

# 武汉理工大学

(申请工学硕士学位论文)

## 基于 SPWPM 和软开关技术的高频链逆变 技术研究

培养单位：自动化学院

学科专业：电力电子与电力传动

研究生：夏伟

指导老师：苏义鑫 教授

2007 年 5 月

---

分类号\_\_\_\_\_

密 级 公开

UDC \_\_\_\_\_

学校代码 10497

# 武汉理工大学

## 学 位 论 文

题 目 基于 SPWPM 和软开关技术的高频链逆变  
技术研究

英 文 Research of Inverters with High Frequency Link

题 目 Based on the SPWPM and Soft Switching Technology

研究生姓名 夏 伟

姓名 苏义鑫 职称 教授 学位 博士

指导教师

单位名称 自动化学院 邮编 430070

申请学位级别 硕士 学科专业名称 电力电子与电力传动

论文提交日期 2007 年 5 月 论文答辩日期 \_\_\_\_\_

学位授予单位 武汉理工大学 学位授予日期 \_\_\_\_\_

答辩委员会主席 \_\_\_\_\_ 评阅人 \_\_\_\_\_

2007 年 5 月

## 摘 要

在现代工业中对电能质量越来越高的要求下，正弦波逆变技术已成为电力电子技术中最重要的部分。高功率密度、高效率和高频链的逆变电源是目前电力电子领域的研究热点之一。采用正弦波脉宽调制技术的逆变器中，无法舍弃体积巨大的低频变压器是实现逆变器高功率密度、高效率的主要障碍。并由此引出一种新的高频链逆变控制策略即 SPWPM（正弦脉宽脉位调制）。

新型高频链 SPWPM 控制策略的本质是：通过有效地变动单极性 SPWM 电压波形的结构得到 SPWPM 电压波形，其中含有 SPWM 波的所有信息但又不含调制波的低频率成分。因此可利用高频变压器进行耦合传输，变压器副边通过周波变换器解调 SPWPM 波又可恢复为常规的 SPWM 电压波形。通过建立的 SPWPM 逆变环节的数学模型，并给出了一种更为简单、易懂的证明，证明结论及随后的仿真说明了变换器高频链原理的正确性。

全桥移相 ZVT-PWM DC/DC 变换器的工作原理是本文的理论基础。因此重点讨论了电路在十二个时段内的工作状态，随后分析了实现零电压开关的条件和策略，以及占空比丢失的原因。

结合 SPWPM 控制策略和传统的移相 ZVT-PWM 软开关技术的优点，给出了一种新的移相 ZVS-SPWPM 逆变控制方法。通过控制逆变桥对角桥臂上的开关管开通的相位差，变压器仍然传输 SPWPM 电压波形，同时使开关管的开通和关断过程中电路工作在谐振状态，从而实现了开关管的零电压开通和关断。通过分析移相 ZVS-SPWPM 变换器的工作过程，设计了主电路参数，并进行了 PSPICE 仿真对开关管的零电压开关予以验证，为深入研究该变换器提供了理论依据。

关键词：高频链， SPWPM， 软开关技术， 零电压开关

## ABSTRACT

As we know, the quality of electrical energy is more and more demanding in the modern industrial applications. Studies on high power density, high efficiency and as well as high frequency link inverter power supply are one of the hot points in power electronics field. In the Inverters controlled by the mode of sinusoidal pulse width modulation, the huge low frequency transformer is the main barricade unavoidably to develop high power density and high efficiency inverters by using this control mode. So a new type of high frequency link inverter control strategy SPWPM ( Sinusoidal Pulse Width and Phase Modulation ) is introduced consequentially.

the essence of the new type of high frequency link SPWPM converter is that : Through changing the composition of single polarity SPWM wave, a new SPWPM wave can be obtained, which included the whole information of SPWM wave except the frequency of the modulating wave formally. Therefore, the new wave can be transmitted by high frequency transformer. It will be returned to the conventional SPWM wave by demodulation in secondary side of the transformer. according to the established mathematical model of SPWPM inverter stage, then a more brief and understandable demonstration is gained, the conclusion and the simulation subsequently certified that the theoretical analysis is right.

The operation principle of full bridge phase shift controlled ZVS PWM DC/DC converter is the bases of this dissertation, so the performance of the circuit in twelve different stage is discussed, and then analyzed the conditions and strategies for realizing the ZVS as well as the reasons of the duty-cycle losing.

A new type of phase shift zero voltage switch-SPWPM inverter strategy is proposed, which is a good combination of the SPWPM strategy and traditional phase-shift ZVT-PWM soft switching technology. By controlling the turn-on subsequence of the power switches in the oblique diagonal line of the two bridge arms, while the transformer still transmits the SPWPM wave, the circuit is working in the resonant condition in the turn-on and turn-off process of the power switches, therefore makes the ZVS technology can be realized in this type of inverter.

According to analyzing the working process of the phase-shift ZVS-SPWPM converter, the parameters of the main circuit is designed, subsequently the simulation by the software PSPICE certified that ZVS technology is commendably realized in the convert. which provides the theory bases for further study according to the converter.

**Key words:** high frequency link, SPWPM, soft switching technology, zero voltage switching

## 目 录

第 1 章 绪论 .....	1
1.1 现代逆变技术的发展与现状 .....	1
1.1.1 现代逆变技术的概念 .....	1
1.1.2 现代逆变技术的发展过程 .....	1
1.1.3 现代逆变技术的分类 .....	2
1.2 单相正弦波全桥逆变器的主电路拓扑 .....	3
1.3 正弦波调制 PWM 的理论基础 .....	3
1.4 本文的主要研究内容 .....	4
第 2 章 SPWPM 控制策略 .....	5
2.1 自然采样法 .....	5
2.2 规则采样法 .....	6
2.3 两种波形形式 .....	6
2.3.1 单极性 SPWM 波形 .....	6
2.3.2 双极性 SPWM 波形 .....	7
2.4 SPWPM 控制策略的引出 .....	7
2.4.1 新控制策略的构思 .....	7
2.4.2 国外关于高频链逆变技术的研究 .....	8
2.5 SPWPM 逆变主电路拓扑及工作原理 .....	10
2.5.1 主电路及控制波形分析 .....	10
2.5.2 傅立叶分析 .....	11
2.6 仿真 .....	15
2.7 本章小结 .....	17
第 3 章 PWM DC/DC 全桥变换器软开关技术 .....	18
3.1 PWM DC/DC 全桥变换器 .....	18
3.2 PWM DC/ DC 全桥变换器软开关技术的理论基础 .....	20
3.2.1 基本工作原理 .....	20
3.2.2 新控制策略的出现 .....	22
3.2.3 超前桥臂的软开关实现 .....	22

3.2.4 零状态 .....	23
3.2.5 滞后桥臂的软开关实现 .....	23
3.2.6 结论 .....	24
3.3 零电压开关 PWM DC/ DC 全桥变换器的控制方式 .....	25
3.3.1 滞后桥臂控制方式 .....	25
3.3.2 超前桥臂控制方式 .....	26
3.3.3 ZVS-PWM DC/ DC 全桥变换器控制方式 .....	27
3.3.4 移相控制零电压开关 PWM 变换器的 12 个工作状态分析 .....	28
3.4 两个桥臂实现 ZVS 的差异分析 .....	34
3.4.1 实现 ZVS 的条件 .....	34
3.4.2 实现 ZVS 的办法 .....	34
3.5 副边占空比丢失问题 .....	35
3.6 本章小结 .....	36
第 4 章 基于 SPWPM 的零电压开关逆变技术分析 .....	37
4.1 移相 ZVS-SPWPM 逆变技术的提出 .....	37
4.2 SPWPM 控制方式的改动 .....	37
4.3 移相 ZVS-SPWPM 工作过程分析 .....	39
4.4 电路参数设计 .....	45
4.4.1 输入滤波电容的选择 .....	46
4.4.2 高频变压器的设计 .....	47
4.4.3 输出滤波电感、电容的设计 .....	50
4.5 仿真 .....	51
4.6 本章小结 .....	55
第 5 章 总结与展望 .....	56
作者在攻读硕士学位期间发表的学术论文 .....	61
致    谢 .....	62

