

LIMA

劉 成
Sales Engineer
S.Z.Mobile:136-8239-6505
MSN:szlima@hotmail.com
QQ:778174600

AVAGO 光耦一级代理商
TECHNOLOGIES

利瑪電子(新加坡)有限公司
Add:深圳市華強北電子科技大廈A座3908室
Tel:0755-8250 8350 Fax:0755-8836 4656
E-mail:lima@limaic.com
Website:www.limaic.com

Optocoupler
World



目 录

一、引言.....	3
二、设计任务	6
(一) 设计任务.....	6
(二) 设计要求.....	6
三、结构设计方法要点	6
四、总体电路设计	7
(一) 逆变器设计流程图.....	8
(二) 混合电平式逆变器结构.....	9
(三) 混合单元式逆变器结构.....	11
五、各功能模块电路设计	12
(一) 逆变器的主要技术指标.....	12
(二) 有源逆变模块	13
(三) 逆变能量的变换关系模块.....	14
六、总体电路	15

(一) 主电路图.....	15
(二) 总体电路原理图说明.....	16
七、总结	20
八、参考文献	22

一、引言

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。

在传统双转换逆变电路中,变压器室电路不可或缺的重要组成部分,并在诸多方面展现其不容小觑的优势。

最初的 UPS 输出逆变器都是带有变压器的。应该说，带变压器是 UPS 输出逆变器电路形式所决定的，而变压器的存在却是弊大于利。逆变器电路技术演变过程的一个显著的表现形式是：是否必须用变压器以及如何配置变压器。

19 世纪 70 年代生产的第一代三相 UPS 的典型电路结构形式(MGEUPSMG240 系列)。这个系列的 UPS 包括一个由降压式自藕变压器绕组供电的二极管全波整流器和一个与整流器相并联的、由自耦变压器的辅助二次侧绕组供电的电池充电器。当电网停电时静态开关可将电池组连接到直流母线上供电。

逆变器由 4 个三相变换器以全波方式运行(按照基波频率进行换向)，每一个三相变换器都与变压器的一次侧绕组相连接(A 连接)，把这些二次侧绕组开放式的变压器(OpenPhaseTransformers)以一定方式进行串联，以获得合成的输出电压。这 4 个变压器被分为两组，每一组都包含一个 Y 形和一个曲折 Y 型(Z 形)的二次侧绕组，这两个二次侧绕组之间具有 30° 相位差。这一特殊连接可消除序号为 $n=6k \pm 1$ 次的电压谐波，其中 K 为奇数，这等效于一个具有两组移相式整流桥的变压器一次侧绕组所吸收的电流。对于在变压器一次侧绕组中每相可能出现的 3 次和 3n 次谐波，由一次侧绕组的人接线方式来抵消。因此，首先需要滤除的谐波为第 11 次谐波。输出电压的调整是通过移动两组变压器之间的相位来完成的。由于首先进行滤除的是第 11 次谐波，所以输出滤波器的尺寸较小，这使得逆变器对负载变化的动态响应特性加快。

超过 90% 的逆变器效率，这在当时已经足够让人满意了，这样的输出效率得益于采用较低频率的斩波以降低换向损耗。尽管当时这种换向电路(如图 2-21 所示)是先进的，但仍然存在不容忽视的损耗。

这种类型电路的主要缺点为：在某些情况下例如过载时，不可能使所有可控硅立即关断，进而使逆变器完全停止工作。这给设备的安全造成威胁。

改进的逆变器换向电路，可明显降低此类电路的换向能量损耗并实现所有可控硅的同时关断。图中的每只可控硅都有一个关断电路。每个关断电路包含一只可通过一个电阻做预充电的电容器、一个换向电感 L1、一只辅助可控硅 Ta 和一只辅助二极管 Da。Ta 导通时关断电流在 Ta、L1 和 C 组成的电路中产生环流，这使得电容两端的电压在振荡的第一个 1/2 周期末发生反向。对于紧接而来的第二个 1/2 周期，反相电流流过 Da 中的电流会使主可控硅 Tp 中的电流减小，直到完全消失。并通过连接于换向电路的 Dp，使 Tp 上的电压反向。辅助可控硅 Ta 上的电压在这个 1/2 周期中也被通导的 Da 和 Tp 反向关断。在此周期的最后，电容器两端的电压被再次反向，且通过与其连接的电阻与直流电源的另一极形成回路，完成充电动作，使电容电压恢复到起始值状态。

为减少电路的能量损失和改善控制功能，下一代系统开始采用一种新的脉

冲电路，每个晶闸管都变压器的数量从 4 个减少到 2 个，但为了实现只采用一个变压器的目标，就不得不提高逆变器电路的性能以实现只需变化 PWM 就能达到目的，而无需再采用两组变压器的方式。

以前用两组移相 30° 的变压器是为减小低频谐波，因为要滤除他们比较困难。由此，MGE 于 1980 年推出了 Alpase4000 系列 UPS。

在该系列中，变压器的一次侧绕组之间不做连接，而其二次侧绕组则为 Z 形连接。Z 形连接的变压器可消除谐波次数为 $3n$ 次的谐波。每个逆变器以基波的 7 倍频率来斩波直流电压。这种斩波方式是固定频率斩波，在设计时以尽可能减小输出电压的失真度以及减小滤波器的尺寸为目标。输出电压的调整是通过移动两组逆变器之间的相位差进行的。

