第一章　全桥变换器的构成及原理

1.1 概　　述

1.1.1 电力电子变换器的分类与要求

电力电子变换器是应用电力电子器件将一种电能转变为另一种或多种形式电能的装置。按转换电能的种类，可分为四种类型：①直流变换器，将一种直流电能转换成另一种或多种直流电能的变换器；②逆变器，将直流电能变为交流电能的电能变换器，又称直交变换器；③整流器，将交流电转为直流电的电能变换器，又称交直变换器；④交交变频器，将一种频率的交流电直接转换成另一种或可变频率的交流电，或是将频率变化的交流电直接转变为恒定频率交流电的电能变换器。这四类变换器可为单向或双向电能变换器，双向电能变接器中能量可双向流动，而单向变换器的电能只能从一个方向向另一个方向流动。

对电力电子变换器的基本要求是：可靠性高、可维修性好、体积小、重量轻、价格便宜和电气性能好。可靠性高，就是要求电力电子变换器能适应不良的工作条件，有足够长的平均故障间隔时间。可维修性好，就是要求减少对维修人员的技术要求和维修时间短。体积小、重量轻是航空航天用电子变换器的重要要求，随着技术的发展，现在已成为各类产业的共同要求。价格便宜就是要求减少电力电子变换器的研制、开发、生产、试验和使用维修费用，提高其市场竞争力。电气性能好，要求电力电子变换器满足技术指标或相应技术规范的要求。

1.1.2 电力电子技术的发展方向

高频电力电子技术是电力电子学的一个重要发展方向，是使电力电子变换器更好地实现基本要求诸多方面的重要技术途径。开关器件和元件(磁芯和电容)的高频化是高频电力电子学的基础，功率场效应晶体管(MOSFET)，绝缘栅双极性晶体管(IGBT)和场控晶闸管(MCT，MGT，MET)已成为现代高频电力电子学的主要开关器件，低栅荷、低结电容的场效应晶体管的发展，进一步促进了高频电力电子技术的发展。非晶、微晶磁芯和高频铁氧体最近也取得了重要的进展。电力电子变换器电路拓扑的发展，是高频电力电子学的另一个重要方面，谐振变换器(Resonant converter)、准谐振(Quasi-resonant converter)和多谐振(Multi-resonant converter)变换技术，零电压开关PWM(Zero-voltage-switching PWM，ZVS-PWM)和零电流开关PWM(Zero-current-switching PWM，ZCS-PWM)技术，零电压转换(Zero-voltage-transition，ZVT)和零电流转换(Zero-current-transition，ZCT)技术，以及谐振直流环节逆变器(Resonant dc link inverter，RDCLI)技术等部分或全部实现了变换器中功率器件的零电压开关(Zero-voltage-switching，ZVS)或零电流开关(Zero-current-switching，ZCS)，克服了脉宽调制型(Pulse-

width-modulation，PWM)功率开关管开关损耗随开关频率成正比增加的缺点，使功率器件的开关频率提高了一个数量级，甚至更多。电力电子变换器的高频化是和小型化模块化紧密相关的，而这又与变换器的高效率和结构的高绝缘性能与高导热性能联系在一起。因而高频电力电子技术是随高频开关器件和元件、零电压或零电流开关电路拓扑和装置的结构、材料与工艺的发展而发展的。

1.1.3 直流变换器的分类与特点

直流变换器是电力电子变换器的一个重要部分。随着电力电子技术和计算机科学与技术的发展，以直流变换器为核心的开关电源应用越来越广，得到各国电力电子专家和学者的重视，目前已成为一个重要的新兴产业。

直流变换器有非电气隔离型和有隔离型两类。以所用功率开关管的数量来分类，单管非隔离直流变换器有六种基本类型，即降压式(Buck)、升压式(Boost)、升降压式(Buck/Boost)、库克(Cuk)、瑞泰(Zeta)和赛皮克(Sepic)等。双管直流变换器有双管串接的升降压式(Buck-Boost)等。全桥变换器(Full-bridge converter)是常用的四管直流变换器。

