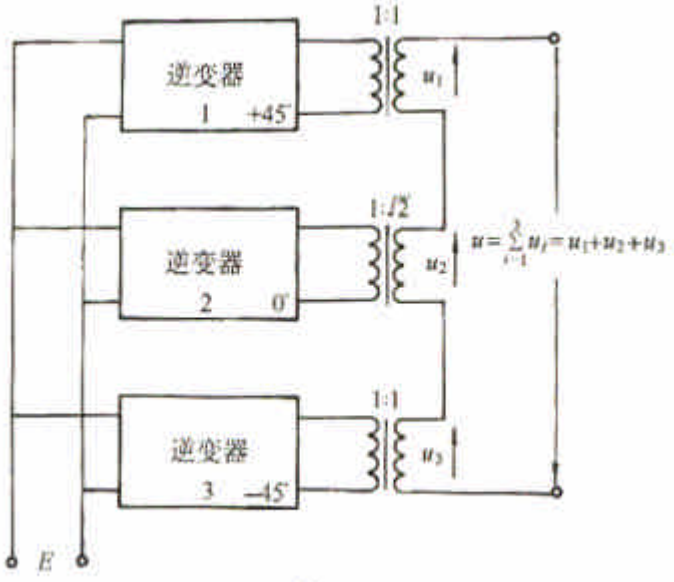
$$u = \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} u_i = u_1 + u_2 + u_3$$

$$= \frac{4\sqrt{2}E}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin\frac{n\theta}{2} \left(1 + \sqrt{2}\cos\frac{n\pi}{4}\right) \cdot \sin n(\omega t) \quad (5\text{-}16)$$

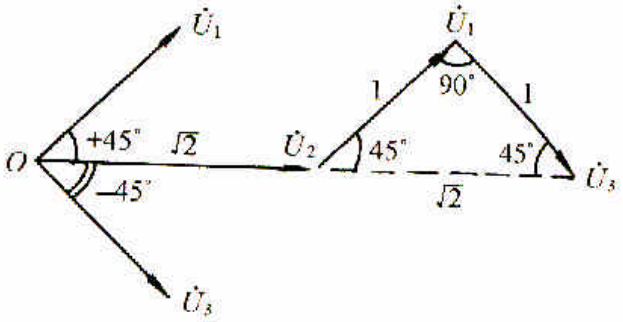
其中基波与各次谐波的幅值方程式为

$$u_{m(n)} = \frac{4\sqrt{2}E}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \sin\frac{n\theta}{2} \left(1 + \sqrt{2}\cos\frac{n\pi}{4}\right) \quad (5\text{-}17)$$

下面计算所要消除的谐波：



(a)



(b)

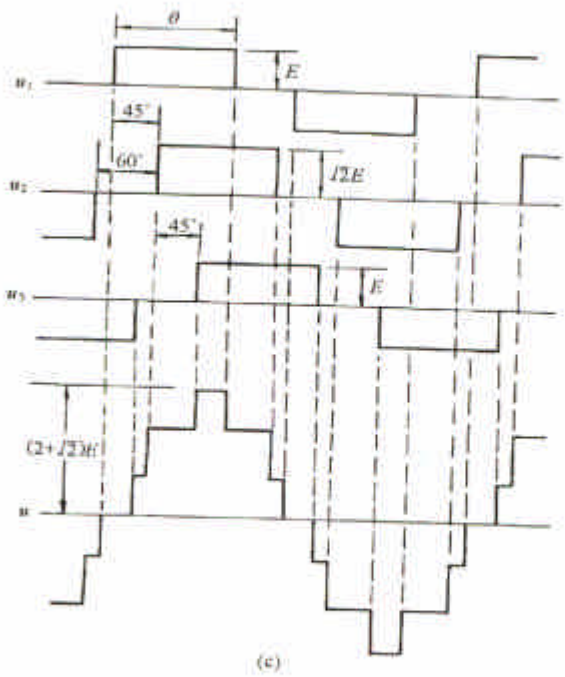


图 5-22 三个单相桥式逆变器的串联叠加

a) 电路图　　b)向量图　　c)叠加波形图

令$U_{m(n)}=0$，则$\left(1+\sqrt{2}\cos\frac{n\pi}{4}\right)=0$，即$\cos\frac{n\pi}{4}=-\frac{\sqrt{2}}{2}$，解得

$$\frac{n\pi}{4}=2k\pi+\pi\pm\frac{\pi}{4},k=0,1,2,3,\cdots$$

$$n=8k+4\pm1$$

当 k=0 时，n=3，5；

k=1 时，n=11, 13；

k=2 时，n=19，21；

…

可见，在输出电压 u 中消除掉 3，5，11，13，19，21，…次谐波，即在 u 中不包含 8k+4±1 次谐波。

由各次谐波的幅值方程式（5-17）可知道，输出电压 u 中的谐波含量是与脉宽θ有关的；当θ为150^o时，输出电压 u 中的谐波含量最少。同时还可以看出，调节θ即可调节输出电压基波的幅值，从而达到调节输出电压的目的，但随着θ的变化谐波含量也要变化。

这里必须指出，对于单相串联多重叠加式逆变器，当 N=2 或 3 时，N（=2 或 3）个单相逆变器（桥）依此移开的相位角是由被消除的谐波次数决定的，不是预先给定的π/N。因此，这种多重叠加法具有特殊性，他只适合于 N=2 或 3 的单相串联多重叠加，没有普遍意义，也不能在三相逆变器中应用，但它却说明了改善波形的作用，而且，对于 N=2 或 3 个单相逆变桥，实现单相串联多重叠加时，还是比较优越的方案。

1.3.2三相逆变器的多重叠加技术

三相逆变器通过三相输出变压器，可以得到六相输出；两个三相逆变器通过两个三相输出变压器互相错开$\pi/6=30^0$相位角，就可以得到 12 相输出，这相当于 N=6 个单相逆变器的多重叠加，因此，前面介绍的分组特性和余弦规律对于逆变器的多重叠加也是能用的。

实际上，大容量的逆变器，基本上不用单相逆变器进行多重叠加，而是采用三相逆变器进行多重叠加，其原因有三点：

1）三相逆变器的多重叠加相当于 N 等于 3 的整倍数的单相逆变器的多重叠加，可以叠加合成出绝对对称的三相对称电压，能够保证三相输出电压的瞬时值（或向量）之和在任何瞬间都等于零。

2）可以很方便地采用传统的三相变压器进行多重叠加，使输出变压器的体积重量大大减小，成本也显著降低。

3）可以利用三相变压器的Δ/Y接线方式消除零序谐波。

采用一个普通的三相方波逆变器在使用中有时有如下缺点：如谐波含量大，换向浪涌电压高，因超过负载电动机的绝缘水平而降低绝缘寿命等，所以，普通的方波逆变器，只限于用在绝缘强度有余量的中小型容量低压电动机，或对力矩脉动要求不严的设备，而多台普通三相方波逆变器通过多重叠加后使半导体开关器件的转换能量减小，因而转换时的换向浪涌电压也相应降低，所以，对于既有电动机，也有风力、水力机械等力矩脉动和过电压都成问题的场合，就必须采用三相逆变器的多重叠式逆变器。

假定有N'个普通三相方波逆变器、依次滞后$\pi/3N'$相位角，通过其三相输出变压器进行多重叠加，当N'等于 2，3，4 时，可以叠加出 12 相、18 相和 24 相的逆变器，相当于$3N'$个单相逆变器的多重叠加。N'具体取多少要根据用途、容量和运行方式来决定。表 5-2 给出了N'取不同值时的谐波含量、全电流有效值、力矩脉动和换向浪涌电压的值，以供选择N'值时参考。

表 5-2

	三相桥式$N'=1$	12 相多重叠加$N'=2$	18 相多重叠加$N'=3$	24 相多重叠加$N'=4$
谐波次数	$6k\pm1$	$12k\pm1$	$18k\pm1$	$24k\pm1$

线电压有效值 基波电压有效值	1.046	1.012	≈ 1	≈ 1
（额定时） 全电流有效值 基波有效值	1.026	1.001	1	1
浪涌电压峰值 额定电压峰值	1.45	1.13	1.04	1.02
力矩脉动频率	$6f,12f,18f,24f$	$12f,18f,24f$	$18f,24f$	$24f$
力矩脉动率	11%	1.9%	0.7%	0.3%

注：1. $k=1,2,3,\cdots$；

2.换流浪涌电压为三相桥式输出端电压，设直流电压为 62%；

3．电动机阻抗百分数取 20%；

4．f 为逆变器频率。

利用三相逆变器的多重叠加法，可以消除的谐波是：$N'=2$时能消除 5 次和 7 次谐波；$N'=3$时能消除 5 次、7 次、11 次和 13 次谐波；$N'=4$时能消除 5 次、7 次、11 次、13 次、17 次和 19 次谐波。

当负载有鼓风机和水力机械等设备时，其共振倍率高，因此必须充分注意力矩脉动问题，这就应当先用$N'=3$或 4 的 18 相或 24 相多重叠加，以使力矩脉动降低到 1%以下，因此，即使共振倍率为 100 倍左右时，其共振力矩也很小、用于鼓风机设备时是安全的，同时关系到电动机绝缘寿命的换向浪涌电压也是很小的。当$N'=3$或 4 的 18 相或 24 相多重叠加，由表 2-9 可知，浪涌电压峰值与额定电压峰值之比在 1.05 以下，$N'=2$的 12 相多重叠加时约为 1.13，用于既有电动机也有其它性质的负载时，可以放心地使用。国外采用$N'=4$的 24 相多重叠加法制成的 1750kVA 逆变器，就是用于给集尘鼓风机供电的调压调频电源。

1．$N'=2$的普通三相方波逆变器的叠加应用实例

利用两个普通三相方波逆变器，实现 3 个方波电压叠加的电路图、向量图和波形图如图 5-21 所示。假定三相逆变器 1 通过输出变压器T_{r1}的输出电压为u_{1a},u_{1b}、u_{1c}；三相逆变变器 2 通过输出变压器T_{r2}的输出电压为u_{2a},u_{2b}、u_{2c}和u'_{2a},u'_{2b}、u'_{2c}，变压器T_{r1}和T_{r2}的初级接成Δ形以消除零序谐波。因为$N'=2$，相当于六个单相逆变器的叠加，故由表 2-2 可知，在合成的阶梯波中将包含$2k(3N')\pm 1=2kN\pm 1$，$2k(3N')\pm 3=2kN\pm 3$，