自 19 世纪 80 年代起，UPS 逆变器开始只含有一台变压器。同时，随着功率半导体的革新，双极型晶体管以及电子控制级的 IGBT 等功率半导体器件的出现，逆变电路中的可控硅器件被取代(图 2-26 和图 2-27)，但带输出变压器这种情况仍在继续且一直持续到 21 世纪伊始，其间，虽然在 1995 年出现了无变压器的逆变器结构，然而此类产品仅适用于功率 $\leq 30\text{kVA}$ 的 UPS。造成这一情形的主要原因是功率半导体器件换向时的损耗较大，而较高的耐压要求又使得人们很难在不用变压器的条件下成功地制造出大容量的逆变器。

无论是否有变压器，此种配置都可使从整流器到逆变器的整机效率提高到 94%。

不仅仅只是一个变换器的事情了，此变压器的藕合方式采用一次侧 A/二次侧 Z 形连接。Z 形连接不能消除三次及 $3n$ 次的电压谐波，谐波抑制是通过一次侧 A 连接来实现。

这种连接方式可实现两个额外的功能：首先，它可以实时地调节每相的输出电压，而各相电压都与相应的电压变换器的输出同相；此外，它可以吸收负载的 $3n$ 次谐波电流，避免这些谐波传输到一次侧绕组，这样，IGBT 的换向电流得以减弱，从而减少了换向损耗。

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。

多电平逆变器由于输出电压 $du-dt$ 小、谐波含量低等优点,在高压大功率变换领域得到广泛应用。级联型多电平逆变器是最早的多电平逆变结构,1980 年出现了二极管箝位型多电平逆变器,1992 年, T. A. Meynard 提出了电容箝位型多电平逆变器。由于级联型多电平逆变器不存在直流侧电容电位不平衡问题、控制简单,以及器件较少等优点,近十几年来得到广泛的应用。

混合型多电平逆变器是最近发展起来的一种有效的多电平改进模式,该电路由级联型多电平逆变电路发展而来,且主电路是单元级联式结构,因此可用较少的元件数量实现尽可能多的电平数,从而降低了系统成本,减小了输出电压的谐波总含量(THD)。按实现电路方式的不同,本文将混合型多电平逆变器分为各级联单元电压等级不同的混合电平式逆变器和各级联单元拓扑结构不同的混合单元式逆变器,并分析了这两类逆变器电路结构的特点。针对这两类混合型多电平逆变器存在高压单元功率器件电压应力过高、低压单元电流倒灌的问题,本文提出了一种有效的主电路拓扑结构设计方法。

二、设计任务

(一)设计目的

培养以下几个方面的能力:

- (1) 综合运用所学知识, 进行电力电子电路和系统设计的能力。
- (2) 了解与熟悉常用的电力电子电路的电路拓扑、控制方法。
- (3) 理解和掌握常用的电力电子电路及系统的主电路、控制电路和保护电路的设计方法, 掌握元器件的选择计算方法。
- (4) 具有一定的电力电子电路及系统实验和调试的能力。
- (5) 培养学生综合分析问题、发现问题、解决问题的能力。

(二) 设计要求

- (1) 注明输入电压
- (2) 注明输出功率
- (3) 用集成电路组成触发电路。
- (4) 负载性质: 电阻、电阻电感。
- (5) 对电路进行设计、计算与说明。
- (6) 计算所有元器件型号参数。

三、结构设计方法要点

由前面分析可知, 混合型逆变器存在高压单元电压应力过高、低压单元电流倒灌的问题。为了解决以上问题, 在设计时可从以下两方面进行改进:

(1) 克服高压单元功率器件电压应力过高问题

选择高阻断能力器件 (如 IGCT、GTO) 或选择二极管箝位型逆变单元作为高压逆变单元 (如二极管箝位型三电平或五电平结构)。这两种方法均可克服高压单元功率器件电压应力过高的问题, 但由于高阻断能力的功率器件成本高、开关频率低, 从而影响了系统的成本及输出波形的质量, 而在逆变单元电压等级一定的情况下, NPC 逆变臂功率器件的电压应力却是 H 桥单元的一半, 可以显著降低功率器件的电压应力。因此, 选择二极管箝位型逆变单元作为高压逆变单元是一种更加值得推荐的方法。