## 第 1 章 绪论

### 1.1 现代逆变技术的发展与现状

#### 1.1.1 现代逆变技术的概念

在电力电子学中，通常把交流电变成直流电的过程叫做整流，完成整流功能的电路叫做整流电路。与之相对应，把将直流电变成交流电的过程叫逆变，完成逆变功能的电路则称为逆变电路，而实现逆变过程的装置就叫做逆变器。

随着各行各业控制技术的发展和对其操作性能要求的提高，许多行业的用电设备都不是直接使用通用交流电网提供的交流电作为电源，而是通过各种形式对其进行变换，从而得到各自所需的交流电能形式。它们的幅值、频率、波形稳定度及变化方式因用电设备的不同而不尽相同<sup>[1]</sup>。由此而产生了一门新的技术学科——现代逆变技术。

“现代逆变技术”是综合了现代电力电子开关器件的应用、现代功率变换、模拟和数字电子技术、PWM 技术、频率及相位调制技术、开关电源技术和控制理论等的一门实用设计技术，已被广泛地用于工业和民用领域中的各种功率变换系统和装置中<sup>[2]</sup>。逆变器的作用就是通过半导体功率开关器件(如 SCR、GTO、GTR、MOSFET、IGBT 和智能 IPM 功率模块等)的开通和关断，把直流电能变换成交流电能，因此它是一种电能变换装置。

#### 1.1.2 现代逆变技术的发展过程

逆变原理早在 20 世纪 30 年代初就被提出过，1948 年美国西屋电气公司用汞弧整流器制成了 3000Hz 的感应加热逆变器。其发展一般认为分为如下两个阶段<sup>[3]</sup>：

1956~1980 年为传统发展阶段，这个阶段的特点是开关器件以低速器件为主，逆变器的开关频率较低，波形改善多以重叠加法为主，体积和重量都较大，逆变效率低下，正弦波逆变器开始出现。

1980 年~至今为高频化新技术阶段，逆变技术发展日趋完善，在器件、电



路及控制技术方面呈现出以下特点：

(1) 集成化。几乎所有全控型器件都由许多单元管子并联而成，也即一个器件是由许多子器件所集成。

(2) 高频化。从高电压、大电流的 GTO 到高频率、多功能的 SIT，其工作频率已从数千赫兹到数兆赫兹，这标志着电力电子技术已经进入高频化时代。目前，GTO 的工作频率可达 2kHz，GTR 可达 5kHz，功率 MOSFET 可达数百 kHz，SIT 则可达 10MHz 以上。

(3) 全控化。电力电子器件实现全控化，即自关断，是电力电子器件在功能上的重大突破。无论是双极型的 GTO、GTR、SITH 或单极型的 MOSFET、SIT 以及复合型的 IGBT、MCT 等，都实现了全控化，从而避免了传统电力电子器件关断时所需的强迫反相电路。

(4) 控制技术数字化。全控型器件的高频化促进了电力电子控制电路的数字化。控制 PWM 电路、谐振电路以及高频斩波电路的数字化技术，如今已成为控制电力电子电路的主要方式。

### 1.1.3 现代逆变技术的分类

常用逆变器基本形式有以下几种分类方法：

- (1) 按照相数分类，可分为单相逆变器、三相逆变器和多相逆变器。
- (2) 按照直流侧电源性质，可分为电压型逆变器和电流型逆变器。
- (3) 按照输出波形，可分为正弦波逆变器和非正弦波逆变器。
- (4) 按照输出能量的去向，可分为有源逆变和无源逆变。
- (5) 按照逆变器主电路的形式，可以分为单端式、推挽式、半桥式和全桥式逆变。
- (6) 按照控制分类，可分为调频式(PFM)逆变和调脉宽式(PWM)逆变。
- (7) 按照逆变开关电路的工作方式分类，可分为谐振式逆变、定频硬开关式逆变和定频软开关式逆变。

根据先进国家的统计资料，超过 60%以上的电能是经过电力电子技术处理变换后才使用的，而逆变技术在这种变换中将起到重要的作用。在将来工业高度自动化的情况下，计算机技术、自动控制技术以及以正弦波逆变为最重要部分的电力电子技术将成为最重要的技术。

## 1.2 单相正弦波全桥逆变器的主电路拓扑

正弦波逆变技术中应用较多的是单相和三相正弦波 PWM 技术，简称为 SPWM。单相 SPWM 简单易懂，并且三相 SPWM 的产生方式与单相 SPWM 类似，因此，本文仅以单相正弦逆变电路为例进行研究。

常见的单相正弦逆变电路主要有半桥、全桥、推挽三种结构，其中又以全桥逆变电路应用最为广泛。

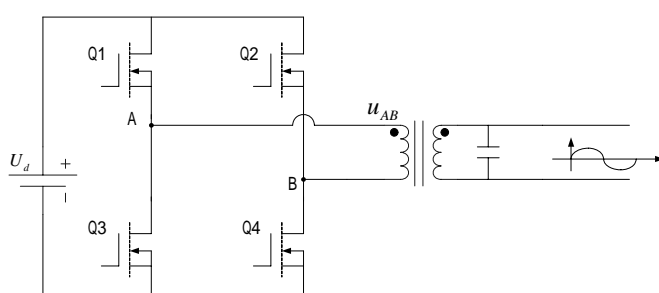


图 1-1 单相正弦波全桥逆变主电路

单相正弦波全桥逆变主电路如图 1-1 所示。Q1, Q2, Q3, Q4 四只功率开关器件构成 H 桥逆变电路，直流电源为  $U_d$ ，控制 Q1, Q2, Q3, Q4 四个开关管的触发脉冲，当斜对角管 Q1 和 Q4 或者 Q2 和 Q3 同时导通时，输出电压  $u_{AB}$  为  $U_d$  或者  $(- )U_d$ ，合理调配这两对管子的导通时间，经过变压器进行电压幅值调整和电气隔离，滤波后就可以输出负载所需要的正弦电压。

## 1.3 开关管的驱动信号

采样控制理论中有一条重要结论<sup>[4]</sup>：冲量相等而形状不同的窄脉冲加在惯性环节输入时，其输出效果基本相同。冲量即指窄脉冲的面积，效果基本相同是指输出响应的波形基本相同。把各输出波形进行傅立叶变换分析，其低频段特性非常接近，仅在高频段有差异。这个理论是 PWM 控制的理论基础。

把一个正弦半波分成 N 等份，采用自然采样法或者规则采样法，把每一等份的正弦曲线与横轴包围的面积用与它面积相等的等幅而不等宽的矩形脉冲代替，矩形脉冲的中点与正弦波每一等份的中点重合。根据冲量相等效果相同的原理，这样的一系列矩形脉冲与正弦半波是等效的。对于正弦波的负半周，也

可以用同样的方法得到 PWM 波形。像这样脉冲的宽度按照正弦规律变化而和正弦波等效的 PWM 波形，就是 SPWM(Sinusoidal PWM)波形。

在逆变器中就是用 SPWM 这样一系列的脉冲序列作为驱动开关管开通和关断的信号，也是逆变器在输出滤波之前得到的电压的波形形式。

## 1.4 本文研究的主要内容

第 2 章介绍一种新型高频链 SPWPM 变换器，并用数学证明和 MATLAB 软件仿真的方式对其高频链的正确性予以验证。

第 3 章着重介绍了移相 ZVT-PWM 软开关技术用于全桥 PWM DC/DC 变换器的工作原理，并给出桥臂实现 ZVS 的条件。

第 4 章结合第 2 章和第 3 章的内容提出一种新的逆变控制方法，即移相 ZVS-SPWPM。随后分析了移相 ZVS-SPWPM 逆变在正半个正弦波内的一个开关周期的工作过程，并给出了主电路的参数设计方法。用 PSPICE 软件仿真予以验证，变压器原、副边的波形仍然是传输 SPWPM 电压波形的同时，逆变桥开关管成功实现了零电压开通和关断。