$2k(3N')\pm5=2kN\pm5$ 三组谐波，其中 $2k(3N')\pm1=2kN\pm1$ 包含有基波，应保留；$2k(3N')\pm3=2kN\pm3$ 是零序谐波，可以通过三相输出变压器的 Δ/Y 接线来消除，只有 $2k(3N')\pm5=2kN\pm5$ 这一组谐波需要通过多重叠加法来消除。这里假定三相逆变器 2 滞后于三相逆变器 1 的相位角为 $\frac{\pi}{3N'}=\frac{\pi}{6}=30^0$。

根据叠加法则（a），(b)，A 相电压 u_A 应由 u_{1a}，u_{2a} 和 $-u'_{2b}$ 三个输出绕组的方波电压来叠加，如图 5-21 所示，要消除 $2k(3N')\pm5=2kN\pm5$ 组谐波，只要消除 5 次谐波即可。要消除 5 次谐波，只要按照方程式（5-23）的上式，以 5 次谐波建立方程式并令其等于零，而后解出变比 A_i 即可。由图 5-21（b）可得

$$A_1\cos5(0^0)+A_2\cos5(-30^0)+A_2\cos5(+30^0)=0$$

由法则（b），令 $A'_2=A_2$，则

$$A_1\cos0^0+A_2\cos(-150^0)+A_2\cos(+150^0)=0$$

$$A_1+2A_2\cos150^0=0$$

$$A_1-2A_2\frac{\sqrt{3}}{2}=0,\quad A_1=2A_2\frac{\sqrt{3}}{2}=A_2\sqrt{3}$$

当令 $A_1=1$ 时，$A_2=A'_2=\frac{1}{\sqrt{3}}$。

这就是说，要消除 5 次谐波（亦即消除 $2k(3N')\pm5=2kN\pm5$ 组谐波）时，三相输出变压器 T_{r1} 的变比取 $A_1=1:1$；T_{r2} 的变比取 $A_2=A'_2=1:\frac{1}{\sqrt{3}}$ 即可，如图 5-21（b）所示，变比与特征三角形的正弦定理一致。

以 u_A 的向量为基准，u_{1a} 与 u_A 的相位相同，由三相半桥式逆变器的输出电压方程式可知，当电压的方脉冲宽度为 θ 时，由于 T_{r1}，T_{r2} 的 Δ/Y 接线，故得

$$u_{1a}=\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}1\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}\cdot\sin n(wt)$$

$$u_{2a}=\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{1}{\sqrt{3}}\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}\cdot\sin n(wt-\frac{\pi}{6})$$

$$-u'_{2b}=\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{1}{\sqrt{3}}\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}\cdot\sin n(wt+\frac{\pi}{6})$$

u_A基波与各次谐波的幅值为

$$U_{Am(n)}=\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}[1\times\cos 0^0+\frac{1}{\sqrt{3}}\cos n(-\frac{\pi}{6})$$

$$+\frac{1}{\sqrt{3}}\cos n(\frac{\pi}{6})]=\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}[1+\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\frac{n\pi}{6}]$$

所以

$$u_A=u_{1a}+u_{2a}-u'_{2b}$$

$$=\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}\left[1+\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\frac{n\pi}{6}\right]\cdot\sin n(wt)$$

u_{AB}的基波与各次谐波的幅值为

$$U_{ABm(n)}=\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}\left[1+\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\frac{n\pi}{6}\right]\cdot 2\sin\frac{n\pi}{3}$$

所以

$$u_{AB}=\sum_{n=1,3,5,\cdots}^{\infty}\frac{2\sqrt{3}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2}\left[1+\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\frac{n\pi}{6}\right]\cdot 2\sin\frac{n\pi}{3}\cdot\sin n(wt+\frac{\pi}{6})$$

三相逆变器 1 通过输出变压器T_{r1}输出电压基波的有效值为

$$U_{1a(1)}=\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{\pi}\cdot\sin\frac{\theta}{2}$$

当u_{1a}的脉宽$\theta=180^0$时，

$$U_{1a(1)}=\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{\pi}\cdot\sin 90^0=\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{\pi}=\frac{\sqrt{6}E}{\pi}=0.78E$$

当$\theta=120^0$时，

$$U_{1a(1)}=\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{\pi}\cdot\sin 60^0=\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{\pi}\cdot\frac{\sqrt{3}}{2}=\frac{3E}{\sqrt{2}\pi}=0.675E$$

u_A的基波分量有效值为

$$U_{A(1)}=\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{2\sqrt{3}E}{\pi}\cdot\sin\frac{\theta}{2}\left[1+\frac{2}{\sqrt{3}}\cos\frac{\pi}{6}\right]=\frac{2\sqrt{6}}{\pi}\sin\frac{\theta}{2}$$

当脉宽$\theta=180^0$时，

$$U_{A(1)}=\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}\cdot\sin 90^0=\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}=1.56E$$

当$\theta=120^0$时，

$$U_{A(1)}=\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}\cdot\sin 60^0=\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}\cdot\frac{\sqrt{3}}{2}=1.35E$$

u_A第 n 次谐波的有效值为

$$U_{A(n)}=\frac{1}{n}U_{A(1)}=\frac{1}{n}\cdot\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}\cdot\sin\frac{\theta}{2}$$

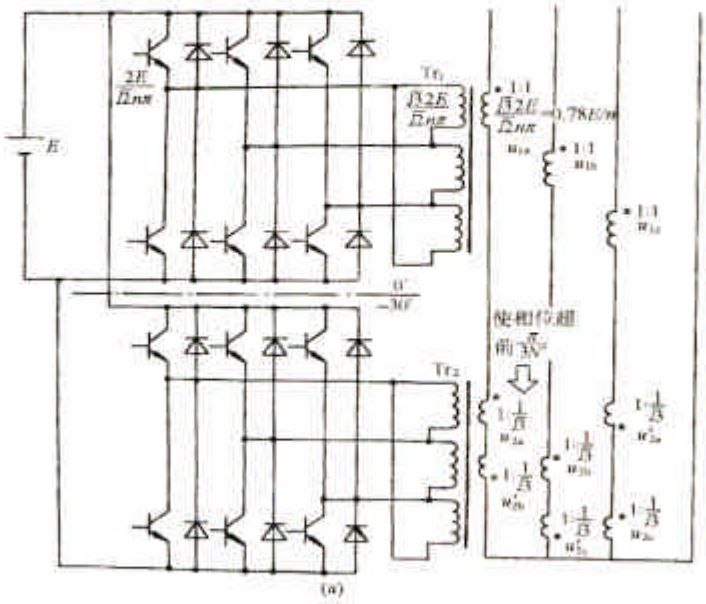
当脉宽$\theta=180^0$时，

$$U_{A(n)}=\frac{1}{n}\cdot\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}\cdot\sin 90^0=\frac{1}{n}\cdot\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}=\frac{1}{n}1.56E$$

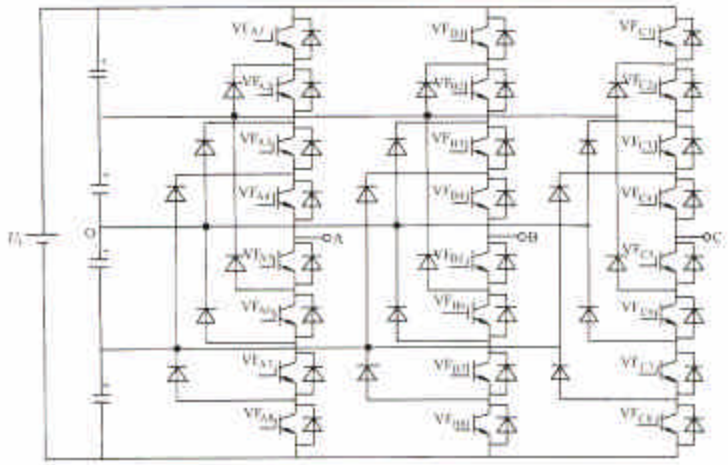
当$\theta=120^0$时，

$$U_{A(n)}=\frac{1}{n}\cdot\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}\cdot\sin 60^0=\frac{1}{n}\cdot\frac{2\sqrt{6}E}{\pi}\cdot\frac{\sqrt{3}}{2}=\frac{1}{n}1.35E$$

在以上的叙述中，脉冲宽度$\theta=180^0$时的波形如图 5-21（c）所示，多用于 SCR 逆变器；$\theta=120^0$时的波形如图 5-21（d）所示，多用于 IGBT 逆变器，对于 IGBT 逆变器，通过调节脉冲宽度θ就可以调节输出电压。



(a)



a)