(2) 消除低压单元电流倒灌问题

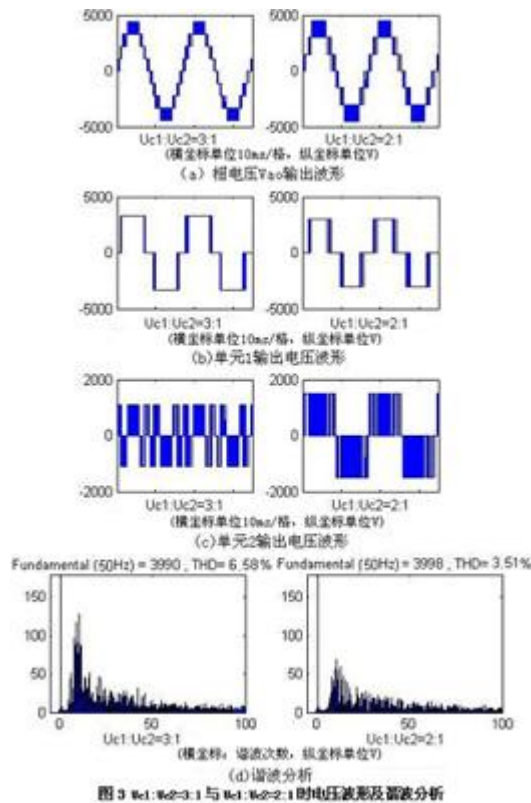


图3 $U_{c1}:U_{c2}=3:1$ 与 $U_{c1}:U_{c2}=2:1$ 时电压波形及谐波分析

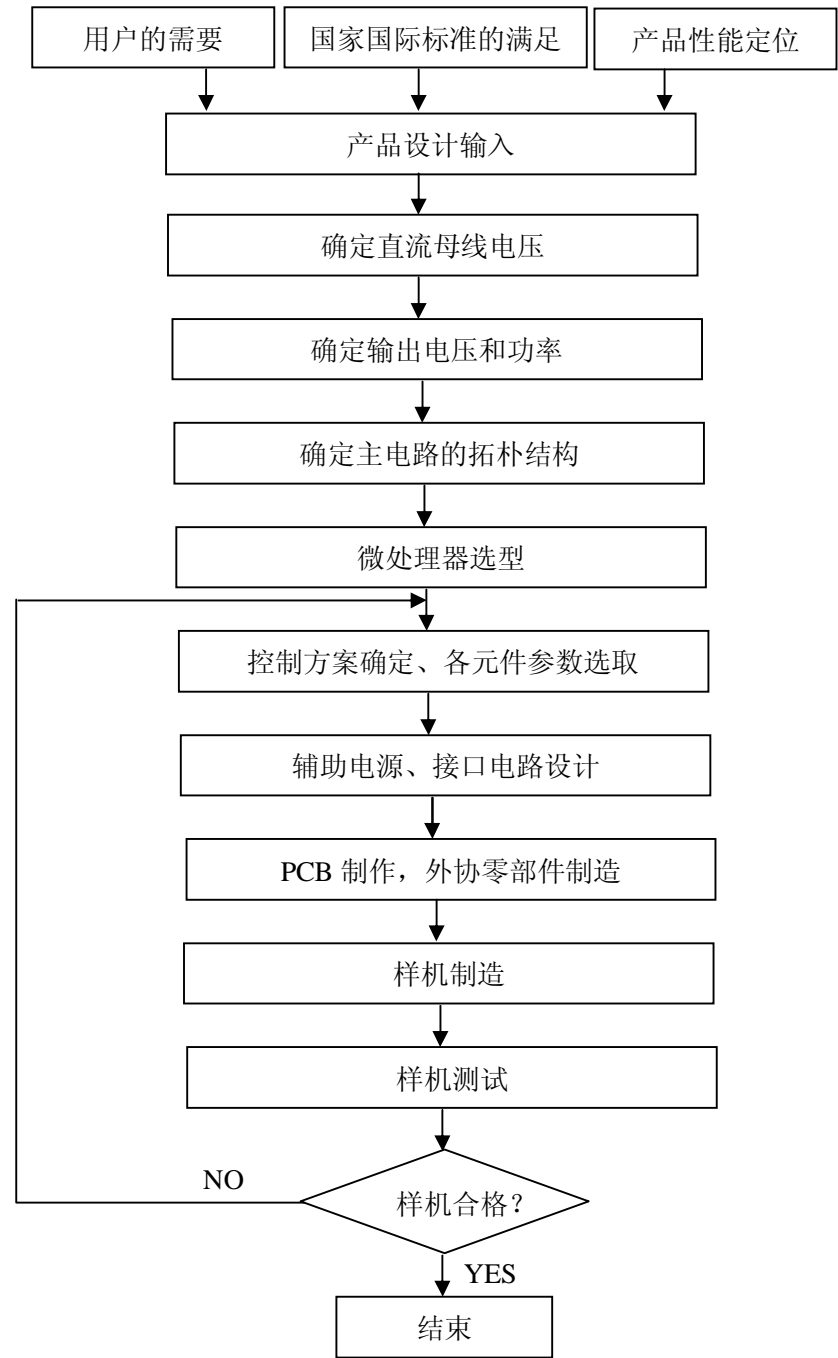
由于混合型逆变器在选取电压比较大时,会产生电流倒灌现象,因此在设计过程中,可选取适当的电压比以提供消除电流倒灌现象所需的冗余状态,并使得各电平台阶阶跃也限定在 $1E$ 之内。以图 2(b) 电路为例,采用 Matlab 对该电路进行了仿真,仿真结果如图 3,其中调制波频率为 50Hz。根据公式 (1) 可知,两逆变单元电压关系可为 $U_{c1}=3U_{c2}=3.3\text{kV}$ 和 $U_{c1}=2U_{c2}=3.0\text{kV}$ 两种情况,相电压 V_{ao} 输出分别为 9 电平和 7 电平(如图 3(a)),两种情况单元 1 和单元 2 输出电压波形如图 3(b) 和图 3(c)。从图 3(c) 可看出,当 $U_{c1}=3U_{c2}$,单元 1 输出电压为正时,单元 2 输出电压为 1.1kV 、 0kV 、 -1.1kV 三种情况,在单元 2 输出 -1.1kV 时,则会与单元 1 输出 3.3kV 电压形成环流,出现电流倒灌现象,降低了逆变器输出功率,并导致单元 2 直流侧电位平衡,增加了输出相电压 V_{ao} 的谐波含量(如图 3(d) 所示,THD 为 6.58%),降低了 V_{ao} 的质量;而 $U_{c1}=2U_{c2}$ 时,虽然 V_{ao} 为 7 电平,但从图 3(b) 与图 3(c) 看出,不会出现电流倒灌现象, V_{ao} 的 THD 降至 3.51%。