第 5 章是全文的总结及今后工作的展望。

## 第 2 章 SPWPM 控制策略

本章将重点分析 SPWPM 正弦波逆变控制技术，它又是以传统的 SPWM 逆变技术为基础的，因此有必要先 SPWM 的两种常用的控制方法——自然采样法和规则采样法进行简要介绍。

### 2.1 自然采样法

自然采样法是利用正弦参考波和三角调制波的自然交点来控制功率器件的通断。图 2-1 是自然采样法的说明图，设三角波幅值为  $U_{CM}$ ，正弦波幅值为  $U_{RM}$ ，则正弦波可以表示为

$$u_r(t) = U_{RM} \sin \omega t \quad (2-1)$$

由图中相似三角形性质可求脉宽：

$$\begin{aligned} T &= \frac{T_c U_{CM} + U_{RM} \sin \omega t_A}{2 U_{CM}} + \frac{T_c U_{CM} + U_{RM} \sin \omega t_B}{2 U_{CM}} \\ &= \frac{T_c}{2} \frac{U_{RM}}{U_{CM}} (\sin \omega t_A + \sin \omega t_B) \end{aligned} \quad (2-2)$$

其中  $M$  为调制比， $M = \frac{U_{RM}}{U_{CM}}$ ，即正弦参考波和三角调制波的幅值之比。

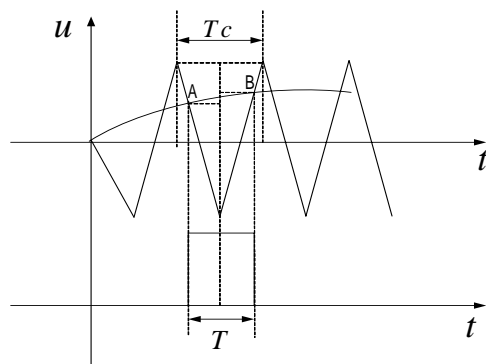


图 2-1 自然采样法

## 2.2 规则采样法

规则采样法是自然采样法的近似和简化。图 2-2 是规则采样法的说明图，其特点是在三角波负峰值时采样，而不是象自然采样法那样在交点处采样。由相似三角形性质可求脉宽：

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{T_c U_{CM} + U_{RM} \sin \omega t_c}{2U_{CM}} \cdot 2 \\
 &= \frac{T_c}{2} (1 + M \sin \omega t_c)
 \end{aligned} \tag{2-3}$$

由于脉冲是对称的且  $t_c$  是确定的，这样计算虽然带来了误差，但使计算量较之自然采样法大大减少了。

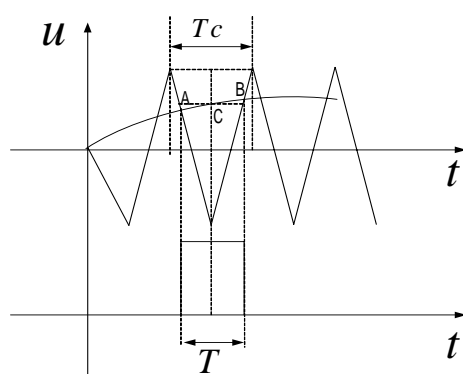


图 2-2 规则采样法

## 2.3 两种波形形式

我们再来讨论单相 SPWM 波产生的两种波形形式：

### 2.3.1 单极性 SPWM 波形

单极性 SPWM 波形如图 2-3 所示，正弦调制波整流成单极性 ( $u_r$  和  $u_{rn}$ ) 后，与单极性对称三角载波 ( $u_c$ ) 比较得出脉冲序列后，再用倒相信号倒相，便得到单极性 SPWM 波 ( $u_{AB}$ )。

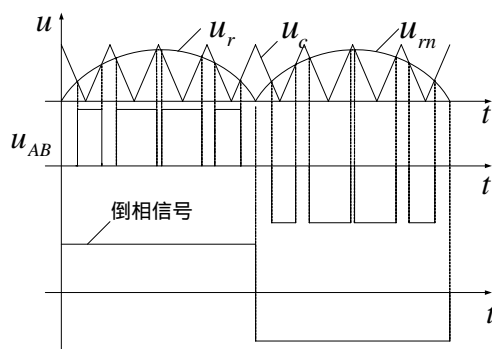


图 2-3 单极性 SPWM 波形图

### 2.3.2 双极性 SPWM 波形

双极性 SPWM 波形如图 2-4 所示，直接用正弦调制波 ( $u_r$ ) 与双极性对称三角载波 ( $u_c$ ) 比较，即可得到双极性 SPWM 波形 ( $u_{AB}$ )。

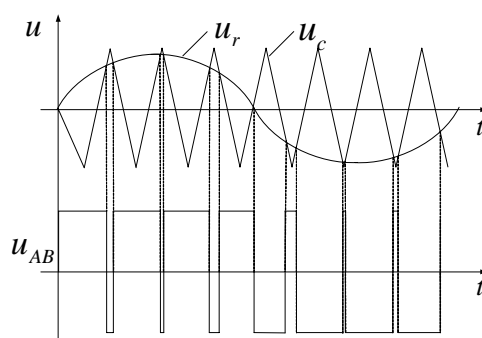


图 2-4 双极性 SPWM 波形图

## 2.4 SPWPM 控制策略的引出

### 2.4.1 新控制策略的构思

SPWM 模式在正弦波逆变器中已经得到了广泛的运用。但由于传输功率的是基波，因此用于输出电压幅值匹配和电气隔离的低频变压器就成为逆变装置中不可缺少的功率部件，其体积和重量在装置中占的份额最大。所以，难以舍弃的低频变压器，已成为实现 DC-AC 转换器小型化、轻量化，提高功率密度的主要障碍，它使整个装置综合指标和性能价格比低，适应性差。

如果仅仅是提高开关频率，谐波分析表明，可以使谐波分量向高频端迁

移，由于输出端滤波器的截止频率取开关频率的  $1/10 \sim 1/100$ ，因此，可以使滤波器截止频率相应提高而选用较小的电感和电容，减小滤波器体积和重量。然而这仅对于减小滤波器的尺寸有贡献，无法改变基波频率为低频这一事实，使得高频化并不是简单地提高开关频率就能达到目的，何况开关频率的提高还要受到功率半导体器件工作频率的限制。

那么，能不能有一种有效的方法，它的构思是：先变动单极性 SPWM 电压波形的结构，得到另一种新的波形。新波形中含有原 SPWM 波的全部信息，但没有低频调制波的频率成分。从而可以利用高频变压器进行耦合传输。然后通过解调又可恢复为常规的 SPWM 电压波形。

这就是本章将要研究的 SPWPM (Sinusoidal Pulse Width and Position Modulation) 正弦脉宽脉位调制控制策略。

#### 2.4.2 国外关于高频链逆变技术的研究

根据电机学中变压器的有关知识

$$\begin{aligned} E_1 &= 4K_f f N_1 B_m S_e \cdot 10^{-4} \\ E_2 &= 4K_f f N_2 B_m S_e \cdot 10^{-4} \end{aligned} \quad (2-4)$$

式(2-4)中， $E_1$  是初级自感电动势； $E_2$  是次级互感电动势； $K_f$  是电压波形因数，对于正弦波， $K_f = 1.11$ ，对于方波， $K_f = 1$ ； $f$  是交流电源频率； $N_1$  是初级绕组匝数； $N_2$  是次级绕组匝数； $B_m$  是磁感应强度； $S_e$  是铁心有效截面积。以上所有参数的单位（除  $S_e$  外）均为国际标准单位， $S_e$  在式中的单位是  $\text{cm}^2$ 。

那么，在电压和电流不变的条件下，变压器的绕组匝数与工作频率成反比，频率越高，一次和二次侧的匝数就越少，所需的窗口面积也小了，从而可以选用较小的铁心。因此通过提高变压器工作频率可以使变压器体积和重量显著降低。