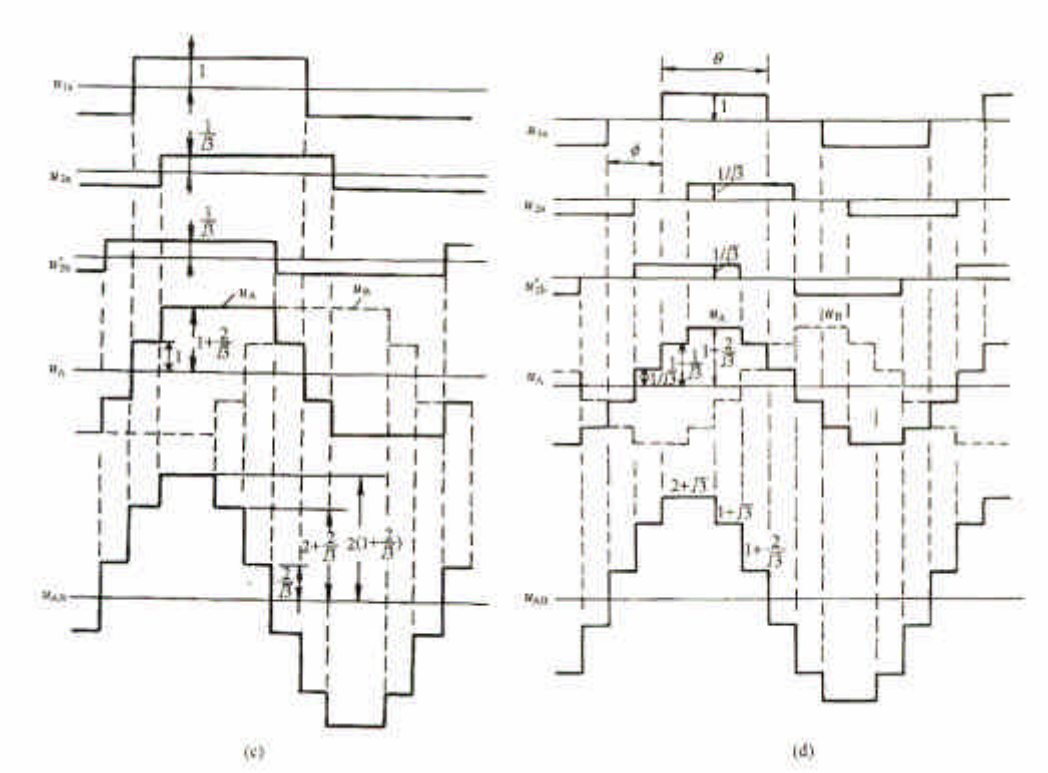


图 5-23 $N'=2$ 的三相方波逆变器的 3 个方波电压叠加方式

（a）电路图；（b）向量图；（c）1800 方波叠加波形；（d）1200 方波叠加波形

1.4 逆变器的多电平变换技术

前面讨论的逆变器，一个开关周期内逆变桥臂的相电压输出电平为二电平，即+Ud/2和-Ud/2，我们称之为二电平逆变器，但在直流母线电压较高的场合，如高压直流输电终端的换流站，非瓦级风力发电机并网逆变器等，受到了单只功率器件耐压的限制，若直接采用功率器件串联方式，由于器件开关过程中很难实现动态均压，因此人们想到了采用多电平变换技术，该技术由日本 Akira Nabae 教授于 1981 年提出，经过不断完善，目前应用成熟的有主要有二极管箝位型、电容箝位型和独立直流源级联型三种拓朴结构，电平也从三电平、五电平发展到了更多电平，本文以二极管箝位型来讨论。

1.5 二极管箝位型三电平变换

如图 5-22a 所示,由于逆变器的相电压 VaN、VbN、VcN 瞬时值不是 $V_i/2$ 就是 $-V_i/2$，6 开关电压源逆变器通常称为两电平电压源逆变器,换句话说,相电压可取两电平的一个。多电平电路提供了一种相电压的 N 个电平中取一的选择方法.例如,如图 5-23 所示的 N=3 电平电路,逆变器的相电压可取 $V_i/2$、0、$-V_i/2$ 三值之中的任意值.我们关心的问题是如何得到三平电路所需的 12 开关的触发脉冲。有几种方法可解决这个问题，这些方法可分为模拟式（如基于载波的方法）和数字式（如基于空间矢量的方法）两类。两类方法均涉及到逆变器的有效开关状态。

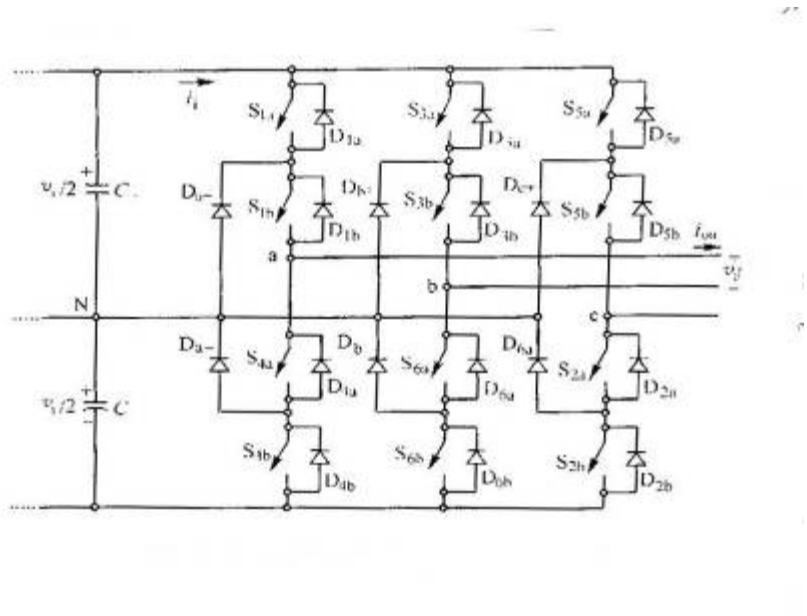


图 5-24 三相三电平电压源逆变器电路

（1）三电平电压源逆变器的有效开关状态

最早得到有效开关状态的方法是分别对每相单独进行分析。a 相有 S1、S2、S3、S4 四个开关，这四个开关不能同时导通，否则会引起直流母线短路，也不能同时关断，否则会出现未规定的相电压 v_{aN0} 表 5-3 给出了有效开关组合一览。注意所有有效开关组合应满足的条件是非常重要的，即开关 S1 的状态总是和开关 S2 的状态相反，开关 S1 的状态总是和开关 S4 的状态相反，因为相电压由负载相电流的极性决定，所以其他开关状态组合会出现逆变器相电压未规定的情况。b 相和 c 相的开关状态和 a 相同，然而，由于各相是并联的，则各相可以独立的运行。

表 5-3 三电平电压源逆变器 a 相的有效开关状态

S_{1a}	S_{1b}	S_{4a}	S_{4b}	V_0	导通状态
1	1	0	0	$V_i/2$	当 i_{oa} >0 时，S_{1a}、S_{1b} 当 i_{oa} <0 时，D_{1a}、D_{1b}
0	1	1	0	0	当 i_{oa} >0 时，S_{1a}、D_{a+} 当 i_{oa} <0 时，S_{4a}、D_{a-}
0	0	1	1	$-V_i/2$	当 i_{oa} >0 时，D_{4a}、D_{4b} 当 i_{oa} <0 时，S_{4a}、S_{4b}

（2）SPWN 技术在三电平电压源逆变器中的应用

SPWN 技术的主要目标是产生 12 路触发脉冲，并逆变器相电压基波等于一组给定的调制信号。特别地，三电平逆变器采用的 SPWN 技术使用了一组正弦波调制信号（Vca、

Vcb、Vcc 分别为 a、b、c 相的调制信号），N-1=2 组三角波载波信号（ $\upsilon_{\Delta 1}$、$\upsilon_{\Delta 2}$ ）如图 5-24a 所示。当载波信号同相且具有一个奇数的归一化频率 m_f=15 时，可得到最佳的结果。依据图 5-24，当 Vca>$\upsilon_{\Delta 1}$时，开关 S_{1a}导通，当 Vca<$\upsilon_{\Delta 1}$时，m_f断开。另外，开关 S_{4a}的的开关状态与开关 S_{1a}相反，开关 S_{4b}的开关状态与开关 S_{1b}相反，于是可得到开关 S_{4a}、 S_{4b}的开关状态。为了利用同一组载波信号来产生 b、c 相的触发信号，载波信号的归一化频率 m_f应是三的倍数。因而 m_f的可能取值为 3、9、15、21，…。

图 5-24 所示为采用 SPWN 调制技术（m_f=15，m_a=0.8）的三电平逆变器的相关波形。特别是，图 5-24d 所示为逆变器的相电压，该图清楚的显示相电压为三种电平的电压，图 5-24f 所示为逆变器的线电压，该图显示电压的跳跃值至少是 V_i／2。更重要的是，图 5-24e 所示逆变器电压相电压中所含的谐波出现在 $lm \pm k(l = 1,3,\cdots;k = 0,2,4,\cdots)$ 上和在 $lm_f \pm k(l = 2,4,\cdots;k = 1,3,5,\cdots)$ 上。例如，线电压的第一组谐波 $(l = 1, m_f = 15)$ 出现在 $15 \pm 2, 15 \pm 4, \cdots$ 上。

基于载波的 PSWN 技术的所有其他特性对多电平逆变器也适用。例如（Ⅰ）逆变器相电压基波分量满足下式：

$$\hat{v}_{aN1} = \hat{v}_{bN1} = \hat{v}_{cN1} = m_a \frac{v_1}{2}, 0 < m_a \le 1 \qquad (5\text{-}18)$$

线电压基波分量满足下式：

$$\hat{v}_{ab1} = \hat{v}_{bc1} = \hat{v}_{ca1} = m_a \sqrt{3} \frac{v_1}{2}, 0 < m_a \le 1 \qquad (5\text{-}19)$$

式中，0<$m_a \le 1$表示在线性运行区。为了提高负载电压的幅值（m_a>1）使之过调制，此时线电压的取值范围为

$$\sqrt{3}\frac{v_i}{2} < \hat{v}_{ab1} = \hat{v}_{bc1} = \hat{v}_{ca1} < \frac{4}{\pi}\sqrt{3}\frac{v_i}{2} \qquad (5\text{-}20)$$