以上分析及仿真结果表明: $U_{c1}=2U_{c2}$ 与 $U_{c1}=3U_{c2}$ 相比,在输出相电压 V_{ao} 大致相同(分别为 4.5kV 和 4.4kV) 的情况下,虽然 V_{ao} 从 9 电平降为 7 电平,但低次谐波的幅值却显著降低,输出电压的质量得到了较大的提高(THD 从 6.58% 降至 3.51%),高压单元功率器件电压应力也有所下降(从 1.65kV 降至 1.5kV)。

四、总体电路设计

（一）逆变器设计流程图

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



(二) 混合电平式逆变器结构

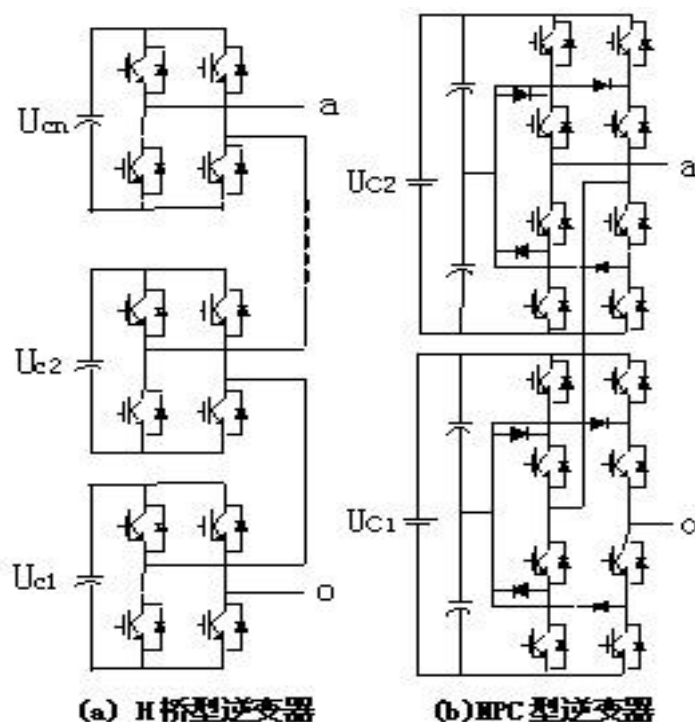


图 1 混合电平式逆变器单相电路结构图

图 1(a)给出了单相 n 级级联型多电平逆变器拓扑结构，当直流侧电压 U_{ci} ($i=1,2,\dots,n$) 不相等（一般是成倍关系）[5,6]，则可称为 H 桥混合型多电平逆变器。将最低等级的电压记为 E ，单元间电压比取值不同，逆变器输出相电压 V_{ao} 电平数不同，为了使一定数量的逆变单元输出电平数最多，同时输出电压各电平台阶跃限定为 $1E$ ，文献[7]给出最大延伸原理，相邻逆变单元电压最大比值可按下列式选取：

$$U_{c(i-1)} = \frac{n_i - 1}{n_i (n_{i-1} - 1)} U_{ci} \quad i = 2, 3, \dots, n \quad (1)$$

其中， n_i 指第 i 个 H 逆变单元输出电平数量

各逆变单元电压满足以下条件[8]：

$$u_{c1} \leq u_{c2} \leq L \leq u_{cn} \quad u_{ci} \leq 1 + 2 \sum_{j=1}^{i-1} u_{c(j-1)} \quad i = 2, 3, L, n \quad (2)$$

此时，相电压 V_{ao} 可输出的电平数为每个级联单元的电平数的乘积，如下式：

$$N = \prod_{i=1}^n n_i \quad i = 2, 3, L, n \quad (3)$$

H 桥混合型逆变器由于每个 H 桥逆变单元可产生 -VDC、0、VDC 三个电平，由 1 式可知，电压最大比值为 1:3。逆变器输出相电压 V_{ao} 可表示为 SE ，其中 S 为逆变器输出电平数，当电压等级之比为 1:1，输出电平数为 $2n+1$ ；电压等级之比为 1:2，输出电平数为 $2n+1-1$ ；电压等级之比为 1:3，输出电平数为 $3n$ 。不同电压比时，逆变器所用功率器件数均为 $4n$ 。