隔离型直流变换器也可以所用功率开关管数量来分类。典型单管直流变换器有正激变换器(Forward)和反激变换器(Flyback)两种，双管变换器有双管正激变换器(Double transistor forward converter)、双管反激变换器(Double transistor flyback converter)、推挽(Push-pull converter)和半桥(Half-bridge converter)四种，四管直流变换器就是DC/DC全桥变换器(Full-bridge converter)。

功率开关管的电压和电流定额相同时，变换器的输出功率通常与所用功率开关管数成正比，即双管隔离型直流变换器的输出功率为单管的两倍，为四管全桥变换器的一半。故DC/DC全桥变换器在直流变换器中功率最大，在高输入电压和中大功率场合得到广泛应用。

谐振式、准谐振和多谐振技术是不需外加功率开关实现单管变换器功率开关管零电压开关(ZVS)或零电流开关(ZCS)的技术，但是这类软开关技术不同于脉宽调制(PWM)技术，有器件应力高、循环能量大和变频控制等缺点。ZVS-PWM和ZCS-PWM技术实现了PWM控制，但是主开关管和辅助开关管的开关应力依然很大。单管直流变换器等用ZVT或ZCT技术具有PWM控制的特点，但需要外加功率器件，且该器件仅用于实现主功率器件的零转换，不能增加变换器的有功输出。双管和四管变换器却可利用多个主功率器件自身来实现ZVT或ZCT，同时可输出大的功率，这是多管隔离型直流变换器得到广泛应用的重要原因，也是本书的出发点。

1.2 全桥逆变器及其控制

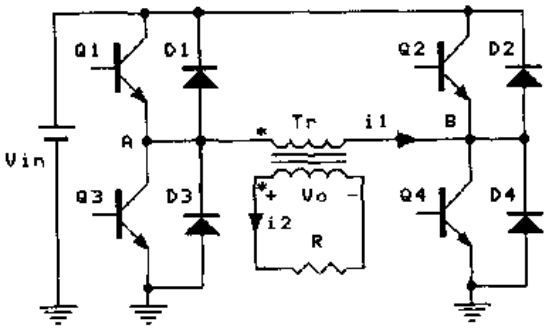
DC/DC全桥变换器由全桥逆变器和输出整流滤波电路构成，在讨论DC/DC全桥变换器前，首先讨论全桥逆变器的构成和工作原理，有利于深入理解变换器的工作。

1.2.1 双极性控制方式

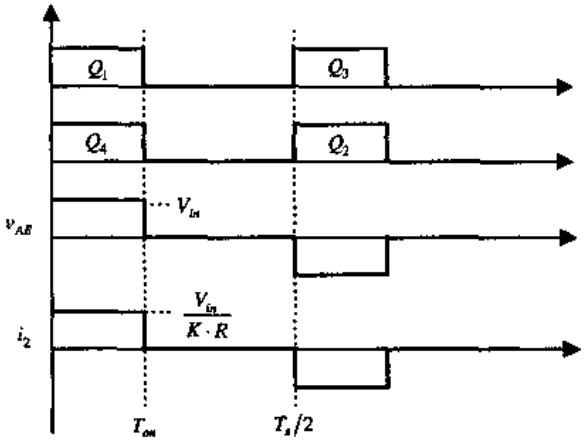
全桥逆变器的主电路如图 1.1 所示，由四只功率管 $Q_1 \sim Q_4$，反并联二极管 $D_1 \sim D_4$ 和输出变压器 Tr 等构成。输入直流电源电压为 V_{in}，输出交流电压为 v_o，变压器 Tr 的原边绕组接于 AB 两端。变压器原边绕组匝数为 N_1，副边绕组匝数为 N_2，变比为 $K = N_1/N_2$。

1. 负载为纯电阻

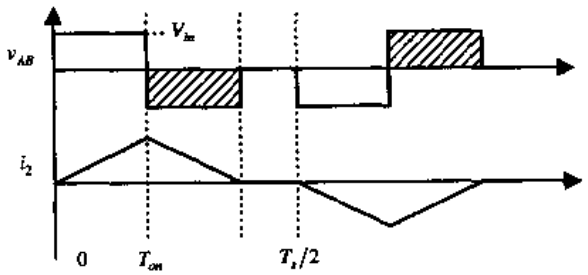
晶体管为脉宽调制(PWM)工作方式，在一个开关周期 T_s 的前半周，Q_1 和 Q_4 导通