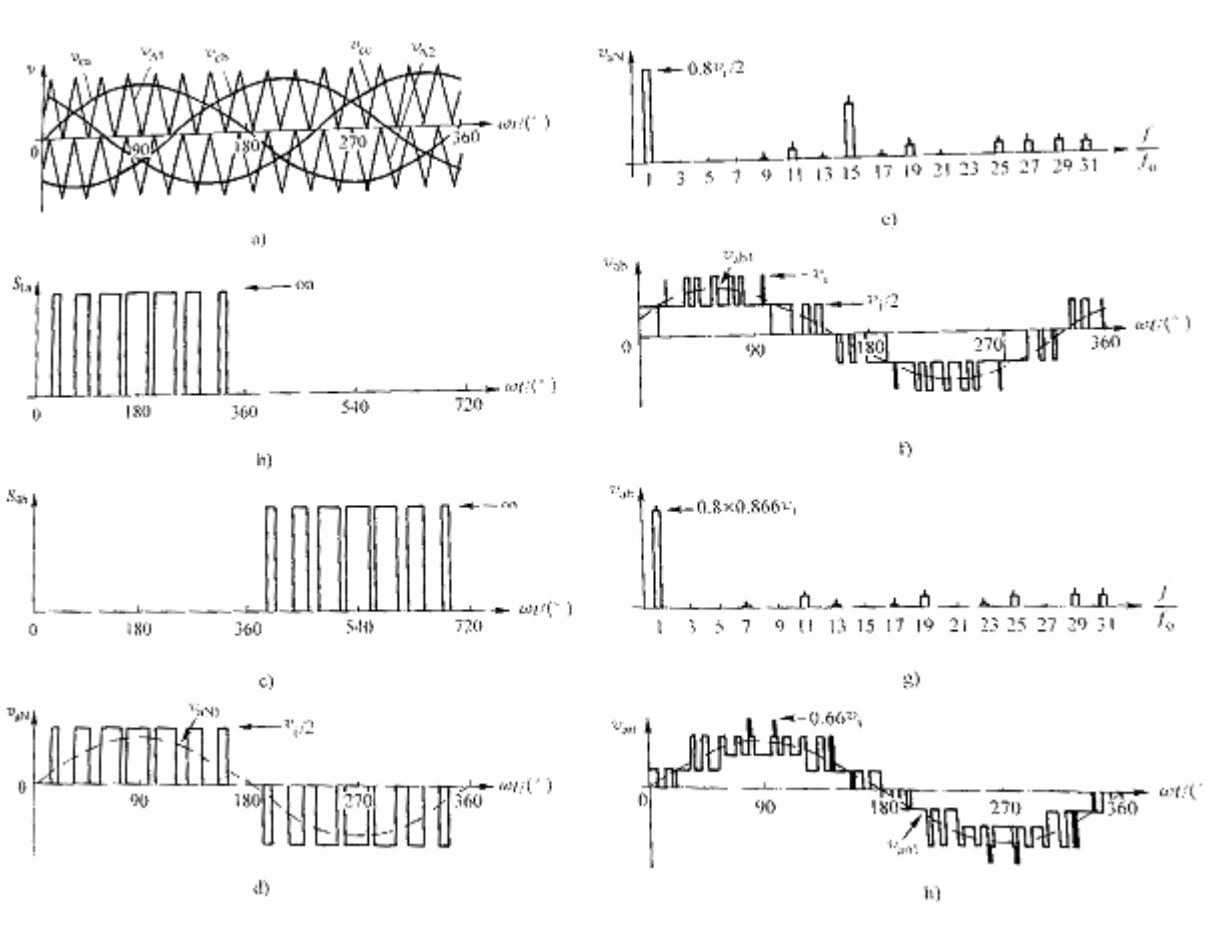


图 5-25 采用 SPWM 调制技术的三电平逆变器的相关波形

（Ⅱ）加进 3 次谐波（零序列）可改进调制信号，把线性区域提高到 m_a=1.15。这使线电压基波分量的最大值等于 V_i；（Ⅲ）一组非正弦的调制信号也可用于调制技术中。像有源滤波器的非正弦电压就是这种情况；（Ⅳ）因为电压源逆变器可两象限运行，所以多电平逆变器既可应用于有公功率从直流侧流向交流侧的场合，也可用于它从交流侧流向直流侧场合。

一般地说，当 N 电平逆变器采用基于载波的调制技术时，可得到以下结论：（a）需要三个相位相差 120 °的调制信号和 N-1 个载波信号；(b)逆变器相电压峰值是 $V_i/2$；（c）逆变器的相电压是由以下值够成的离散波形；

（d）负载电压的最大跳跃值为

$$\frac{v_i}{N-1} \qquad (5\text{-}21)$$

例如，一个 N=5 电平的逆变器需要四个载波信号，相电压的离散值为：$V_i/2$、$V_i/4$、$-V_i/4$、$-V_i/2$，负载电压的最大跳跃值为：$V_i/4$。关键波形如图 5-25 所示。

多电平逆变器的缺陷之一是直流环节电容器不能由单个直流电压源供电。这是由于直流母线上逆变器所需的电流不是对称的，而且电容器不均匀分担直流电压源。例如，三电平逆变器需次侧为三角形-星行的变压器符合这一要求，另外，由于消除了电源电流 5 和 7 次谐波 ，因而将提高逆变器的性能。

（3）采用空间矢量调制技术的三电平逆变器

数字技术很自然地延伸到多电平逆变器中。事实上，多电平逆变器中空间矢量调制技术的原理与两电平逆变器的相同。

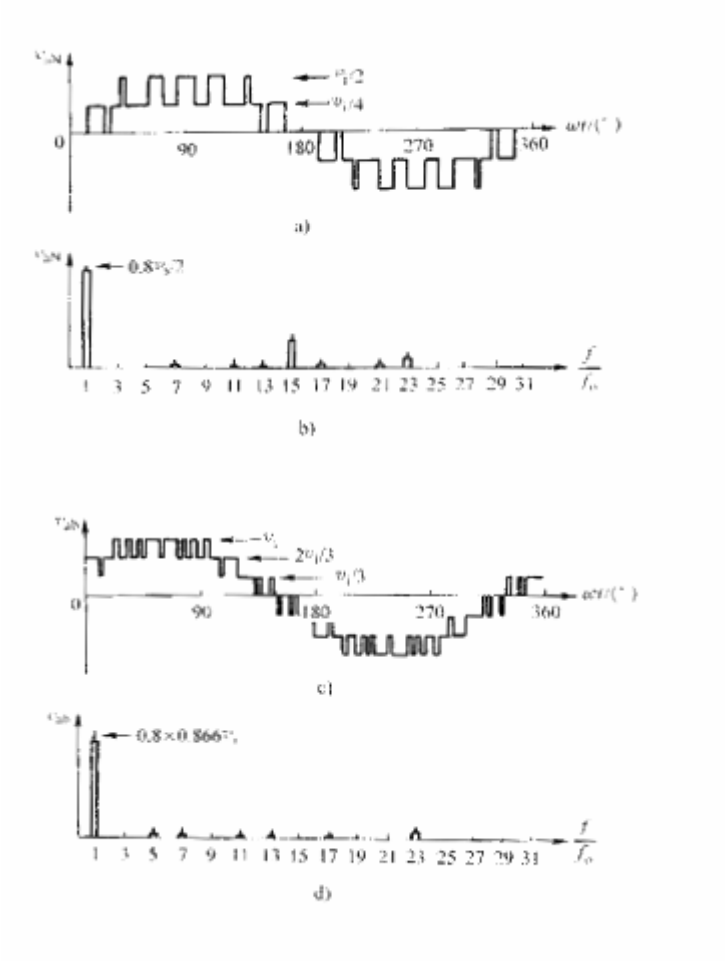


图 5-26　采用 SPWM 调制技术的五电平电压源逆变器的相关波形

可是更高的电压等级会增加技术实际应用的复杂性。例如，在 N=3 电平逆变器中，表 5-3 所示每臂允许有 N=3 种不同的开关组合，因而，共有 N^3=27 种有效开关组合，产生由图 5-26 所示 N^3=27 空间矢量（V_1 V_2 ，…V_{27}），表示的 N^3=27 个负载线电压。例如，由于线电压的标幺值为 v_{ab} =0.5、v_{bc}=0.5、v_{ca}=-1.0，则 v_2=0.5+j0.866.尽管原理相同，但空间矢量数字酸法必须处理更多状态 N^3。而且，因为一些空间矢量（图 5-26 中的 v_{13}、v_{14}）产生相同的相电压，算法变得越来越复杂，可是电平数量的增加所带来的

优点不很明显。在实际应用中最多采用 5 电平，这需折中考虑实现的复杂度和所得波形的优劣。

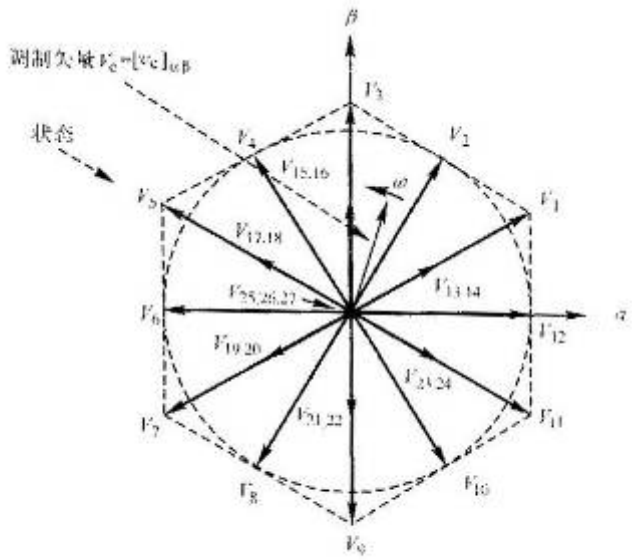
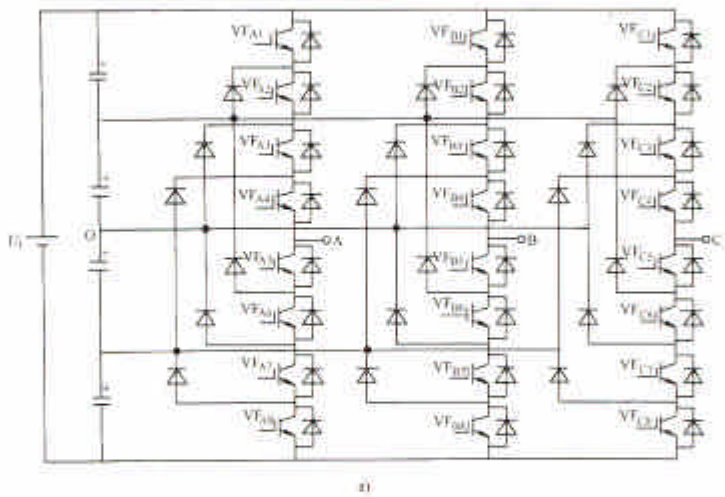