正是基于以上原因，20 世纪 70 年代末国外就开始在正弦波逆变器中应用高频链技术，主要有以下几类方法<sup>[6][7][8][9][10]</sup>：

(1) 由于在 DC/DC 变换器中实现高频化要比在正弦波逆变器中容易得多，而且开关管的工作条件也使得软开关技术非常方便实现，所以在逆变器设计中增加一级 DC/DC 功率环节，非常容易实现变压器高频传输且开关管无开关损耗。因此称之为 DC/DC/AC 方法，其功率流动框图如图 2-5 所示。

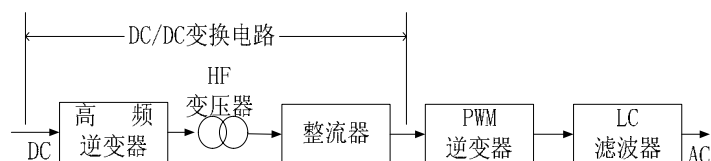


图 2-5 DC/DC/AC 功率流动框图

(2) 仍然采用两个功率环节，在第一个功率环节进行高频逆变，将直流电压变换为高频（准）正弦波，再由高频变压器隔离，调整到合适的电压等级后送到次级的第二个功率环节周波变换器。AC/AC 变换到需要的输出频率，经过滤波得到纯正的正弦波。因此称之为 DC/AC/AC 方法，其功率流动框图如图 2-6 所示。



图 2-6 DC/AC/AC 功率流动框图

以上两类方法优点是有专用的 PWM 控制芯片可用，实现方便。缺点是电路拓扑结构复杂，可靠性下降，成本较高。而且方法 2 周波变换器工作在硬开关状态，开关损耗大，限制了开关器件的工作频率。并且，这两种方法都只能实现能量的单向流动。

(3) 正弦脉冲脉位 (SPWPM) 控制策略，该方法又有三种方式：1) 前级高频逆变采用移相 SPWM 控制策略，直流侧逆变桥的开关管可实现部分条件下的软开关，周波变换器开关管始终工作在同步的高频开关状态。2) 双级型移相 SPWM 控制策略，前级逆变器采用双级型 PWM 控制，高频变压器传递占空比为 0.5 的高频交流脉冲方波，周波变换器工作在高频状态，实现移相调压控制。3) 与方式 1) 基本相同，只是周波变换器开关管的驱动脉冲为低频和高频脉冲的混合，在保留 1) 所有优点的基础上，可极大减小周波变换器的开关损耗，提高逆变器的变换效率和可靠性。

1) 2) 3) 三种方式没有本质区别，都是由前级高频逆变加周波变换器组成，结构简单，可靠性高。且都能实现双向功率流动。缺点是目前没有专用的控制芯片，需要多个 PWM 控制芯片协同工作，或采用 DSP 进行控制。使得系统控制复杂，增加成本。



需要强调的是，所谓功率双向流动是当逆变器带感性和容性负载时，有能量反馈的过程。在此过程中，高频变压器原、副边开关管工作状态与逆变输出时相反，副边开关管工作在高频斩波状态，而原边开关管工作在低频状态，从而实现能量向直流电源端回流。当然，逆变器的能量回流模式必须另有相应的软件和硬件与之对应。

本文将采用方式 1) 的控制策略，以便于在直流侧逆变桥的开关管上实现零电压开通和关断。

## 2.5 SPWPM 逆变主电路拓扑及工作原理

### 2.5.1 主电路及控制波形分析

SPWPM 逆变主电路如图 2-7 所示，由全桥式逆变器、高频变压器、周波变换器构成，具有电路拓扑简洁、两级功率变换(DC/HFAC/LFAC)、双向功率流动和变换效率高等优点。

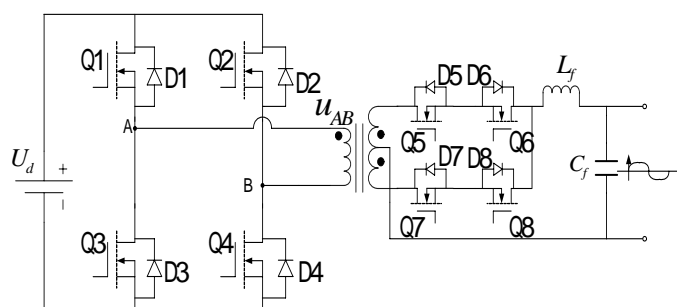


图 2-7 SPWPM 逆变主电路

SPWPM 逆变控制信号波形如图 2-8 所示，采用的载波为对称三角波。将由载波 ( $u_r$ ) 和参考正弦波 ( $u_r$  和  $u_{rn}$ ) 比较得到的单极性 SPWM 脉冲 (S) 隔一翻转，获得高频双极性的 SPWPM 波形 ( $u_{AB}$ )，它包含调制波的所有波形信息，但形式上却不含低频成分，因而可利用高频变压器进行传输。在高频变压器的输出端，周波变换器通过适当的开关组合，将正弦半周内的双极性 SPWPM 波形按要求翻转，恢复为正弦半周内单极性的 SPWM 波形。这种控制方式相对来说比较容易。具体控制波形如图 2-8，每个开关管的开关周期为载波周期的两倍，VQ1、VQ2、VQ3、VQ4 分别为主电路逆变全桥 4 个开关管的控制波形。

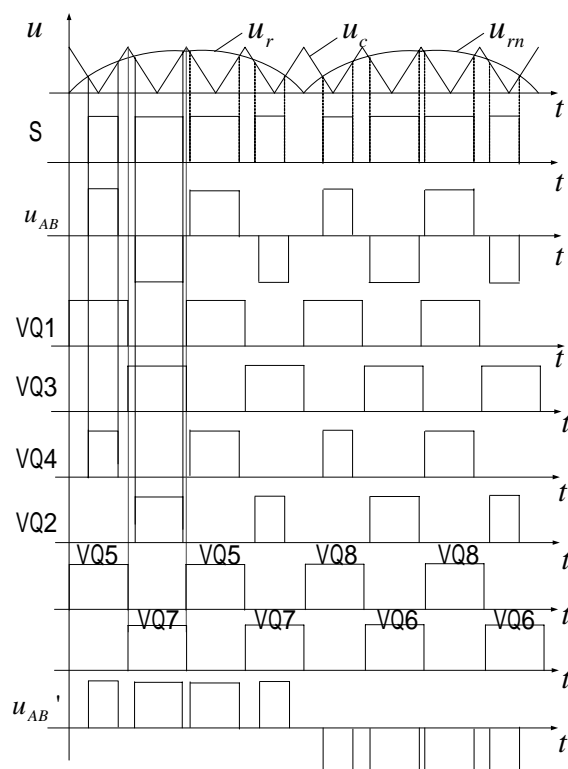


图 2-8 SPWPM 逆变控制信号波形图

在前半个开关周期，Q1 管通，Q3 管断，Q4 按照调制的脉冲宽度导通；在后半个开关周期，Q3 管通，Q1 管断，Q2 按照调制的脉冲宽度导通。Q1 和 Q3 所在的桥臂成为方向臂，控制着输出电压极性。而 Q4 和 Q2 所在的桥臂成为斩波臂，控制着输出脉冲电压的宽度。 $u_{AB}$  即是经过调制处理后的 SPWPM 高频脉冲波形，即高频脉冲变压器传输的波形。VQ5 ~ VQ8 为周波变换器开关管 Q5 ~ Q8 的驱动波形，周波变换器的作用就是把图中  $u_{AB}$  波形还原成标准正弦波，由于其开关管的开关交换时刻都是在变压器的电压为零时刻，所以开关管工作在零电压切换状态，开关损耗很小， $u_{AB}'$  即为解调后的单极性 SPWPM 波形。总结起来 SPWPM 技术的实现分两步：一是初级调制，二是次级解调。

### 2.5.2 傅立叶分析

常规的 SPWM 逆变器输出电压由傅立叶分析可知主要分量是基波，所以只能用低频变压器隔离和调整输出电压的幅值。下面对采用上述 SPWPM 控制模式的高频逆变环节的输出电压进行数学推导。