(a) 全桥逆变器主电路



(b) 电阻负载时变压器原边电压和副边电流波形



(c) 电感负载时变压器原边电压和副边电流波形

图 1.1 全桥逆变器

$D\cdot\frac{T_s}{2}$时间，D为占空比，$D=\frac{T_{on}}{T_s/2}$，后半周期为Q_2和Q_3导通，导通时间也为$D\cdot\frac{T_s}{2}$。Q_1和Q_4导通时，若不计晶体管通态压降，则变压器原边绕组上电压为$v_{AB}=V_{in}$；Q_1和Q_3导通时$v_{AB}=-V_{in}$；Q_1和Q_4与Q_2和Q_3均截止时，$v_{AB}=0$。故变压器副边开路时，变压器原边电压v_{AB}的波形如图1.1(b)所示，为一个方波电压。调节晶体管的导通时间，即调节占空比D，就可以调节v_{AB}的宽度，从而调节v_{AB}的有效值大小。副边电压v_O波形与v_{AB}相同，幅值为V_{in}/K。

若副边接电阻负载R，则有电流i_2流过电阻，i_2的波形与v_o、v_{AB}相同，幅值$I_{2m}=\frac{V_{in}}{K}\cdot\frac{1}{R}$。变压器原边电流$i_1$的波形和副边电流$i_2$相同，幅值$I_{1m}=\frac{V_{in}}{K^2}\cdot\frac{1}{R}$，此式也可写成$I_{1m}=V_{in}/R_1$，$R_1=K^2R$，式中$R_1$是副边电阻$R$折算到原边的值。由此可见，若变压器为理想变压器，则接于变压器副边的电阻R与不用变压器，而在AB两端接电阻R_1的效果是一样的。故Q_1和Q_4导通时，流过Q_1和Q_4的电流为V_{in}/R_1，Q_2和Q_3导通时的电流也为V_{in}/R_1，此时反并于功率管的二极管D_1至D_4中没有电流通过。

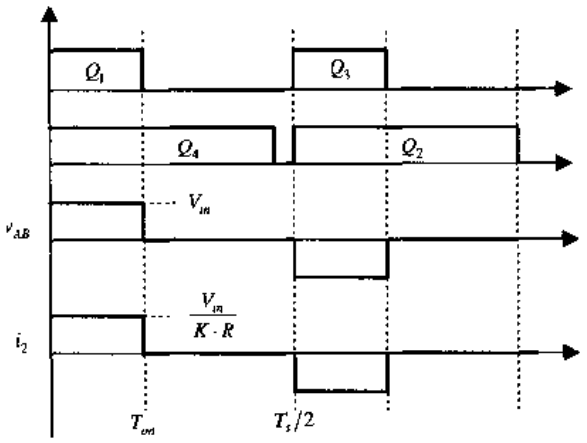
2. 负载为电感

若变压器副边接电感负载L，Q_1和Q_4导通时，$v_{AB}=V_{in}$，$v_o=V_{in}/K$。在v_o作用下，负载电流自零增加，增加速度为$\frac{di_2}{dt}=\frac{v_o}{L}=\frac{V_{in}}{K}\cdot\frac{1}{L}$。该电流在$t=D\frac{T_s}{2}$，即$Q_1$和$Q_4$将关断时达到最大值，$I_{2max}=\frac{V_{in}}{K}\cdot\frac{1}{L}\cdot\frac{DT_s}{2}$，$I_{1max}=\frac{V_{in}}{K^2}\cdot\frac{1}{L}\cdot\frac{DT_s}{2}$。$Q_1$和$Q_4$关断后，该电流不可能突然变化，仍将按原方向流动，故必使D_3和D_2导通，于是$v_{AB}=-V_{in}$，v_o极性也反向。在这个电压作用下电感电流减小，减小速度与Q_1和Q_4开通时的增长速度相同，如图1.1(c)所示。在这种情况下，变压器原边和副边电压波形和阻性负载时有很大不同，出现了一块阴影面积，在纯电感负载时此阴影面积和阻性负载时的v_{AB}面积大小相同。故输出电压v_o的波形不仅由Q_1和Q_4的导通状态决定，而且与负载的性质有关。当占空比$D\geqslant1/2$，即Q_1和Q_4的导通时间$T_{on}\geqslant T_s/4$时，v_{AB}波形成为180°电角宽的方波，即D在1/2至1范围内变化时，v_{AB}和v_o始终为180°方波，不受D的影响。由此可见，全桥逆变器在感性负载时不宜采用这种脉宽控制方式。