图 5-27 三电平电压源逆变器的空间矢量

1.6 二极管箝位型五电平变换

二极管箝位型五电平逆变器拓扑与原理波行如图 5-27 所示。



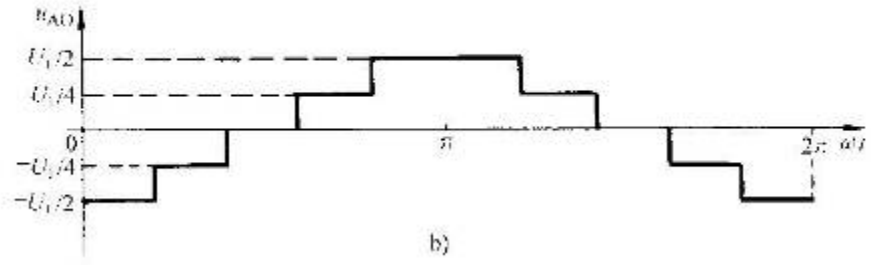


图 5-28 二极箝位型五电平逆变器拓朴与原理波形

a)电路拓朴　　b)原理波形

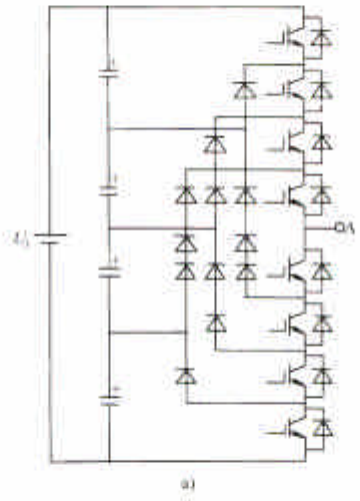
二极管箝位型五电平逆变器的输出电压电平开关状态如表 5-4 所示。该电路直流侧有四个电容，输出的相电压为五电平，线电压为九电平。对于 N 电平电路，直流侧需要 N-1 个电容，能输出 N 电平的相电压和（2N-1）电平的线电压。

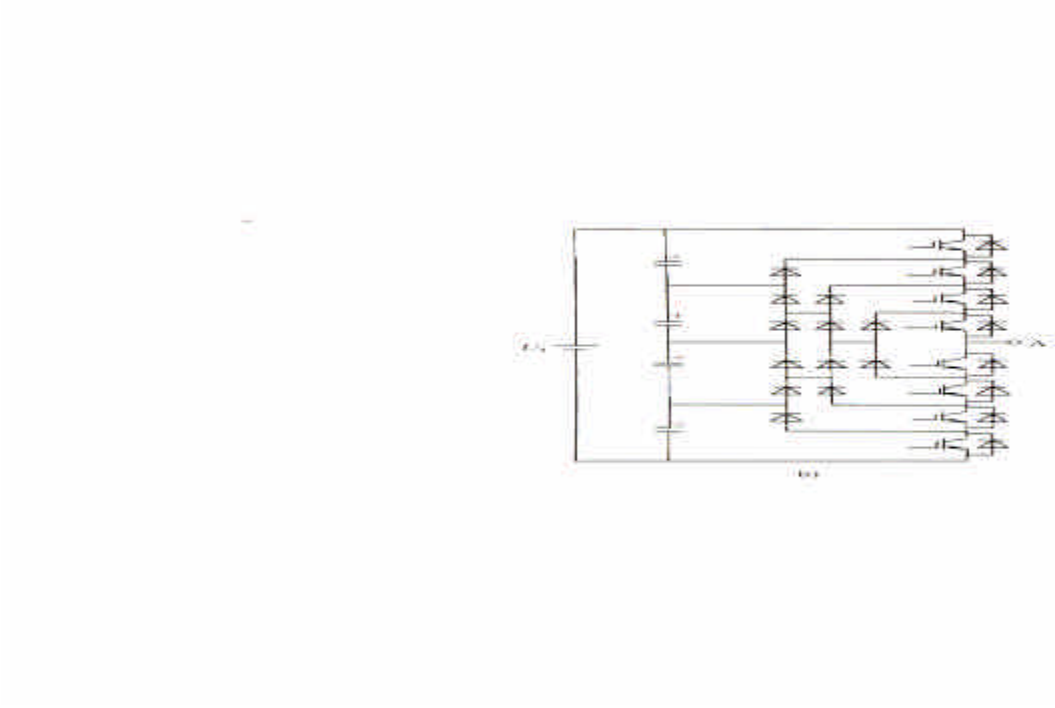
表 5-4 二极管箝位型五电平逆变器的输出电压电平与开关状态

输出电压电平 u_{A0}	开关状态							
	VF_{A1}	VF_{A2}	VF_{A3}	VF_{A4}	VF_{A5}	VF_{A6}	VF_{A7}	VF_{A8}
$U_i/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$U_i/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-U_i/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-U_i/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

但是，二极管箝位型五电平逆变器也具有如下缺点：（1）功率开关被箝位在 $U_i/(N-1)$电压上，二极管电压应力不均匀，即有不同倍数的 $U_i/(N-1)$反向耐压，若要使二极管的反向耐压与功率开关相同，则每相桥臂需要（N-1）（N-2）个二极管串联，如图 5-28a 所示：（2）当逆变器只传输无功率时，半个周期内相同的充电和放电平衡了电容电压，当逆变器传输有功功率时，由于各个电容的充电时间不同，将形成不平衡的电容电压。

对于二极管电压应力不均匀显现，若按照最大值选取则造成浪费，如果多管串联又会产生均压问题。图 5-28b 所示的二极管自箝位电路，可将箝位二极管串联均压问题。二极管自箝位电路结构与二极管串联箝位有相同的功率开关数和控制方法，只是二极管的位置不同。





b)

图 5-29 二极管串联箝位与二极管自箝位电路结构

a)二极管串联箝位　b）二极管自箝位

六、 并网型逆变技术

前面各章节所讨论的逆变技术我们称之为无源逆变技术,即负载侧为一个无源元件,在可再生能源发电系统中,无源逆变技术只能应用于独立的与电网无任何连接的系统,,越看能源危机及环境问题的日益突出,可再生能源发电系统正在从解决电网延伸困难的地区供电逐渐向与常规发电厂一起发电的并网发电系统发展。并网发电系统省去了造价昂贵、寿命不长的蓄电池。从而大大降低了系统的造价，并减少了蓄电池报废后带来的环境污染问题。

1、光伏并网逆变技术

1.1 引言

太阳能光伏发电系统目前主要用于无电或缺电的边远地区，作为独立的电源给家用电器及照明设备供电。随着电力紧张、环境污染等问题的日趋严重，与公用电网并网运行的太阳能发电系统已显出越来越大的竞争力。光伏发电的并网运行，将省去独立光伏系统中的贮能环节—蓄电池，从而大大减少了电站的维护。由于蓄电池的寿命较短，省去蓄电池后，发电系统的寿命可与太阳能电池的寿命相当。对于家庭住宅而言，配备光伏发电系统，可缓和白天电力紧张的局面，提高电网功率因素和降低线路损耗。光伏电站的并网发电，最终将取代常规能源发电。

光伏发电的并网原理如图 1 所示。太阳能电池阵列通过正弦波脉宽调制逆变器向电网传送电能，逆变器馈送给电网的电力由阵列功率和当时当地的日照条件决定。逆变器除了具有直流—交流转换功能外，还必须具有光伏阵列的最大功率跟踪功能和各种保护功能。图　所示逆变器为电压型逆变器。目前，电压源型逆变器技术已日趋成熟，所需

的硬件也容易购得。本文将对电压型逆变器作进一步研究。

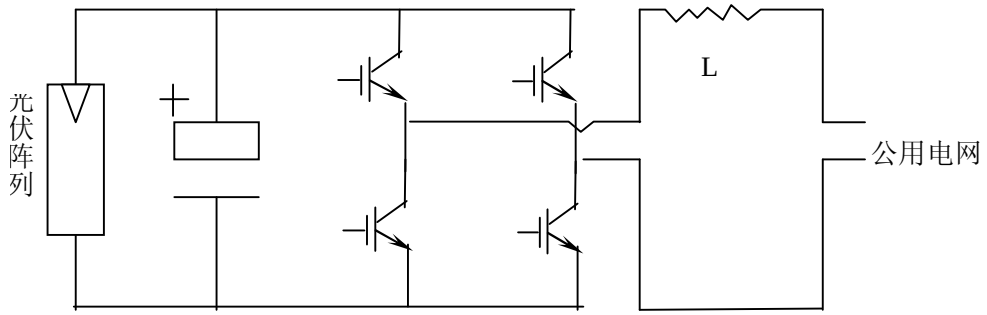


图 6-1　光伏发电并网

1.2 小型光伏电路

光伏电站并网运行，对逆变器提出了较高的要求。这些要求如下：

① 要求逆变器输出正弦波电流。光伏电站回馈给公用电网的电力，必须满足电网规定的指标，如逆变器的输出电流不能含有直流分量、逆变器输出电流的高次谐波必须尽量减少、不能对电网造成谐波污染等。

②要求逆变器在负载和日照变化幅度较大的情况下均能高效运行。光伏电站的能量来自太阳能，而日照强度随气候而变化，这就要求逆变器能在不同的日照条件下均能高效运行。

③要求逆变器能使光伏阵列工作在最大功率点。太阳能电池的输出功率与日照、温度、负载的变化有关，即其输出特性具有非线性特性[1]。这就要逆变器具有最大功率跟踪功能，即不论日照、温度等如何变化，都能通过逆变器的自动调节实现阵列的最佳运行。

④要求逆变器具有体积小、可靠性高等特点。对于家用的光伏电站，其逆变器通常安装在室内或壁挂于墙上，因此对其体积、重量均有限制。另外，对整机的可靠性也提出较高的要求。由于太阳能电池的寿命均在 20 年以上，因此其配套设备的寿命也必须与其相当。

⑤要求在市电断电状况下逆变器在有日照时能够单独供电。

1.3 正弦波电压的实现（我的论文-光伏发电并网之研究）

光伏发电并网运行时的电路原理如图 2 所示。U_p为逆变器输出电压，U_u为电网电压，R 为线路电阻，L 为串联电抗器，I_z则为回馈电网的电流。为保证回馈功率因数为 1，回馈电流的相位必须与电网电压的相位一致。以电网电压 U_u为参考，则 I_z与 U_u同相位，其矢量图如图 3 所示。内阻 R 两端的电压 U_R与电网电压相位一致，而电抗器两端电压 U_L的相位则落后于 U_R90º. 由此可以求得 U_P的相位和幅值：