首先建立逆变环节数学模型<sup>[11][12]</sup>，调制波与载波关系如图 2-9 所示。

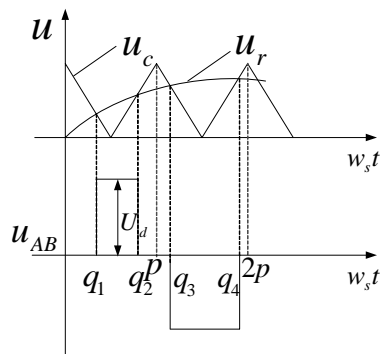


图 2-9 调制波与载波关系

设调制波  $u_r = m_a \sin w_0 t$  ( $m_a$  为幅度调制比)，载波

$$u_c = \begin{cases} \frac{2}{p} w_s t + 1, & 0 \leq w_s t < \frac{p}{2} \\ \frac{2}{p} w_s t - 1, & \frac{p}{2} \leq w_s t < p \\ -\frac{2}{p} (w_s t - p) + 1, & p \leq w_s t < \frac{3p}{2} \\ \frac{2}{p} (w_s t - p) - 1, & \frac{3p}{2} \leq w_s t < 2p \end{cases} \quad (2-5)$$

式(2-5)中， $w_s$  为开关角频率， $w_s = \frac{w_c}{2}$ ，即开关角频率为载波角频率的一半。

$$u_{ab} = \begin{cases} U_d, & q_1 \leq w_s t < q_2 \\ -U_d, & q_3 \leq w_s t < q_4 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2-6)$$

式(2-6)中， $q_1$ 、 $q_2$ 、 $q_3$  和  $q_4$  为调制波和载波交点处的相位角度。

$$\text{令 } S_a(t) = \frac{u_{ab}}{U_d} = \begin{cases} 1, & q_1 \leq w_s t < q_2 \\ -1, & q_3 \leq w_s t < q_4 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2-7)$$

将  $S_a(t)$  作傅立叶级数展开： $S_a(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n w_s t + b_n \sin n w_s t)$

$$\begin{aligned}
 \text{其中 } a_0 &= \frac{1}{p} \int_0^{2p} S_a(t) dw_s t \\
 &= \frac{1}{p} \int_{q_1}^{q_2} dw_s t + \int_{q_3}^{q_4} dw_s t \\
 &= \frac{1}{p} (q_2 - q_1 + q_3 - q_4) \\
 a_n &= \frac{1}{p} \int_0^{2p} S_a(t) \cos nw_s t dw_s t \\
 &= \frac{1}{p} \int_{q_1}^{q_2} \cos nw_s t dw_s t + \int_{q_3}^{q_4} \cos nw_s t dw_s t \\
 &= \frac{1}{np} (\sin nq_2 - \sin nq_1 + \sin nq_3 - \sin nq_4) \\
 b_n &= \frac{1}{p} \int_0^{2p} S_a(t) \sin nw_s t dw_s t \\
 &= \frac{1}{p} \int_{q_1}^{q_2} \sin nw_s t dw_s t + \int_{q_3}^{q_4} \sin nw_s t dw_s t \\
 &= \frac{1}{np} (\cos nq_2 - \cos nq_1 + \cos nq_3 - \cos nq_4)
 \end{aligned}$$

若把有  $q_1$ 、 $q_2$ 、 $q_3$  和  $q_4$  代入式(2-5)中  $u_c$  的线段方程，有

$$\begin{aligned}
 \begin{cases} -\frac{2}{p}q_1 + 1 = m_a \sin w_0 t \\ \frac{2}{p}q_2 - 1 = m_a \sin w_0 t \\ -\frac{2}{p}(q_3 - p) + 1 = m_a \sin w_0 t \\ \frac{2}{p}(q_4 - p) - 1 = m_a \sin w_0 t \end{cases} &\Rightarrow \begin{cases} q_1 = \frac{p}{2}(1 - m_a \sin w_0 t) \\ q_2 = \frac{p}{2}(1 + m_a \sin w_0 t) \\ q_3 = \frac{p}{2}(1 - m_a \sin w_0 t) + p \\ q_4 = \frac{p}{2}(1 + m_a \sin w_0 t) + p \end{cases} \quad (2-8)
 \end{aligned}$$

将式(2-8)中的  $q_1$ 、 $q_2$ 、 $q_3$  和  $q_4$  表达式代入  $a_0$ 、 $a_n$  和  $b_n$  得：

$$\begin{aligned}
 a_0 &= 0 \\
 a_n &= \frac{1}{np} [\sin(\frac{np}{2} + \frac{np}{2} m_a \sin w_0 t) - \sin(\frac{np}{2} - \frac{np}{2} m_a \sin w_0 t)]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \sin\left(\frac{np}{2} - \frac{np}{2} m_a \sin w_0 t + np\right) - \sin\left(\frac{np}{2} + \frac{np}{2} m_a \sin w_0 t + np\right)] \\
 & = \frac{1}{np} [1 - (-1)^n] \left[ \sin\left(\frac{np}{2} + \frac{np}{2} m_a \sin w_0 t\right) - \sin\left(\frac{np}{2} - \frac{np}{2} m_a \sin w_0 t\right) \right] \\
 & = 0 \\
 b_n & = \frac{1}{np} \left[ \cos\left(\frac{np}{2} - \frac{np}{2} m_a \sin w_0 t\right) - \cos\left(\frac{np}{2} + \frac{np}{2} m_a \sin w_0 t\right) \right] [1 - (-1)^n] \\
 & = \frac{1}{np} [1 - (-1)^n] (-2) \sin\left(\frac{np}{2}\right) \sin\left(-\frac{np}{2} m_a \sin w_0 t\right) \\
 & = (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{4}{np} \sin\left(\frac{np}{2} m_a \sin w_0 t\right), \quad n = 1, 3, 5, \dots
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \text{所以 } S_a(t) & = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{4}{np} \sin\left(\frac{np}{2} m_a \sin w_0 t\right) \sin n w_s t \\
 & = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{4}{np} \sum_{k=1,3,5}^{\infty} J_k\left(\frac{np m_a}{2}\right) \sin k w_0 t \sin n w_s t \\
 & = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{4}{np} \sum_{k=1,3,5}^{\infty} J_k\left(\frac{np m_a}{2}\right) [\cos(n w_s - k w_0)t - \cos(n w_s + k w_0)t]
 \end{aligned} \tag{2-9}$$

故  $u_{ab} = U_d S_a(t)$

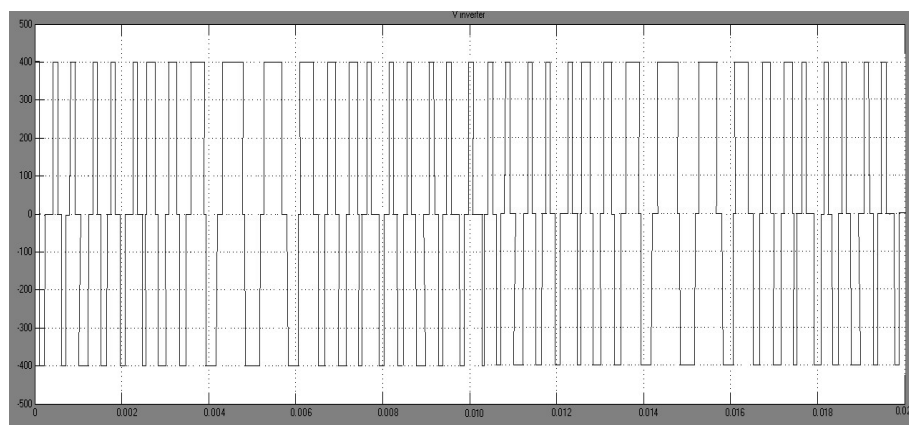
$$= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{4U_d}{np} \sum_{k=1,3,5}^{\infty} J_k\left(\frac{np m_a}{2}\right) [\cos(n w_s - k w_0)t - \cos(n w_s + k w_0)t] \tag{2-10}$$