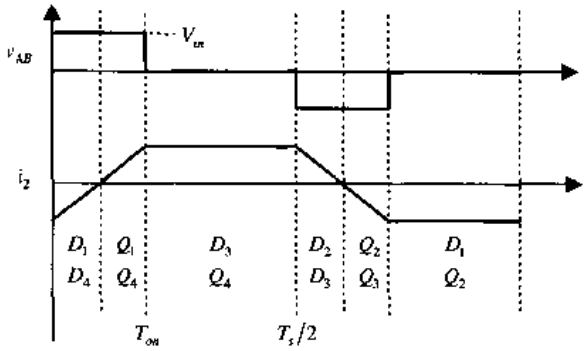
1.2.2 有限双极性控制方式

全桥逆变器的另一种控制方式是有限双极性控制方式，它是让一个桥臂的两个管子(例如Q_1和Q_3)为PWM工作，另一桥臂的Q_2和Q_4轮流导通半个周期，Q_1和Q_4同时导通T_{on}时间，Q_3和Q_2也同时导通T_{on}时间。这种控制方式时，逆变器空载和电阻负载时的输出电压v_o和电流i_2波形与上一种控制方式相同，如图1.2(a)所示。电感负载时，电压v_{AB}和变压器副边电流i_2的波形如图1.2(b)所示。

Q_1和Q_4导通时，$v_{AB}=V_{in}$，变压器副边电压$v_0=V_{in}/K$，负载电流i_2的增长率$\frac{di_2}{dt}=\frac{v_o}{L}=\frac{V_{in}}{K}\cdot\frac{1}{L}$，$L$为负载电感量。在$t=D\frac{T_s}{2}$时，$Q_1$关断，$D_3$续流，形成由$D_3$、变压器原边绕组和$Q_4$构成的续流回路，故$v_{AB}=0$。因为该回路中没有外电源，若不计电路损



(a) 电阻负载时变压器原边电压和副边电流波形



(b) 电感负载时变压器原边电压和副边电流波形

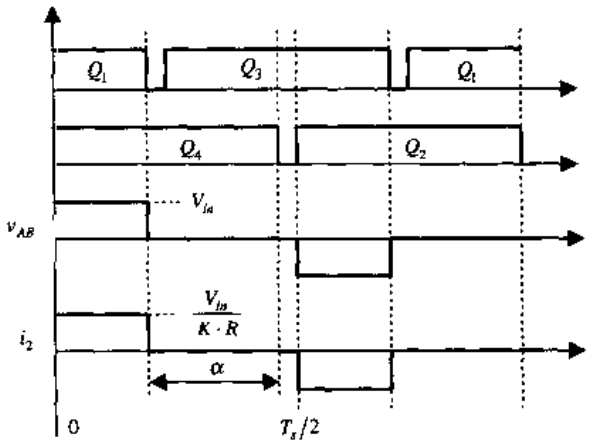
图 1.2 有限双极性控制方式下的全桥逆变器的主要波形

耗，则电流 i_2 保持不变，直到 $t=T_s/2$ 时，Q_4 关断，Q_2 和 Q_3 导通，电流 i_2 才下降。在这种控制方式下，v_{AB}和输出电压 v_o 仅与开关器件状态有关，与负载性质和大小无关。