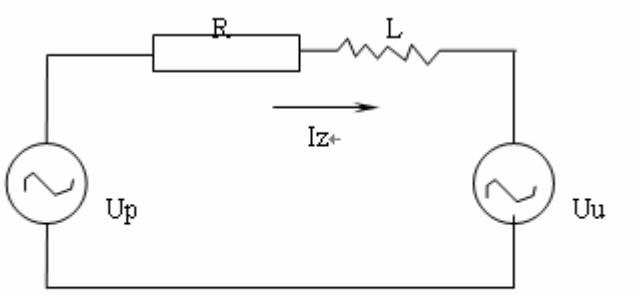
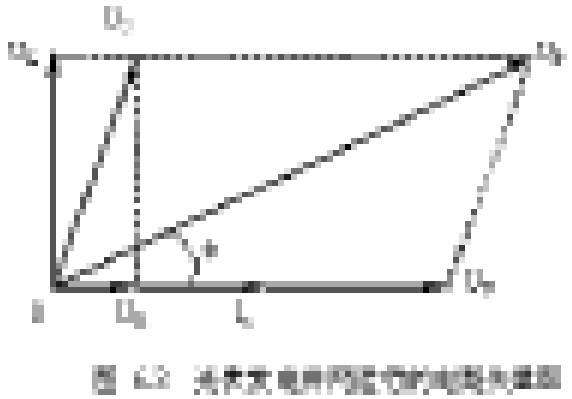


图 6-2 光伏发电并网运行的电路

$$U_p = I_z \bullet (R + \omega L) + U_u$$

其中 ω 为公用电网角频率。实际电路中，U_u 的相位、周期和幅值由电压传感器检测得到。由于在实际系统中 R 是很难得到的，因此回馈电流 I_z 的相位必须采用电流负反馈来实现，回馈电流 I_z 的相位角的参考相位即为公用电网相位。用电流互感器随时检测 I_z，确保 I_z 与电网电压相位一致，以实现功率因数为 1 的回馈发电。

实用的光伏发电并网运行专用逆变器结构如图 4 所示 。



逆变器主电路功率管采用 IGBT，容量为 50A、600V，型号为 2MBI50N-060。隔离驱动电路采用东芝公司生产的 TLP250。逆变器的控制部分由微处理器完成。主控芯片采用 INTEL 公司最新推出的逆变或电机驱动专用 16 位微处理器 87C196MC,该芯片除了具有 16 位运算指令外，还具有专用的脉宽调制(PWM)输出口[2]，包括一个 10 位 A/D 转换器、一个事件处理阵列、两个 16 位定时器和一个三相波形发生器。三相波形发生器的每相均能输出两路死区时间可以设定的 PWM 信号。这就给逆变应用场合提供了很多便利。微处理器主要完成电网、相位实时检测、电流相位反馈控制、光伏阵列最大功率跟踪以及实时正弦波脉宽调制信号发生，其工作过程如下：公用电网的电压和相位经过霍尔电压传感器送给微处理器的 A/D 转换器，微处理器将回馈电流的相位与公用电网的电压相位作比较，其误差信号通过 PID 调节后送给 PWM 脉宽调制器，这就完成了功率因数为 1 的电能回馈过程。微处理器完成的另一项主要工作是实现光伏阵列的最大功率输出。光伏阵列的输出电压和电流分别由电压、电流传感器检测并相乘，得到阵列输出功率，然后调节 PWM 输出占空比。这个占空比的调节实质上就是调节回馈电压大小，从而实现最大功率寻优，从图 3 可以得知，当 Up 的幅值变化时，回馈电流与电网电压之间的相位角 Φ

也将有一定的变化。由于电流相位已实现了反馈控制，因此自然实现了相位与幅值的解耦控制，使微处理器的处理过程更简便。

另外，光伏发电并网运行还必须考虑公用电网停电时的工作状况。常规的光伏发电并网系统，在公用电网停电时则停止逆变器工作。若在白天，其实光伏阵列仍能继续发电，因此我们设计了市电断电时的单独运行方式（图 5）。

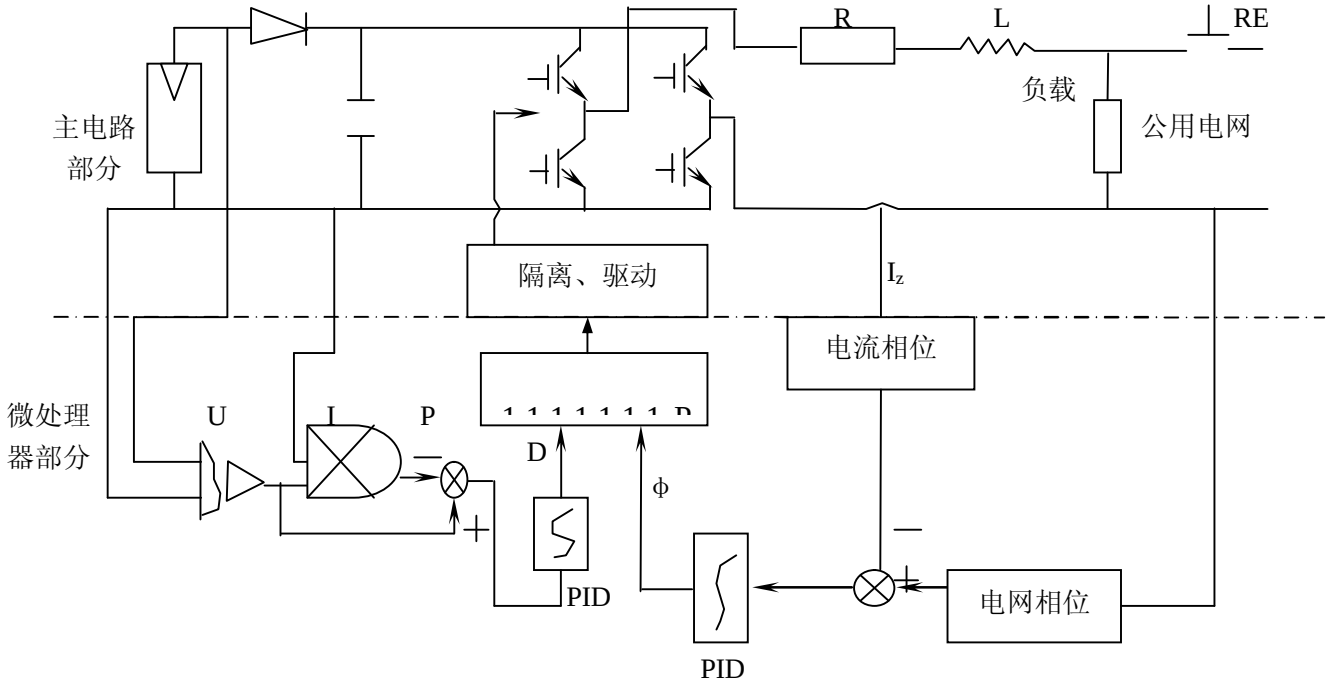


图 6 -4　光伏发电并网运行专用逆变器的结

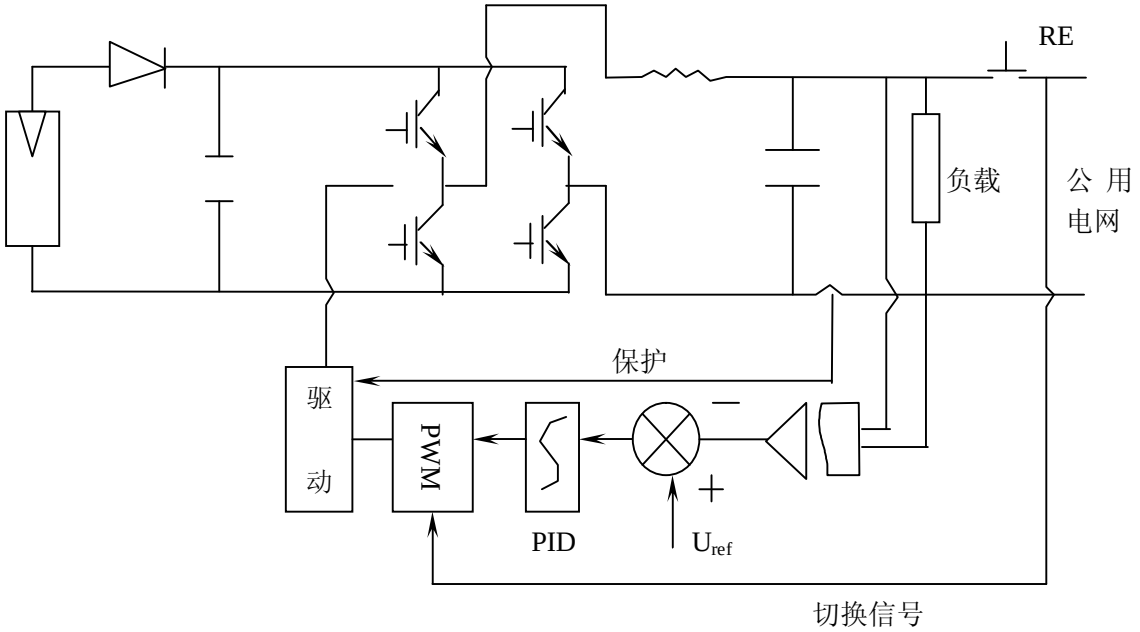


图 6-5　市电断电时单独运行方

其工作原理如下：当公用电网断电时，电网侧相当于短路状态，此时并网运行的逆变器将由于过载而自动保护。当微处理器检测过载时，除封锁 SPWM 信号外,还将断开继电器 RE，此时若光伏阵列有能量输出，逆变器将在单独运行状态下运行。单独运行时控制相对简单，即为交流电压的负反馈状态，微处理器通过检测逆变器输出电压并与参考电压（通常为 220V）比较，然后控制 PWM 输出占空比，实现逆变和稳压运行。当然，单独运行的前提是光伏阵列在当时能够提供足够的功率。若负载太大或日照条件较差，则逆变器无法输出足够的功率，光伏阵列的端电压即会下降，从而使输出交流电压降低而进入低压保护状态。当电网恢复供电时，将自动切换至回馈状态。