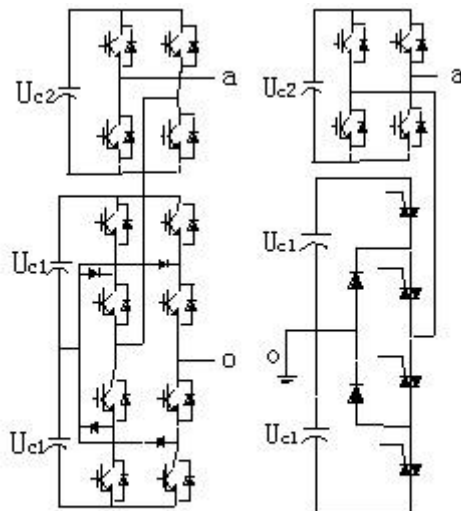
以两逆变单元级联为例，每个 H 桥逆变单元可以输出 3 个电平，其数学描述为 $n_1=3$ ， $n_2=3$ ， $n=2$ ，根据公式 1 和 3 可得，当 $U_{c2}=3U_{c1}=3E$ 时，输出可达最大电平数 $N=3 \times 3=9$ 。但每一个输出合成电压电平所对应的两个单元的输是唯一的，由表 1(a)给出相电压为正时的各单元电平输出状态可知，没有冗余的状态。如果 U_{c2} 的直流母线端采用二极管不可控整流，在相电压输出为 $2E$ 时，逆变单元 2 输出为 $3E$ ，而逆变单元 1 输出为 $-1E$ ，出现逆变单元 2 将其变换的电能一部分注入到了逆变单元 1，另一部分能量输送给负载，即产生电流倒灌问题，从而导致电容电压不平衡，这种情况是显然不希望出现的。为了获得更多的冗余状态，则必须减少 U_{c2} 与 U_{c1} 的比值，可选用 $U_{c2}=2U_{c1}$ 。表 1(b) 给出了 $U_{c2}=2U_{c1}=2E$ 时输出电压的合成情况，显然输出电压从 9 电平降为了 7 电平，但多出了一些冗余状态，从而可以根据负载电流的方向，来选择不同的状态组合，以避免出现电流倒灌现象。

表 1 H桥型逆变器单元状态					
(a) $U_{c2}=3U_{c1}=3E$			(b) $U_{c2}=2U_{c1}=2E$		
V_{ao}	单元 2	单元 1	V_{ao}	单元 2	单元 1
0	0	0	0	0	0
E	0	E	E	0	E
2E	3E	-E		2E	-E
3E	3E	0	2E	2E	0
4E	3E	E	3E	2E	E

H 桥混合型逆变器在给定逆变单元数量的基础上，可大大提高输出电压电平数量。但由于电压以 2S、3S 倍数增加，而功率器件的耐压有限，所以 H 桥混合型逆变电路的串联级数不能无限增加，实际系统的级联数目多不会超过 3。

在级联型逆变器研究的基础之上，文献[9]提出一种采用 NPC 逆变 H 桥五电平单元作为逆变单元的多电平拓扑结构，文献[10]将此改进成 NPC 混合型逆变器，如图 1(b)所示。由于 NPC 全桥逆变单元可产生五种电平，由式 1 和式 3 可知，最大电压等级比为 1:5， V_{ao} 电平数可达 25，大大提高了输出电压的电平数目。同样方法分析可知，当电压比为 1:4 和 1:5 时，该逆变器也会产生电流倒灌现象。为了避免电流倒灌现象，该电路最大电压比为 1:3，单相输出电平数为 17。相对于 H 桥混合型逆变器，该电路减少了直流电源的数目，但增加了功率器件数量及控制复杂度。

（三）混合单元式逆变器结构



(a)级联 5/3 型逆变器 (b)不对称型逆变器
图 2 混合单元式逆变器单相电路结构图

在混合电平式逆变器研究的基础之上，文献[7]提出将 NPC 逆变 H 桥单元与传统逆变 H 桥单元级联的 5/3 型混合单元式拓扑结构方案，如图 2(a)所示，NPC 全桥逆变单元可有效克服逆变器高压单元电压应力过高的缺点。NPC 全桥逆变单元可输出 5 种电平，传统 H 桥单元可输出 3 种电平，其数学描述为 $n_1=5$ ， $n_2=3$ ， $n=2$ ，根据公式 1 和 3 可得，当 $U_{c1}=3U_{c2}=3E$ 时，输出可达最大电平数 $N=5 \times 3=15$ ，表 2(a)给出相电压为正时的各单元电平输出状态。若 U_{c1} 的直流母线端采用二极管不可控整流，在相电压输出为 $2E$ 或 $4E$ 时，会出现 NPC 全桥单元将其变换的电能一部分注入到了 H 桥单元，另一部分能量输送给负载，即产生电流倒灌问题。为了获得更多的冗余状态，则必须减少 U_{c1} 与 U_{c2} 的比值，文献[7]选用 $U_{c1}=2U_{c2}$ ，表 2(b)给出了 $U_{c1}=2U_{c2}=2E$ 时输出电压的合成情况，虽然输出电压从 15 电平降为 11 电平，但由于多出了一些状态，从而可根据负载电流的方向来选择不同的状态组合，以避免出现电流倒灌现象。但该电路使用器件较多。

表2 级联 5/3 型逆变器单元状态

(a) $U_{c1} = 3U_{c2} = 3E$			(b) $U_{c1} = 2U_{c2} = 2E$		
V_{ao}	NPC 单元	H 桥单元	V_{ao}	NPC 单元	H 桥单元
0	0	0	0	0	0
E	0	E	E	0	E
2E	3E	-E		2E	-E
3E	3E	0	2E	2E	0
4E	3E	E	3E	2E	E
5E	6E	-E		4E	-E
6E	6E	0	4E	4E	0
7E	6E	E	5E	4E	E