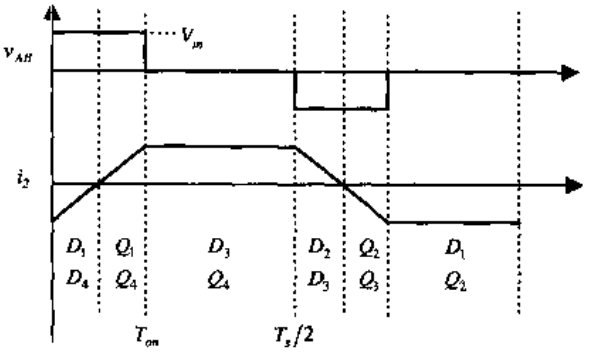
1.2.3 移相控制方式

全桥逆变器的第三种控制方式是移相控制方式，这种控制方式是 Q_1 和 Q_3 轮流导通，各导通 180°电角，Q_2 和 Q_4 也是这样，但 Q_1 和 Q_4 不同时导通，若 Q_1 先导通，Q_4 后导通，两者导通差 α 电角，如图 1.3(a)所示。其中 Q_1 和 Q_3 分别先于 Q_4 和 Q_2 导通，故称 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂为超前桥臂，Q_2 和 Q_4 组成的桥臂为滞后桥臂。移相控制时，空载电压波形 v_{AB}和输出电压波形 v_o 如图 1.3(a)所示，与图 1.1(b)和图 1.2(a)相同。电阻负载后的电压和电流波形也与图 1.1(b)和图 1.2(a)相同。电感负载时的电压和电流波形如图 1.3(b)所示，和图 1.2(b)相同，v_{AB}和 v_o 不会畸变。方波电压 v_{AB}的宽度仅与移相角 α 有关，$\alpha=0°$，则 v_{AB}为宽 180°电角的方波。α 越大，则 v_{AB}波形越窄，与图 1.2(b)中减小 Q_1 和 Q_3 的占空比时情况相同。

由此可见，全桥逆变器的主电路只有一种，但控制方式有三种，其中以有限双极性控制方式和移相控制方式为好，负载性质不会导致输出电压波形畸变，故有限双极性控制方式和移相控制方式这两种控制方式为单脉宽逆变器的常用控制方式。



(a) 电阻负载时变压器原边电压和副边电流波形



(b) 电感负载时变压器原边电压和副边电流波形

图 1.3 移相控制方式下的全桥逆变器的主要波形

1.3 PWM DC/DC 全桥变换器

1.3.1 具有续流管的 DC/DC 全桥变换器

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，如图 1.4(a)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 $DR2$，全波整流电路通常用于低电压输出，全桥整流电路常在输出高直流电压时用。

PWM DC/DC 全桥变换器的功率管 Q_1 和 Q_4 同时导通，同时关断，导通时间为 $D\frac{T_s}{2}$，D 为占空比。Q_2 和 Q_3 也一样，仅在一个周期的下半周期内导通。变压器 T_r 原边电压 v_{AB}为宽度 $D\frac{T_s}{2}$的方波，如图 1.4(b)所示。v_{AB}的幅值 $V_{ABm}=V_{in}$，变压器副边电压幅值$V_{2m}=V_{in}/K$。

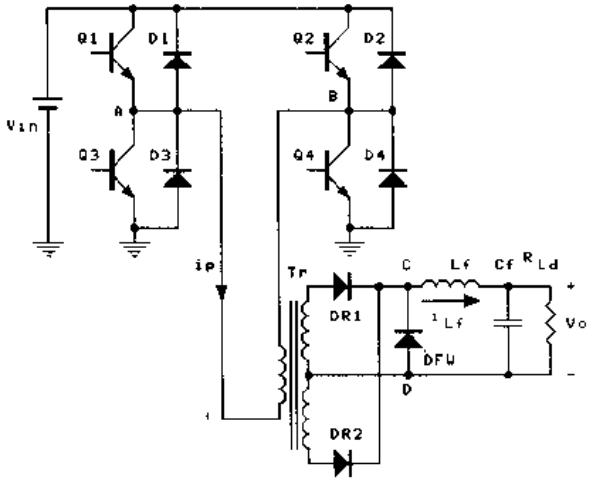
经二极管 $DR1$ 和 $DR2$ 整流后的电压，也就是加于二极管 D_{FW}上的电压 v_{CD}的波形如图 1.4(b)所示，脉冲电压频率为开关频率的两倍，输出直流电压 V_o 为：