由式(2-10)可以看出，SPWPM 逆变环节输出  $u_{ab}$  中消除了原 SPWM 波的基波低频成份，仅含有以  $(n w_s \pm k w_0)$  或者说以  $(n \frac{w_c}{2} \pm k w_0)$  分组的高次谐波，幅值为  $\frac{4U_d}{np} \times J_k\left(\frac{np m_a}{2}\right)$ ，第一组谐波  $(\frac{w_c}{2} \pm k w_0)$ ，通常较之调制波频率而言载波频率非常高。比如  $f_c = 20\text{KHz}$ ，则第一组谐波为  $f_h = 10\text{KHz} \sim kf_0$ ，集中在二分之一的载波频率附近。故完全可以用高频变压器传输，剔除了原来常规的低频变压器，实现高频隔离。由 SPWPM 逆变环节和高频变压器构成了高频链。

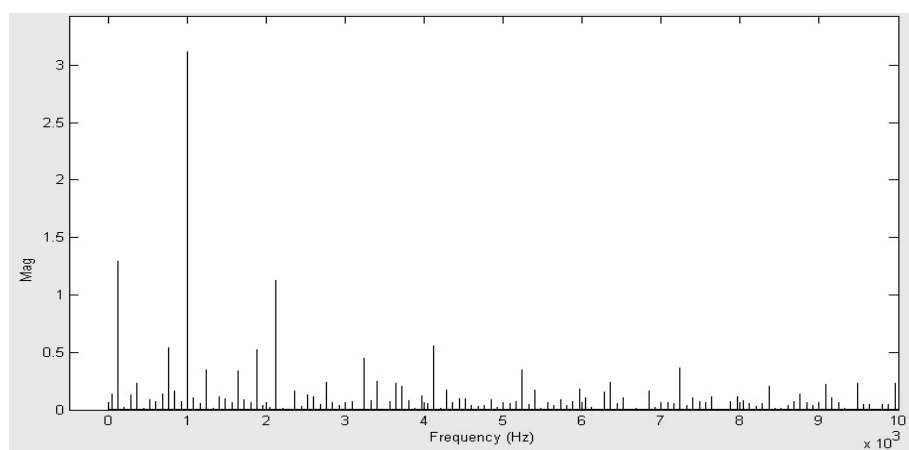
## 2.6 仿真

本章用 MATLAB 软件对采用 SPWPM 控制模式的变换器进行了仿真和频谱分析,为便于分析,仿真条件为:输入直流电压  $U_d = 400V$ ,载波频率  $f_c = 2KHz$ ,调制波频率  $f_0 = 50Hz$ ,调制比  $m_a = 0.8$ ,滤波电感  $L_f = 25mH$ ,滤波电容  $C_f = 2mF$ 。

SPWPM 波形及其频谱仿真结果如图 2-10 所示,可以看出 SPWPM 波形频谱中已不含基波成分,第一组谐波集中在 1KHz 左右,即二分之一的载波频率附近,这和理论分析的结果完全一致,因此完全可以舍弃低频变压器而改用高频脉冲变压器进行功率传输和电气隔离。实现了变换器高频链。



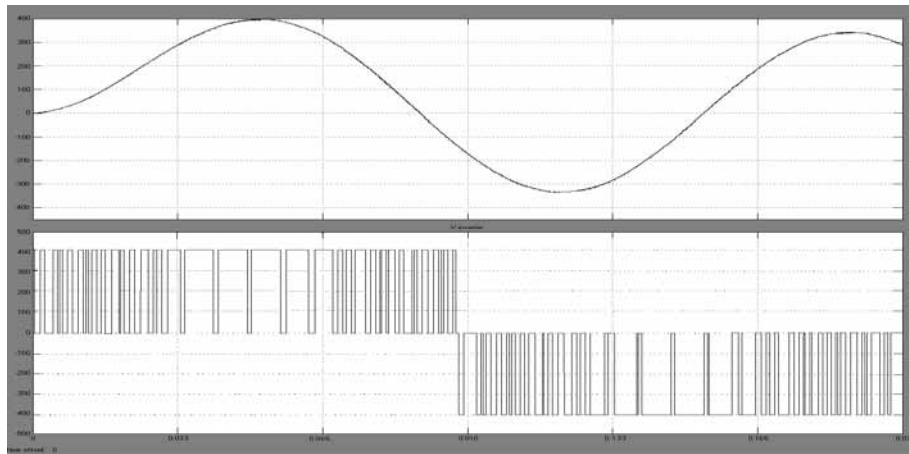
(a)



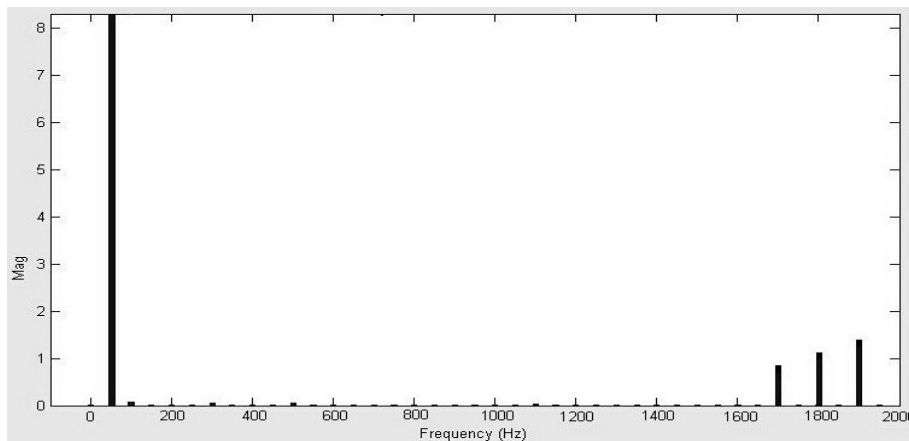
(b)

图 2-10 SPWPM 波形及其频谱

周波变换器环节输出 SPWM 电压波形及其频谱的仿真结果如图 2-11 所示，可以看到周波变换器恢复的 SPWM 波形，说明经过周波变换器确实可以将高频双极性 SPWPM 波形恢复为常规的单极性 SPWM 波，从频谱分析结果还可看到其主要成分为 50Hz 基波，和基波最接近的第一组谐波在载波频率 2KHz 附近，后级的 LC 滤波环节可以采用很小的滤波参数把高次谐波滤掉，从而得到 50Hz 正弦波。



(a)



(b)

图 2-11 周波变换器环节输出 SPWM 电压波形及其频谱

## 2.7 本章小结

根据新型高频链 SPWPM 变换器的工作原理，建立了数学模型，给出了逆变环节的更为简单、易懂的证明。得到的输出电压波形的解析表达式，说明了 SPWPM 的频谱特征，从理论上证明了 SPWPM 波包含了 SPWM 波的全部信息，而不含调制波频率成分的结论。分析表明该变换器思想新颖，仿真验证了理论分析是正确的，为深入研究高频链变换器提供了理论依据。



### 第 3 章 PWM DC/DC 全桥变换器软开关技术

SPWPM 技术经国内学者提出后,已在计算机仿真技术和理论分析上被充分证明了其正确性和先进性。本文将试图研究,在采用 SPWPM 控制方式的同时,或者将 SPWPM 控制方式稍作改动时,能不能在直流侧逆变桥的开关管上实现零电压开通和关断?即在控制开关管通、断使变压器传递高频 SPWPM 波形的同时,结合移相 ZVT-PWM 软开关技术,将是本文的研究关键所在。

本文要在采用 SPWPM 控制方式的同时实现开关管零电压开通和关断,就必须先充分了解移相 ZVT-PWM 软开关技术。前者是以后者为技术基础,两者在电路拓扑上毫无区别,甚至在单个脉冲的形成上,原理也是完全一样的。两者的区别主要在相位差的控制上<sup>[13][14]</sup>。

因此,本章着重分析移相 ZVT-PWM 软开关技术。它多用于全桥 PWM DC/DC 变换器,通过改变两个桥臂开关的相位差来调节输入高频链变压器的高频脉冲的宽度,从而控制输出电压。在一定的输出电压下,该相位差是恒定的,即输入高频链变压器的高频脉冲宽度是恒定的。