文献提出了基于 NPC 三电平变换单元与 H 桥变换单元级联的不对称型逆变器（Asymmetric Inverter），单相拓扑结构如图 2(b)所示。该电路高压 NPC 逆变单元采用的是 IGCT 器件，低压 H 桥单元器件采用的是 IGBT 开关器件。其中高压 3 电平 NPC 逆变单元是主要逆变电路， U_{c1} 为 $3E$ ，这部分电路给输出提供了主要的电平电压和大部分输出功率，因此将 NPC 逆变单元称为主逆变单元；低压的 H 桥逆变电路单元则是辅助逆变电路， U_{c2} 为 E ，这部分电路给输出提供了辅助改善波形的电平电压和小部分输出功率，因此将这部分逆变电路称为辅助逆变单元。在功率器件选用上，该电路采用了一种组合的方法，同时利用了两种不同开关器件的优点：IGCT 的高阻断能力和 IGBT 的快速开关能力。但该电路在相电压输出为 $+2E$ 或者 $-2E$ 时，辅助逆变单元将输出对应的反相电压 $-1E$ 或者 $+1E$ ，在有功应用中，也会出现电流倒灌现象。如果 U_{c1} 为 $2E$ ， U_{c2} 为 E ，则可避免电流倒灌现象。

五、各功能模块电路设计

（一）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

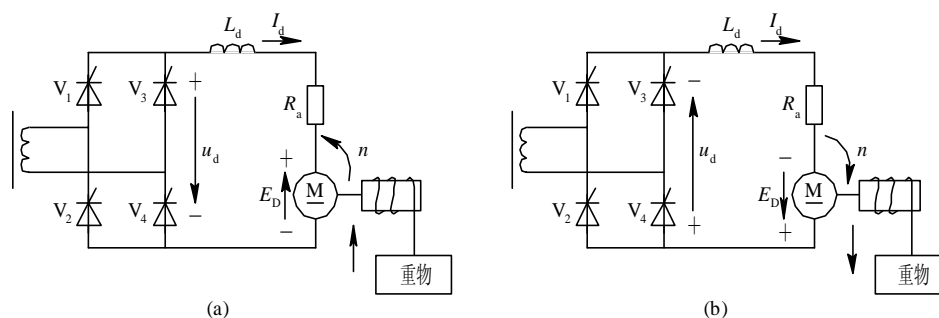
(11) 畸变因数

(12) 峰值因数

(二) 有源逆变模块

变流器工作在逆变状态时, 如果把变流器的交流侧接到交流电源上, 把直流电逆变为同频率的交流电反送到电网去, 叫有源逆变。如果变流器的交流侧不与电网联接, 而直接接到负载, 即把直流电逆变为某一频率或可调频率的交流电供给负载, 则叫无源逆变。交流变频调速就是利用这一原理工作的。有源逆变除用于直流可逆调速系统外, 还用于交流绕线转子异步电动机的串级调速和高压直流输电等方面。

有源逆变电路的工作原理



1. 整流工作状态

对于单相全控整流桥, 当控制角 α 在 $0 \sim \pi/2$ 之间的某个对应角度触发晶闸管时, 上述变流电路输出的直流平均电压为 $U_d = U_{d0} \cos \alpha$, 因为此时 α 均小于 $\pi/2$, 故 U_d 为正值。在该电压作用下, 直流电机转动, 卷扬机将重物提升起来, 直流电机转动产生的反电势为 E_D , 且 E_D 略小于输出直流平均电压 U_d , 此时电枢回路

$$I_d = \frac{U_d - E_D}{R}$$

的电流为

2. 中间状态 ($\alpha = \pi/2$) 当卷扬机将重物提升到要求高度时, 自然就需在某个位置停住, 这时只要将控制角 α 调到等于 $\pi/2$ 的位置, 变流器输出电压波形

中，其正、负面积相等，电压平均值 U_d 为零，电动机停转（实际上采用电磁抱闸断电制动），反电势 E_b 也同时为零。此时，虽然 U_d 为零，但仍有微小的直流电流存在。注意，此时电路处于动态平衡状态，与电路切断、电动机停转具有本质的不同。

3. 有源逆变工作状态（ $\pi/2 < \alpha < \pi$ ） 上述卷扬系统中，当重物放下时，由于重力对重物的作用，必将牵动电机使之向与重物上升相反的方向转动，电机产生的反电势 E_b 的极性也将随之反相。如果变流器仍工作在 $\alpha < \pi/2$ 的整流状态，从上面曾分析过的电源能量流转关系不难看出，此时将发生电源间类似短路的情况。为此，只能让变流器工作在 $\alpha > \pi/2$ 的状态，因为当 $\alpha > \pi/2$ 时，其输出直流平均电压 U_d 为负。

电流的方向是从电势 E_b 的正极流出，从电压 U_d 的正极流入，电流方向未变。显然，这时电动机为发电状态运行，对外输出电能，变流器则吸收上述能量并馈送回交流电网去，此时的电路进入到有源逆变工作状态。

上述晶闸管供电的卷扬系统中，当重物下降，电动机反转并进入发电状态运行时，电机电势 E_b 实际上成了使晶闸管正向导通的电源。当 $\alpha > \pi/2$ 时，只要满足 $E_b > |U_d|$ ，晶闸管就可以导通工作，在此期间，电压 u_d 大部分时间均为负值，其平均电压 U_d 自然为负，电流则依靠电机电势 E_b 及电感 L_d 两端感应电势的共同作用加以维持。正因为上述工作特点，才出现了电机输出能量，变流器吸收并通过变压器向电网回馈能量的情况。

1) 外部条件

务必要有一个极性与晶闸管导通方向一致的直流电势源。这种直流电势源可以是直流电机的电枢电势，也可以是蓄电池电势。它是使电能从变流器的直流侧回馈交流电网的源泉，其数值应稍大于变流器直流侧输出的直流平均电压。