1.4 大型光伏并网发电技术

1. 所述的系统主要应用于 1～10KW 小型光伏电站,特别适合应用于光伏建筑(BIPV)领域,对于集中发电的地方往往需要三相大功率并网逆变器,电压型三相大功率并网逆变器的电路原理如图 6 所示,该图示意的为合肥阳光电源公司生产的 500KW 并网逆变器原理,光伏阵列由多组太阳能电池串并连够成,总功率为 500KWP,最大允许开路电压为 800V,光伏阵列最大功率点电压在 500V～600V 之间,并网逆变器采用日本三菱公司最新的大功率 IGBT 规模作为功率开关元件,型号为 CM1400DV-24F,额定电压为 1200V,电流为 1400A,主隔离变压器采用高校平式逆变变压器,控制部分采用德州仪器公司最新一代的数字信号处理器 TMS320F28。

当某个光伏并网发电系统的功率比单台并网逆变器的功率大时，一般应采用多重叠加、串并联、多电平变换等方式实现扩容，下面介绍几种常用的功率光伏并网技术。

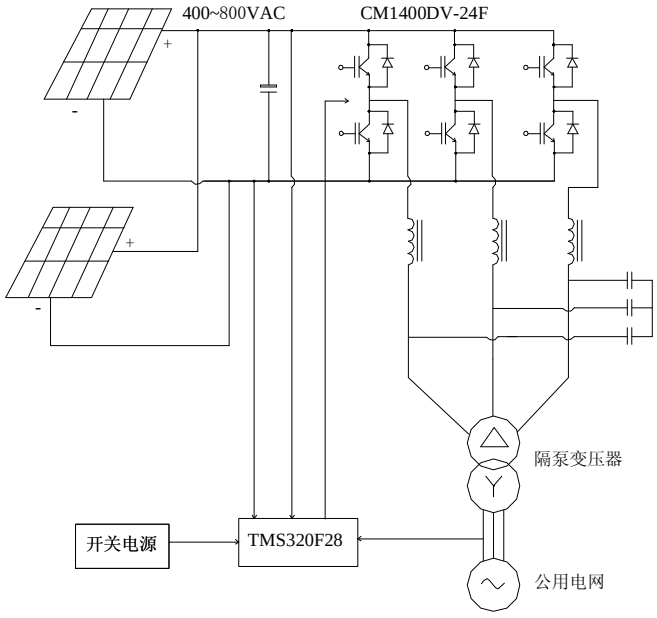


图 6-6　500KW 三相并网逆变器

2、风机并网发电技术

2.1 概述

1890 年美国农村第一个风力发电机投运并产生电能。如今大型风力发电机在提供经济的清洁能源方面与公用电网展开竞争。如今风力涡轮机的平均规模是 300～600KW。已经开发出 1～3MW 的风力发电机并在世界范围内安装，更高容量的原型机正在开发中。风力涡轮机设计和电厂利用水平的提高导致风力发电的成本从 1980 年的 35 美分/KW 明显减少至 1999 年在适宜进行风力发电地区的不到 5 美分/KWH。遮掩的发电成本使得发电成为最便宜的能源之一。风能技术开发最重要的因素包括：

- 用于制造大尺寸低成本叶片的高强度纤维合成物；
- 可捕获最大能量的可变速风力发电机运行；
- 电力电子技术的进展和相关成本的降低；
- 改进的电厂运行效率；
- 由于大型风力发电厂的规模扩大而获得的经济利益；
- 积累的现场运行经验改进了利用率；
- 精确系统规模和仿真实现的计算机模型。

下表给出了 30m 中心高度处年平均速度为 7m/s 的风力点数据。自 20 世纪 80 年代以来，风力技术的资本成本在世界范围内节省了 80%，与电网连接风力的有效性因素提高到 95%。当前风力发电厂的资本成本降低到 600 美元/KW，发电成本降低至低于 4 美分/KWH。考虑到这一点，风力发电将成为传统电厂的有力竞争。在欧洲、美国和亚洲，风力发电迅猛增长。由于风力发电的济济生命力，这种趋势还将继续下去。

风力技术的进展

	1980	1999	未 来
每 kWh 成本/美元	0.35～0.40	0.05～0.07	<0.04
每 kWh 资本成本/美元	2000～3000	500～700	<400
运行寿命/年	5～7	20	30
平均利用率（%）	15	25～30	>30
有效性（%）	50～65	95	>95
风力涡轮机单元容范围/KW	15～150	300～1000	500～2000

电力电子技术的进展在风力技术发展中起到重要作用。电力电子对于恒定速度/可变速度风力涡轮机和与电网的借口来说都是非常重要的。由于风速本质上是变化的，基于风力电力系统的电能质量和可靠性需要仔细评估。合理的控制方案需要功率调节。

风力基础

风力涡轮机从风能中获取能量的能力是下面三个因素的函数：

- 可获得的风能
- 机器的能量曲线
- 机器对风力扰动的响应能力。

风力涡轮机产生的机械功率（W）为

$$P_m = 0.5\rho C_p A U^3$$

式中 λ——叶尖速比 ，= rω_a/u

ρ——空气密度（kg/m^3）

C_p——最大风能利用系数，也称功率系数

A——风力涡轮机转子的掠过面积(m^2)

U——风速(m/s)。

从风获得的功率是风速的三次方。需要功率系数 Cp 和λ的曲线来由λ推断当前时刻 Cp 的值。

如果让 Cp 成为转子倾斜角的合理函数，则带有倾斜机制的可变速度涡轮机就可以改变有效转子动态效率。典型风力涡轮机的功率—风速函数曲线如图所示。

150kw 主风机的 Cp-λ 曲线如图所示，该曲线由机器的功率曲线获得

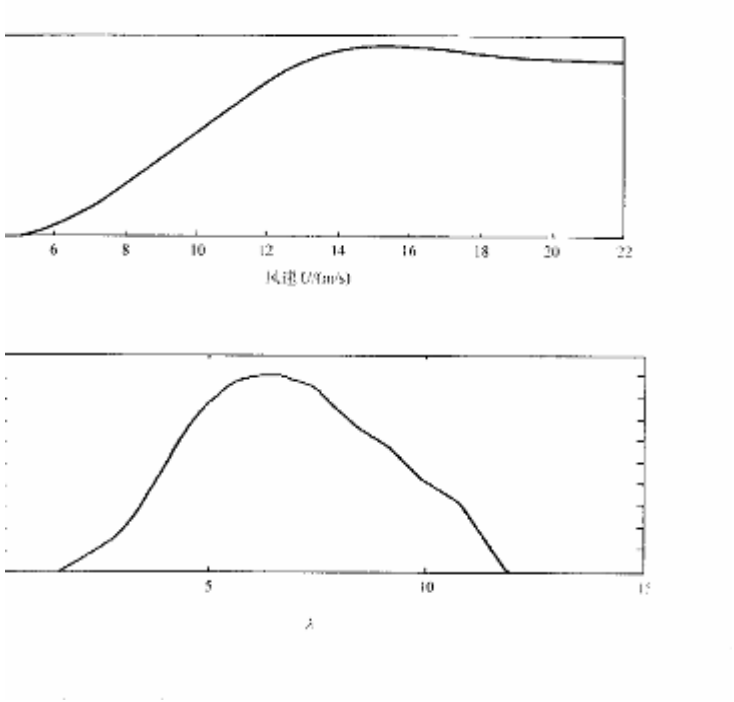


图 6-7 风力涡轮机功率-风速函数曲线 风力机 Cp-λ 曲线

轴功率与从风中可获得功率之比即转换效率，定义为功率系数 Cp

$$\text{Cp} = \frac{pm}{(1/2\rho A U^3)}$$

功率系数是涡轮机涡流叶片端速度与风速之比β的函数。端速比为 1 意味着叶片端部的移动速度和风速一样，而β为 2 意味着端速是风速的 2 倍，依此类推。介绍信（σ）定义为所有叶片宽度之和与转子周长之比，即

$$\sigma = Nd/(2\pi R)$$

式中 N——叶片数量

d——叶片宽度

如果叶片扫描面积加倍则风力涡轮机功率加倍。但风速加倍则意味着功率功率输出成为原来的 8 倍。图 23-24 给出了风力涡轮机的功率曲线族。日国不同风速下控制涡轮机都工作在最大功率位置，会导致风能系统更为有效。

风力涡轮机的类型

有两种可用的风力涡轮机：

- 水平轴风力涡轮机（HAWT）；
- 垂直轴风力涡轮机（VAWT）。

一般采用水平轴涡轮机。到目前为止，水平轴风力涡轮机是最常见的设计。有许多商业上可行的设计，从 50W 到 1.8MW 不等。叶片的数量从 1 到家庭农业风力发动机的许多不等。从发电角度讲，由于高转速允许采用更小和更便宜的发电机，因此最佳的情况是 2 或 3 个叶片。3 个叶片的转子在机械和空气学上更有优势。在小型风力涡轮机中常用 3 个叶片。多叶片风力涡轮机用于牧场抽水。

垂直风力涡轮机（VAWT）与水平轴风力涡轮机不同，轴垂直旋转。于是这种涡轮机可从任意方向获得风力，而不需要随风力方向的改变而重新定位转子。由于垂直风力涡轮机不依赖风向，因此也在某些场合应用。这种方式较容易获得风能。缺点在于：无法自启动，比水平轴风力涡轮机功率效率低，由于升力的周期性改变而强制停止，和电能调节性能不好。

风力涡轮机也可从倾斜控制机制划分为固定倾角和可变倾角风力涡轮机。不同制造商都提供固定倾角和可变倾角叶片。由于叶片上的空气动力学负载可被减少，大型机器适于采用可边倾角。有些机器的功率输出调节可偏置叶片，使得叶片并不总指向风向。西澳大利亚设计的这种系统哟一个末尾部分，可始终在垂直平面上倾斜叶片，使得高速时叶片与风力有一个较小接触面。

风力发电机类型

隔离风力发电机的 3 种最常见发电机为：

- 直流发电机；
- 同步发电机或永磁同步发电机
- 异步发电机

直流发电机和励磁绕线式交流发电机存在换向器和电刷装置上存在维护问题。由于永磁同步交流发电机和异步发电机可在可在恶劣环境下工作，成本低，制造简单，维护要求低，因此越来越受到关注。虽然与传统发电机相比有若干优点，但 PMSG 还没有得到广泛应用。然而电力电子技术的进展可实现 PMSG 的变压变频控制。由于永磁同步机效率高，而且可能直径较小，因此适于开展新设计。PMSG 机现在用于可变速度风力机械。