#### 3.1 PWM DC/DC 全桥变换器

在搞清楚全桥移相 ZVT-PWM 软开关技术之前,首先应对全桥 PWM DC/DC 变换器的工作原理及其中电压、电流关系进行透彻分析。

脉宽调制型 DC/DC 全桥变换器由全桥逆变器和输出整流滤波电路构成<sup>[15]</sup>,其主电路如图 3-1 所示。为了讨论方便,图中采用有续流管  $D_{FW}$  的全波整流电路,整流二极管为 DR1 和 DR2。

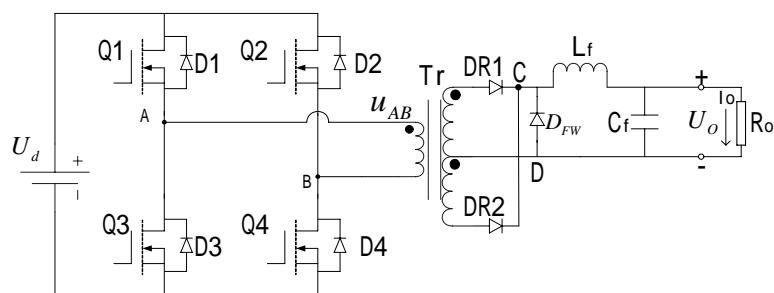


图 3-1 DC/DC 全桥变换器主电路图

PWM DC/DC 全桥变换器的功率开关管 Q1 和 Q4 同时导通,同时关断,导通时间为  $D\frac{T_s}{2}$ ,  $D$  为占空比。Q2 和 Q3 也一样,仅在一个周期的下半周期内导通。

变换器中的主要电压、电流量波形如图 3-2 中所示,变压器原边电压  $u_{AB}$  为宽度  $D\frac{T_s}{2}$  的方波, $u_{AB}$  的幅值  $U_{ABM} = U_d$ ,变压器副边电压幅值  $U_{2M} = \frac{U_d}{N1/N2} = \frac{U_d}{K}$ ,  $K$  为变压器 Tr 原副边匝数比。

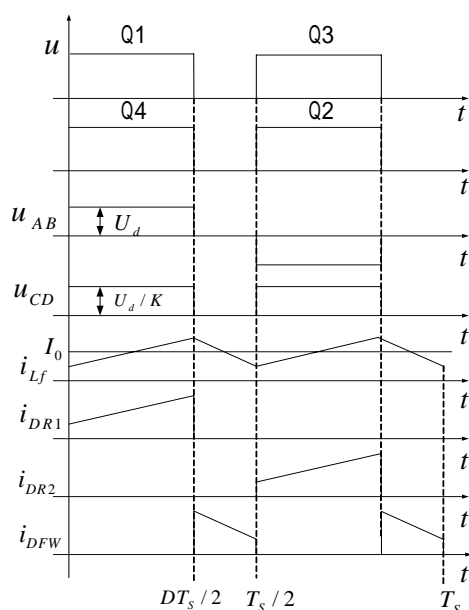


图 3-2 DC/DC 全桥变换器主要波形

经二极管 DR1 和 DR2 整流后的电压,也就是加于二极管  $D_{FW}$  上的电压  $u_{CD}$  的波形如图 3-2 中所示,脉冲电压频率为开关频率的两倍,输出直流电压  $U_o$  由

$$\frac{U_d \times \mathcal{A}_{on}}{U_o \times T_s / 2} = \frac{N1}{N2} = K$$

得

$$U_o = D U_d / K \quad \left( \text{其中占空比 } D = \frac{t_{on}}{T_s / 2} \right) \quad (3-1)$$

Q1 和 Q4 或 Q2 和 Q3 导通,  $u_{CD}$  为正,电感电流增长,此时有

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} + U_o = \frac{U_d}{K} \quad (3-2)$$

Q1 和 Q4 或 Q2 和 Q3 截止时,  $D_{FW}$  续流, 此时  $u_{CD}$  为 0, 电感电流在输出电压作用下下降, 有

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = -U_o \quad (3-3)$$

$D_{FW}$  续流时, DR1 和 DR2 中得电流为 0, 变压器副边绕组电流为 0, 故原边绕组电流也为 0。电感电流连续时的波形如图 3-2 中所示, 电感电流的平均值就是变换器的输出电流, 即负载电流  $I_o$ , 有

$$I_o = \frac{U_o}{R_o} \quad (3-4)$$

式 (3-4) 中  $R_o$  为负载电阻,  $I_o$  已知时, 求得稳态工作时功率开关管导通和关断时电感电流的变化量  $\Delta I_L$ , 即可求得流过二极管 DR1、DR2 和  $D_{FW}$  的电流  $i_{DR1}$ 、 $i_{DR2}$  和  $i_{DFW}$  的表达式。流过功率开关管 Q1 和 Q4 的负载电流  $i_{QL}$  与流过二极管的电流  $i_{DR1}$ 、 $i_{DR2}$  的关系为

$$i_{QL} = \frac{i_{DR1}}{K} \quad (3-5)$$

整流二极管 DR1 和 DR2 上承受的电压  $U_{DR1}$  和  $U_{DR2}$  以及续流管  $D_{FW}$  上承受的电压  $U_{DFW}$  有

$$\begin{aligned} \frac{U_d}{1/2U_{DR1}} = K \text{ 得 } U_{DR1} = U_{DR2} = \frac{2U_d}{K} \\ U_{DFW} = \frac{U_d}{K} \end{aligned} \quad (3-6)$$

## 3.2 PWM DC/DC 全桥变换器软开关技术的理论基础

### 3.2.1 基本工作原理

PWM DC/DC 全桥变换器基本电路结构及其主要波形在这里重新给出, 如图 3-3 和图 3-4 所示。  $U_d$  是输入直流电压, Q1&D1 ~ Q4&D4 构成两个桥臂, 高频变压器 Tr 的原副边匝比为  $K$ , DR1 和 DR2 是输出整流二极管,  $L_f$  是输出滤波

电感， $C_f$  是输出滤波电容， $R_o$  是外接负载。

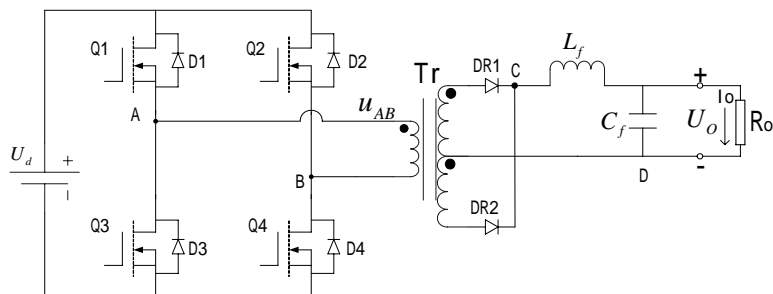


图 3-3 PWM DC/DC 全桥变换器基本电路结构

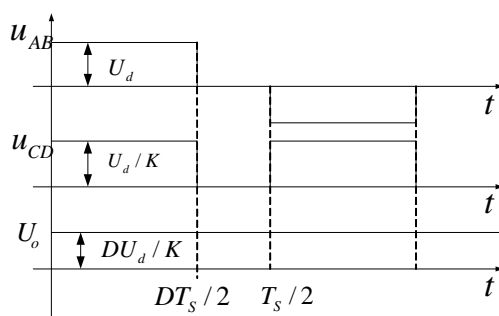


图 3-4 变换器主要波形

通过控制四只开关管  $Q1 \sim Q4$ ，在 A、B 两点得到一个幅值为  $u_{AB}$  的交流方波电压，经过高频变压器和输出整流桥后，在 C、D 两点得到幅值为  $U_d/K$  的直流方波电压， $L_f$  与  $C_f$  组成的输出滤波器将这个直流方波电压中的高频分量滤去，在输出端得到一个平直的直流电压，其电压值为  $U_o = D U_d/K$ ，其中占空比  $D = \frac{t_{on}}{T_s/2}$ ， $t_{on}$  是导通时间， $T_s$  是开关一个开关周期。通过调节占空比来调节输出电压。