2) 内部条件

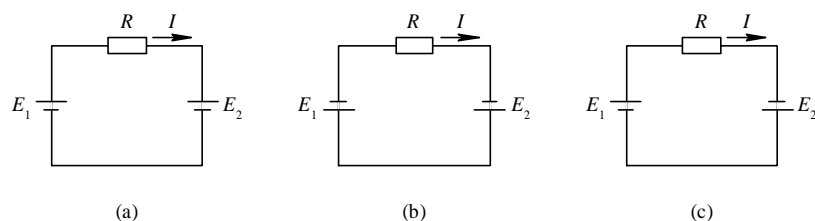
要求变流器中晶闸管的控制角 $\alpha > \pi/2$ ，这样才能使变流器直流侧输出一个负的平均电压，以实现直流电源的能量向交流电网的流转。

上述两个条件必须同时具备才能实现有源逆变。

必须指出，对于半控桥或者带有续流二极管的可控整流电路，因为它们在任何情况下均不可能输出负电压，也不允许直流侧出现反极性的直流电势，所以不能实现有源逆变。

有源逆变条件的获得，必须视具体情况进行分析。例如上述直流电机拖动卷扬机系统，电机电势 E_b 的极性可随重物的“提升”与“下降”自行改变并满足逆变的要求。对于电力机车，上、下坡道行驶时，因车轮转向不变，故在下坡发电制动时，其电机电势 E_b 的极性不能自行改变，为此必须采取相应措施，例如可利用极性切换开关来改变电机电势 E_b 的极性，否则系统将不能进入有源逆变状态运行。

(三) 逆变能量的变换关系模块



(a) 同极性连接 $E_1 > E_2$; (b) 同极性连接 $E_2 > E_1$; (c) 反极性连接

图 (a) 表示直流电源 E_1 和 E_2 同极性相连。当 $E_1 > E_2$ 时，回路中的电流为

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R}$$

式中 R 为回路的总电阻。此时电源 E_1 输出电能 $E_1 I$ ，其中一部分为 R 所消耗的 $I^2 R$ ，

$$I = \frac{E_1 + E_2}{R}$$

其余部分则为电源 E_2 所吸收的 $E_2 I$ 。注意上述情况中，输出电能的电源其电势方向与电流方向一致，而吸收电能的电源则二者方向相反。

$$I = \frac{E_2 - E_1}{R}$$

在图(b)中，两个电源的极性均与图(a)中相反，但还是属于两个电源同极性相连的形式。如果电源 $E_2 > E_1$ ，则电流方向如图，回路中的电流 I 为 此时，电源 E_2 输出电能，电源 E_1 吸收电能。在图(c)中，两个电源反极性相连，则电路中的电流 I 为 此时电源 E_1 和 E_2 均输出电能，输出的电能全部消耗在电阻 R 上。如果电阻值很小，则电路中的电流必然很大；若 $R=0$ ，则形成两个电源短路的情况。综上所述，可得出以下结论：

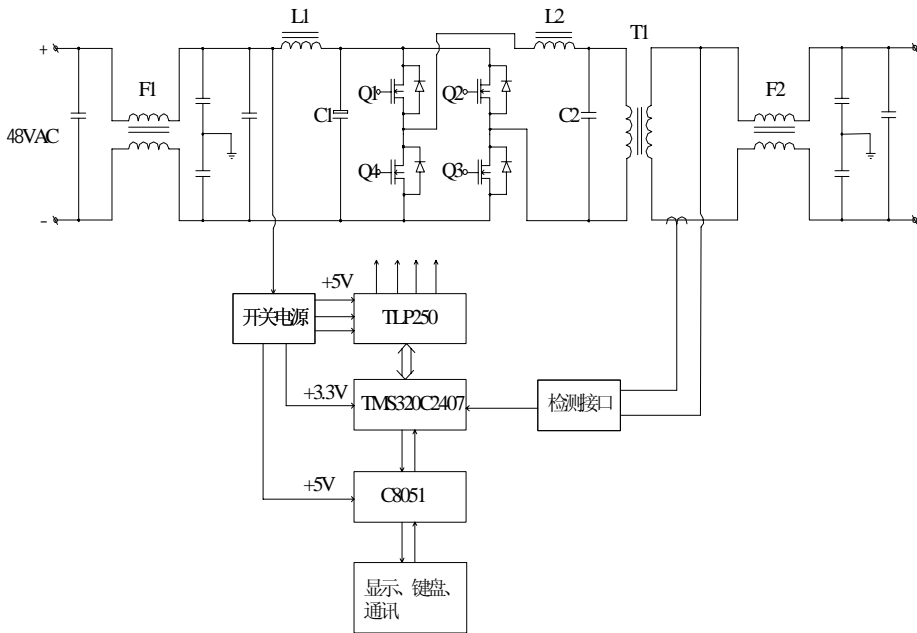
(1) 两电源同极性相连，电流总是从高电势流向低电势电源，其电流的大小取决于两个电势之差与回路总电阻的比值。如果回路电阻很小，则很小的电势差也足以形成较大的电流，两电源之间发生较大能量的交换。

(2) 电流从电源的正极流出，该电源输出电能；而电流从电源的正极流入，该电源吸收电能。电源输出或吸收功率的大小由电势与电流的乘积来决定，若电势或者电流方向改变，则电能的传送方向也随之改变。