大型电力系统网络中一般采用同步发电机。同步发电机可提供有功和无功功率，而且其无功功率流可控。同步发电机可在任何功率因数下运行。而众所周知，风力涡轮机驱动的异步发电机只能产生有功功率，需要提供无功功率。

笼型异步发电机在固定速度风力涡轮机中得到广泛应用。某些场合中，伴随合理的控制方案也应用绕线转子异步发电机，通过外部转子电阻调节速度。这样就可以控制转矩一转差率曲线的形状，从而改进驱动链的动力特性。PMSG 可采用变换器/逆变器在风速变化时控制风力发电的变压变频信号，变换器的输出转换为指定幅植和频率的交流信号。

异步发电机不固定在电网频率下工作。风力涡轮机的循环转矩波动可被转差速度的小改变吸收。电容器励磁异步发电机通过连接在输出端的电容获得励磁电流。

2.2 变速风力发电机组中的逆变器（我的论文-变速风力发电系统的电源变换技术）

引言

变速风力发电机组根据风速变化，使机组保持最佳叶尖速比，从而获得最大风能，另外变速风力发电机组与电网实现了柔性连接，大大减少了机械冲击和对电网的冲击，2001 年全球装机容量中 75%的风机已采用变速风机，2002 年 80%的大型风机采用变频驱动技术。采用变速风力发电机组已成为风力发电机组的主流[1]。

采用变速风力发电机组必需采用相应的功率变换器，本文对常用的几种风力并网逆变器进行了比较、分析，对双馈型风力发电系统逆变器进行了详细分析和研究。

1 同步发电机并网系统

由于同步发电机的转速和电网频率是硬性连接，而风力资源具有较大的随机性，，因此发电机和电网之间使用交直交变换器可使风机在较大转速范围内运行。交直交同步风力发电系统如图 2 所示

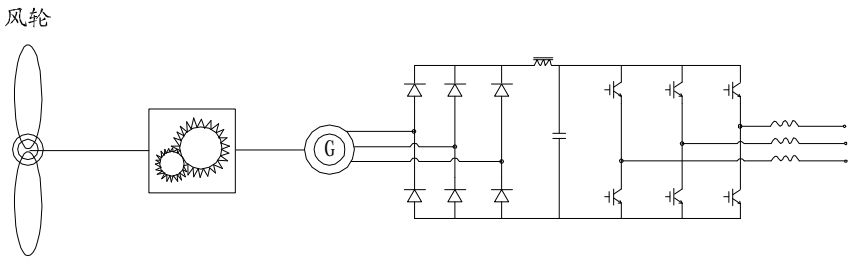


图2 交直交同步发电系统

Fig.2 AC-DC-AC synchronous generator system

由于同步发电机具有独立的励磁回路，无需再提供再生能量，因此交直交变换器不需要四象限运行，小功率的发电机也可采用永磁发电机，但由于同步发电机在低风速时输出电压较低，此时无法将能量回馈至电网，因此实用的电路往往在直流侧加入一个 Boost 升压电路（如图 3 所示）在低速时由升压电路先将整流器输出的直流电压提升，采用此电路可使风力发电机运行在非常宽的调速范围，另外 Boost 电路还可以调节整流器入端（即发电机输出端）的电流波形，以改善其谐波失真和功率因数，此电路结构在中小型并网系统中有着应用前景。

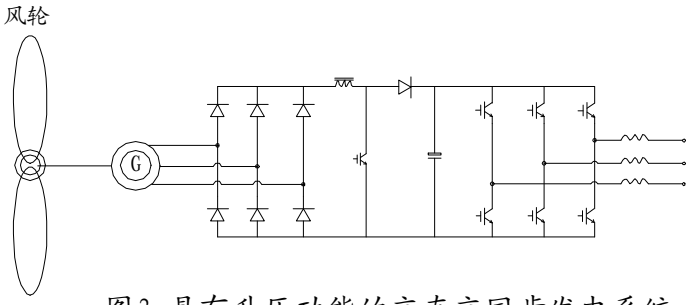


图3 具有升压功能的交直交同步发电系统

Fig.3 AC－DC－AC synchronous generator with bost circuit

优点：

①控制电路简单可靠；

②无最大、最小速度限制，调速范围宽；

③发电机不承受高的 dv/dt，电磁兼容性好；

④对电网波动不敏感。

缺点：

①三级变换（整流、升压、逆变）使系统效率下降 2%～3%；

②直流环节电容为高压、大容量，体积大、价格高；

③网侧电感容量较大。

2 双馈型风力并网发电系统

双馈（Doubly-fed）发电机在结构上与绕线型感应电动机相似，即定子、转子均为三相对称，转子绕组电流由滑环引入，其电气原理如图 4 所示，发电机的定子通过接触器投入电网，转子通过四象限交直交变换器与电网连接。其实质是通过调节转子电流的频率，相位及功率来调节定子侧输出功率使之与风轮输出功率相匹配，使风机运行在最大功率点附近[2]。

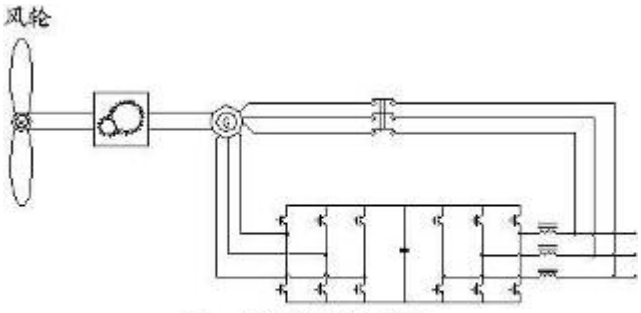


图4 双馈异步发电系统

Fig.4 Doubly-fed induction generator system

双馈风力发电系统的优点如下：

①转子侧交直交变换器仅需要 25%的风机额定功率，大大降低了电源变换器的造价；

②网侧及直流侧滤波电感、电容功率相应缩小，电磁干扰也大大降低；

③可方便地实现无功功率控制。

缺点如下：

①双馈发电机由于必须使用双绕组以及滑环，发电机成本较高，且无标准化设计方法；
②调速范围较小，一般只能在额定转速的 70％～130％内调节[3]
③控制电路较复杂；
④转子侧变流器工作在低频段(通常为 0～16.6Hz),由于功率器件一般其有效值在 50Hz 下标定，工作于低频段时 IGBT 等功率器件的热应力增加，功率器件必须留有足够的余量；
⑤转子绕组承受较高的 dv/dt，转子绝缘等级要求较高。

3 低速永磁同步发电机直接驱动系统

上述三种系统均采用了增速齿轮箱将发电机的低速低频变为高速工频，但齿轮箱一方面产生巨大的噪声，同时也降低了风能的利用效率，新型的风力发电系统采用多极低速永磁同步发电机，通过功率变换电路直接并入电网，这就省去了增速齿轮箱（如图 5 所示），系统效率大大提高，噪声也进一步降低。

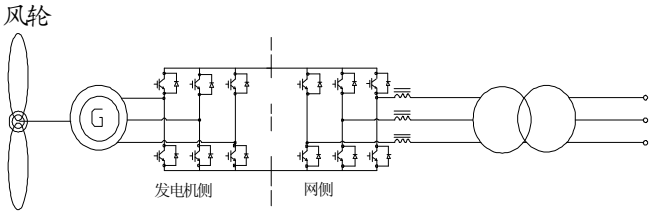


图5 低速永磁直接驱动系统

Fig.5 Direct driving wind generator system

直接驱动型风力发电系统的优点如下：

① 风力发电机变速范围不受限制，提高了风能利用率。
② 转动部分无需齿轮箱，降低系统噪音。
③ 可采用多电平变换技术，将风能直接馈入高压电网。
④ 缺点如下：

1. 功率变换器造价昂贵；
2. 定子绕组绝缘等级要求较高。

参考文献

[1] 电力电子电路/(日)电气学会半导体电力变换系统调查专门委员会编;陈国呈译.-北京:科学出版社,2003

[2]正弦波逆变器/刘风君编著.-北京:科学出版社出版,2002

[3]电力电子技术手册/（美）拉希德(Rashid,M.H.)主编;陈建业等译.-北京:机械工业出版社,2004.6

[4]电力电子学/[日]堀 孝正编著;李世新,程君实译.-北京:科学出版社,2001

[5]电力电子技术/林辉,王辉主编.-武汉:武汉理工大学出版社,2003.2

[6]DC-AC 逆变技术及其应用/陈道炼编著.-北京:机械工业出版社,2003.11

[7]电力电子学 =Power Electronics: Converters,Application:变换器、应用和设计/(美)莫汉(Mohan,N.), (美)冯德兰德(Vndeland,T), (美)罗宾斯(Robbins,W.P.)著.-影印本.-北京:高等教育出版社,2004.1

[8]电力电子学与变频传动 技术和应用/(美)博斯(Bose,B.K.)主编;姜建国等译.-徐州: 中国矿业大学出版社,1999.9

[9]现代电力电子学与交流传动/（美）博斯（Bose,B.K.）著.-北京:机械工业出版社,2003.1

$v_i/2\ v_i/4\ v_{aN}\ \omega t/(^\circ)\ \frac{f}{f_0}\ v_i\ 2v_i/3\ v_i/3 0.8\times 0.866 v_i\ u_d\ 1NV\ A\ B\ C\ Z_{AS}\ Z_{BS}\ Z_{CS}\ Z_{AP}\ Z_{BP}\ Z_{CP}$

$u_A\ u_B\ u_C\ i_A\ u_{A1}\ i_A.j\omega L_A\ i_A R_A\ \dot{U}_A\ \dot{I}_A.j\omega L_A\ \dot{I}_A\ \dot{U}_{A1}\ \dot{U}_{C1}\sim\dot{U}_C\ \dot{U}_{B1}\sim\dot{U}_B\ v_i\ 0.66v_i\ v_{ca}\ v_{\Delta 1}\ v_{cb}\ v_{cc}\ v_{\Delta 2}$

$S_{1a}\ S_{4b}\ v_{aN1}$