为了得到  $u_{CD}$ ，实际上只需在高频变压器的一次侧(即 AB 两点)得到一个交流方波电压。为了得到这个交流方波电压，传统的控制方法即斜对角的两只开关管  $Q1 \& Q4$  和  $Q2 \& Q3$  同时导通或关断，每只开关管的导通时间小于  $1/2$  开关周期，即  $t_{on} < T_s/2$ 。

### 3.2.2 新控制策略的出现

如果仔细分析一下，在此传统控制方式的基础上稍作改动，便可以得到一个新的方法，其示意图如图 3-5 所示，其思路是<sup>[16]</sup>：将 Q1&Q3 桥臂的导通时间向前增加一段时间（最多增加到半个开关周期），同时，Q2&Q4 桥臂的导通时间向后增加一段时间（最多增加到半个开关周期）。那么，在 A、B 两点得到的波形与传统控制方式时如图 3-4 中所示的  $u_{AB}$  完全一样。因为只有当 Q1 和 Q4 同时导通时 A、B 两点才能得到正的电压脉冲  $(+1)U_d$ ，而当 Q2 和 Q3 同时导通时，A、B 两点才能得到负的电压脉冲  $(-1)U_d$ 。因此只要保证斜对角的两只开关管的导通重叠时间不变，开关管的导通时间向前增加或向后增加对于 A、B 两点电压没有任何影响。基于以上的思路的控制方式就是目前研究最多的移相控制方式。

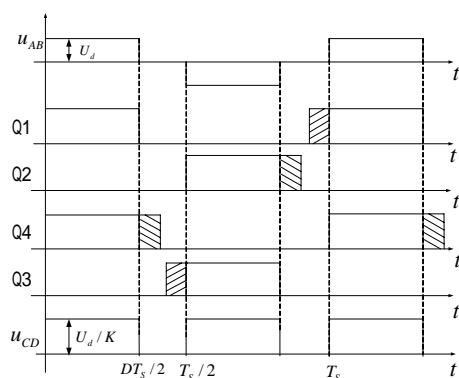


图 3-5 新的控制方法示意图

新的控制策略的实质是将斜对角的两只开关管的关断时间相对错开一个时间，即一只开关管先关断，另一只开关管延迟一段时间再关断，就会改善开关管的开关状态。如果 Q1 和 Q3 分别在 Q4 和 Q2 之前关断，可以定义先关断的开关管 Q1 和 Q3 组成的桥臂为超前桥臂，后关断的开关管 Q4 和 Q2 组成的桥臂为滞后桥臂。

### 3.2.3 超前桥臂的软开关实现

在移相控制方式的基础上，为了实现开关管的软开通、关断，还需给开关管并联电容  $C1 \sim C4$ ，并且，假设主变压器的漏感为  $L_r$ 。

在 Q1 和 Q4 同时导通时,  $u_{AB} = (+1) U_d$ , 原边电流  $i_p$  流过 Q1 和 Q4。先关断 Q1, 原边电流从 Q1 转移到 C1、C3 支路中, 给 C1 充电, 同时 C3 放电。由于 C1 两端电压不能突变, Q1 是零电压关断。此时 C1、C3 与漏感  $L_r$  和滤波电感  $L_f$  构成谐振回路, 其中  $L_f$  折算到一次回路与  $L_r$  串联参与谐振。 $L_f$  一般很大, 因此可以认为  $i_p$  近似不变, 类似于一个恒流源。此时, 电路可简化为图 3-6 所示。当 C3 的电压下降到零时, D3 自然导通, 此时可以零电压开通 Q3。这时,  $u_{AB} = 0$ , 该开关切换方式为  $(+1) U_d / 0$  切换, 简称 +1/0 切换方式。同样, 在下半个周期, 当同超前桥臂的 Q3 管关断时, 开关切换方式则为 -1/0 切换, 其工作原理完全类似。

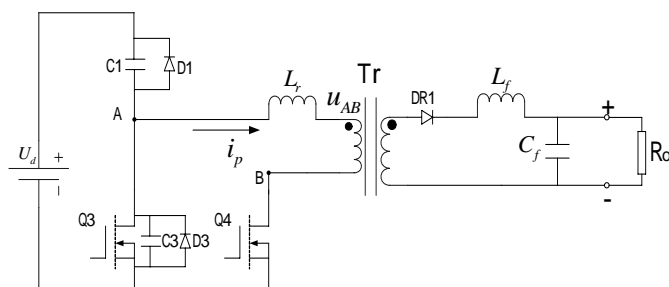


图 3-6 超前桥臂软开关的简化电路图

由于在超前桥臂关断时, 输出滤波电感  $L_f$  与漏感  $L_r$  是相串联的, 一次电流基本不变, 因此它实现零电压开关的能量是漏感和输出滤波电感的能量, 容易实现。而且超前桥臂只能实现零电压开关。

### 3.2.4 零状态

在零状态时, Q3 和 Q4 导通(实质上是 D3 和 Q4 导通),  $u_{AB} = 0$ 。因此变压器原边电压也为零。由于 D3 和 Q4 存在通态压降, 此时原边电流略有减小。

通过分析可以知道, 零状态实际是非常简单的一种工作模式, 变压器一次和二次分别是独立的。如果在主电路中加入一定的电路, 就可以使零状态工作在恒流模式, 就是在零状态下, 使  $i_p$  基本保持不变, 为滞后桥臂提供零电压开关条件。

### 3.2.5 滞后桥臂的软开关实现

如果零状态处于恒流模式, 原边电流  $i_p$  流过 D3 和 Q4。当 Q4 关断时, 原

边电流给 C4 充电，同时给 C2 放电。由于 C4 两端电压不能突变，Q4 是零电压关断。当 C2 的电压下降到零，D2 自然导通，此时可以零电压开通 Q2。这时， $u_{AB} = (-1)U_d$ ，该开关切换方式为 0/-1 切换。此时电路可简化为图 3-7 所示，同样，在下半个周期，当同滞后桥臂的 Q2 管开断时，开关切换方式则为 0/+1 切换，其工作原理完全类似。

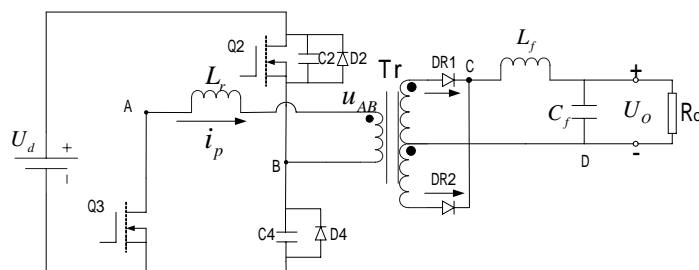


图 3-7 滞后桥臂软开关的简化电路图

当 Q4 关断后，C4 电压增加， $u_{AB} = -U_{C4}$ ， $u_{AB}$  为负电压，且  $u_{AB}$  电压全部加在漏感上，使原边电流  $i_p$  减小。如果漏感能量较小，就会出现 C4 电压还没有增加到  $U_d$ ，原边电流就已减小到零，C4 就会放电使原边电流反方向增大，C4 的电压下降，同时 C2 电压就会增大，当 Q2 开通时，C2 的电压不为零，导致零电压开通失败。

由上面的分析可以得出结论：滞后桥臂实现零电压开通的能量来自漏感，而漏感是远远小于输出滤波电感的，因此滞后桥臂实现零电压开通较超前桥臂困难。如果漏感不足以提供能量，就必须采用辅助电路来帮助漏感实现滞后桥臂的零电压开通。

### 3.2.6 结论

根据前面的讨论.我们可以得到 PWM DC/ DC 全桥变换器的软开关的实现原则<sup>[17][18]</sup>：

(1) 如果斜对角的两只开关管同时关断，则出现+1/-1 和-1/+1 的切换方式，没有能实现软开关的条件。

(2) 当斜对角的两只开关管的关断时间相互错开，一只先关断，一只后关断。即引入超前桥臂和滞后桥臂概念，就可以实现软开关。

(3) 超前桥臂的开关是+1/0 和-1/0 切换方式，只能实现零电压开关。而且