(3) 两个电源反极性相连，如果电路的总电阻很小，将形成电源间的短路，应当避免发生这种情况。

六、总体电路

(一) 主电路图



(二) 总体电路原理图说明

然后按照要求和对产品本身性能的定位确定设计任务书。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 $\frac{2 \times 10^3 w}{42v \times 85\%} \times 120\% = 67(A)$ ，再考虑 3 倍的电流余量，应选择 200A 的功率 MOSFET。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)=0.006 Ω ，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 \times 变压器效率 \times 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 型低通滤波器如图所示。串臂阻抗 Z_1 与并臂阻抗 Z_2 的乘积 $Z_1 Z_2 = j\omega L_1 (1/j\omega C_f) = L_1 / C_f = K$ ，一旦 L_f 、 C_f 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

$$L_f / C_f = K = R^2 \quad (2-15)$$

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

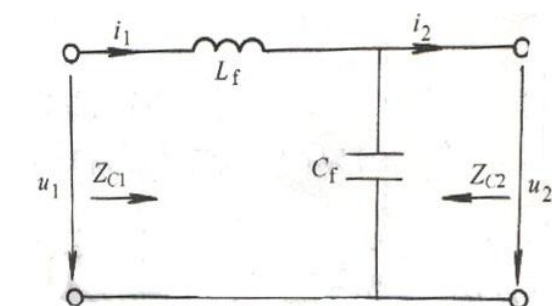


图 2-16 常 K 型 Γ 型低通滤波器

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

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

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

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

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

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 $\omega_c = R / L_f = 1 / \sqrt{L_f C_f}$ ，可得滤波器的截止频率 f_c 为

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

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，呈现出较大的衰耗。

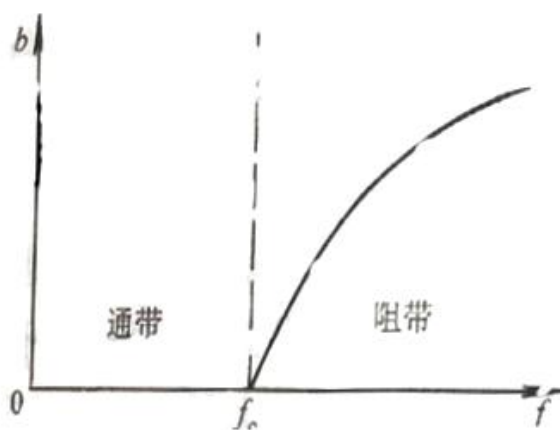


图 2-17 常 K 型 Γ 型滤波器的衰耗特性

对称四端网络的衰耗常数还可表示为

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

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

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

L_f 与 C_f 的确定 由式 (2-20) 可得

$$L_f = R/(2\pi f_c) \quad (2-23)$$

$$C_f = L_f / R^2 = L_f / (2\pi f_c L_f R) = 1/(2\pi f_c R) \quad (2-24)$$

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

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

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

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 ($0 \sim \eta_c$ 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。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

$$R = (0.5 \sim 0.8) R_L \quad (2-27)$$

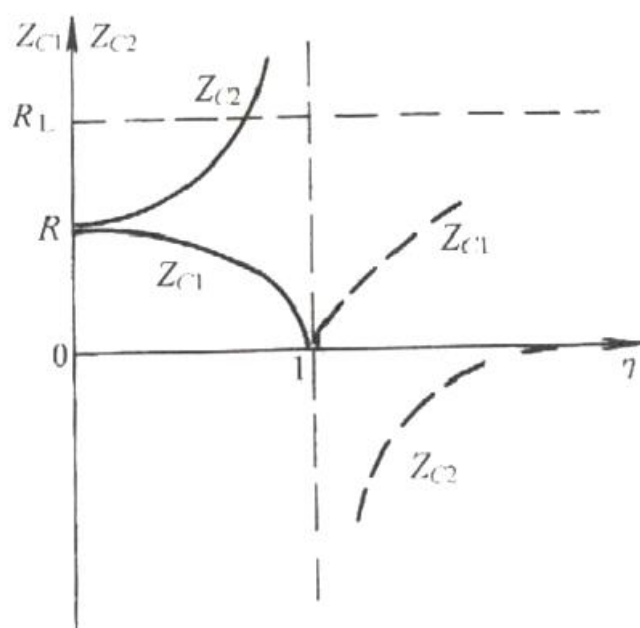


图 2-18 Z_c 与频率 η 的关系

当逆变器的输出功率和输出电压确定时, 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_r 、 C_r 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。

七、总结

本文针对混合电平式逆变器和混合单元式逆变器存在的高压单元功率器件电压应力过高、低压单元电流倒灌的问题, 提出了高压单元采用二极管箝位型拓扑结构, 选取各单元适当电压比的设计方法, 经分析及仿真实验表明, 该方法在克服电压应力过高、消除低压单元电流倒灌方面是有效的。

通过本次课程设计, 我认识到了知识和现实的区别, 深刻体会到电力电子技术的广泛应用。它让我对学过的电力电子技术知识进行了巩固, 让我对电力电子技术知识有了更深的理解。

在这次课程设计过程中, 我掌握了网络上查找资料方法技巧, 为本次课程设计提供了一定的资料。

本次课程设计的阶段: 开始我不是很会做, 在通过与同学相互讨论, 不段的学习中, 终于圆满完成了任务。感谢齐老师的对我们耐心的指导! 通过本次课程设计, 我有了很大的收获。不但对电力电子技术有了更为深入的了解, 对一个课题如何进行设计, 电路调试等也有了一定的掌握, 希望在以后的大学生活当中我能学到更多的知识。

八、参考文献