$$V_o = D \cdot V_{in}/K \tag{1.1}$$

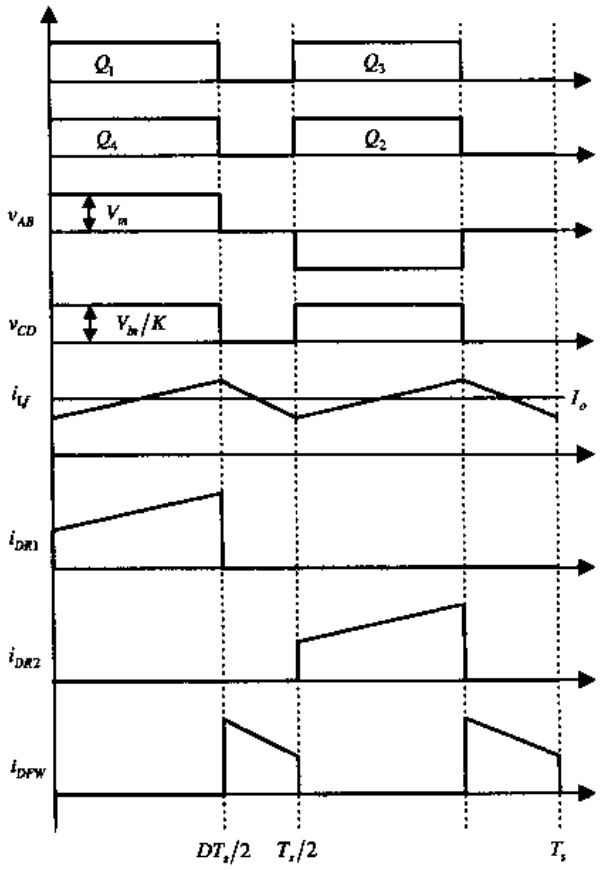
Q_1 和 Q_4 或 Q_2 和 Q_3 导通，v_{CD}为正，电感电流增长。

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = \frac{V_m}{K} - V_o \tag{1.2}$$

Q_1 和 Q_4 或 Q_2 和 Q_3 截止时，D_{FW}续流，此时 v_{CD}为 0，电感电流在输出电压作用下下降。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 1.4　具有续流管的 DC/DC 全桥变换器

$$L_f \frac{di_{Lf}}{dt} = -V_o \tag{1.3}$$

D_{FW}续流时，$DR1$ 和 $DR2$ 中的电流为零，变压器副边绕组电流为零，故原边绕组的电流也为零。电感电流连续时的波形如图 1.4(b)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：

$$I_o = V_o/R \tag{1.4}$$

式中 R 为负载电阻。在 I_o 已知时，求得稳态工作时功率管导通和关断时电感电流的变化量 ΔI_L，即可得到流过二极管 $DR1$、$DR2$ 和 D_{FW}的电流 i_{DR1}、i_{DR2}和 i_{DFW}，如图 1.4(b)所示。流过功率管 Q_1 至 Q_4 的负载电流 i_{QL}与流过二极管的电流 i_{DR1}或 i_{DR2}的关系为：

$$i_{QL} = i_{DR1}/K \tag{1.5}$$

由于变压器铁芯磁化与去磁时有磁化电流 i_m，故流过晶体管的实际电流 i_Q 为：

$$i_Q = i_{QL} + i_m = \frac{i_{DR1}}{K} + i_m \tag{1.6}$$

不计变换器损耗时，输入电流平均值 I_i 与负载电流 I_o 的关系为：

$$I_i = D \cdot I_o/K \tag{1.7}$$

若不计开关过程中电路中分布电感的感应电势，功率管承受的电压 V_Q 为：

$$V_Q = V_{in} \tag{1.8}$$

整流二极管 $DR1$ 和 $DR2$ 上的电压 V_{DR1}和 V_{DR2}以及续流管 D_{FW}上电压 V_{DFW}为：

$$V_{DR1} = V_{DR2} = 2V_{in}/K \tag{1.9}$$

$$V_{DFW} = V_{in}/K \tag{1.10}$$

若采用全桥整流电路，则二极管上的电压 V_{DR}为：

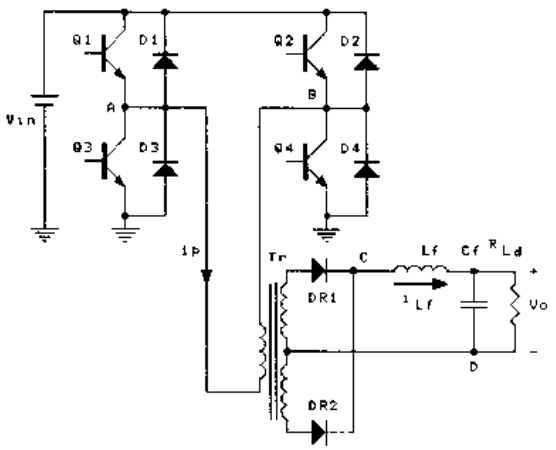
$$V_{DR} = V_{in}/K \tag{1.11}$$

1.3.2 没有续流管的 DC/DC 全桥变换器

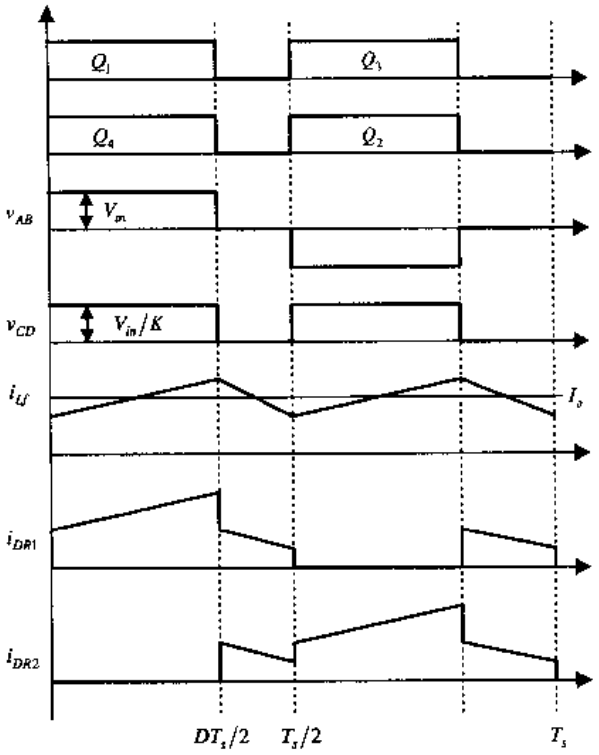
若不接续流管 D_{FW}，变换器的工作与有 D_{FW}时有些不同。在 Q_1 和 Q_4 导通期末，电感电流 i_L 达最大值 I_{Lmax}。Q_1 和 Q_4 关断后，此电流必继续流过 $DR1$ 和变压器副边绕组，故变压器原边绕组中电流方向也不改变，从而使 D_3 和 D_2 续流，于是 AB 电压变负，即 $v_{AB} = -V_{in}$，从而使副边绕组感应电势极性反向，$DR2$ 导通，流过 $DR1$ 的电流减小。当 $DR1$ 和 $DR2$ 电流相等时，变压器副边绕组的合成磁势为零，于是变压器原边绕组中电流也降为零，续流过程结束。没有 D_{FW}的直流变换器关键波形如图 1.5 所示。在 $t = D\frac{T_s}{2}$ 时，Q_1 和 Q_4 关断，v_{AB}短时出现负值，促使变压器两副边绕组电流相等，合成磁势为零，i_{DR1}下降到$\frac{1}{2}I_{Lmax}$，而 i_{DR2}从零很快上升到$\frac{1}{2}I_{Lmax}$，I_{Lmax}是 Q_1 和 Q_4 关断时电感电流的最大值。此后，i_{DR1}和 i_{DR2}随 i_L 的降低而降低，直到 Q_2 和 Q_3 导通。由此可见，DC/DC 全桥变换器的工作与全桥逆变器的工作有较大的不同。

1.3.3 DC/DC 全桥变换器中直流分量的抑制

在实际电路中，具有隔离变压器的全桥变换器 Q_1 和 Q_4 的导通时间不可能与 Q_2 和 Q_3 的导通时间完全相同。即使两者相同，其通态压降也可能有差异，也就是说 v_{AB}不可能



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 1.5　没有续流管的 DC/DC 全桥变换器

是一个纯粹的交流电压，而是含有直流分量。由于高频变压器原边绕组电阻很小，此直流分量长时间作用，会导致铁芯直流磁化直至饱和，从而使变换器不能正常工作，因此抑制直流分量成为 DC/DC 全桥变换器的一个重要课题。最简单的方法是在变压器原边电路中串接隔直电容。电容上的交流电压降约为 v_{AB}的 10%，该电容承受了 v_{AB}的直流电压分量，使变压器上只有交流电压分量。抑制直流分量的第二种方法是采用电流瞬时控制技术，例如采用电流峰值控制方法，保证在 Q_1 和 Q_4 导通期末的电流与 Q_2 和 Q_3 导通期末的电流相同，也可防止变压器直流磁化。第三种方法是直接检测 v_{AB}的直流分量，在

出现正(或负)的直流分量时，减小 Q_1 和 Q_4(或 Q_2 和 Q_3)的导通时间，从而减小直流分量。

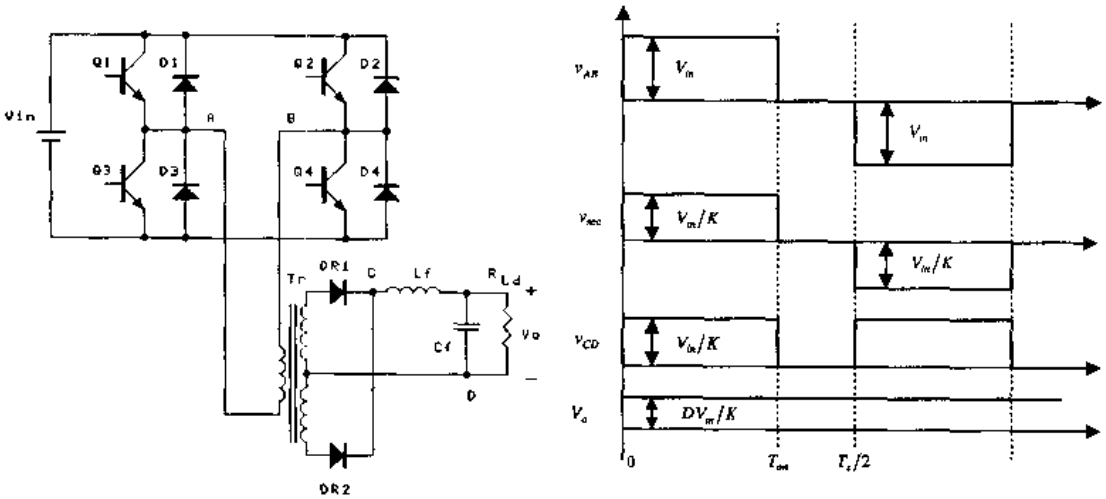
本章小结

本章介绍了电力电子变换器的基本类型与要求、电力电子技术的发展方向，同时介绍了直流变换器的基本类型及其特点，讨论了全桥逆变器的控制方式和工作原理，分析了 PWM DC/DC 全桥变换器的基本工作原理。

第二章　PWM DC/DC 全桥变换器软开关技术的理论基础

2.1　基本工作原理

PWM DC/DC 全桥变换器的基本电路结构及其主要波形如图 2.1 所示。V_{in}是输入直流电压，Q_1&D_1～Q_4&D_4 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_{Ld}是负载。



(a) 基本电路结构　　(b) 主要波形

图 2.1　基本的全桥电路结构及其主要波形

通过控制四只开关管，在 AB 两点得到一个幅值为 V_{in}的交流方波电压，经过高频变压器的隔高和变压后，在变压器副边得到一个幅值为 V_{in}/K 的交流方波电压，然后通过由 $DR1$ 和 $DR2$ 构成的输出整流桥，在 CD 两点得到幅值为 V_{in}/K 的直流方波电压。L_f 和 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 $V_o=D\dfrac{V_{in}}{K}$，其中 D 是占空比，$D=\dfrac{T_{on}}{T_s/2}$，T_{on}是导通时间，T_s 是开关周期。通过调节占空比来调节输出电压 V_o。

2.2　PWM DC/DC 全桥变换器的控制策略

2.2.1　基本控制策略

为了得到输出端的脉宽调制电压 v_{CD}，实际上只需在高频变压器的副边得到一个交流方波电压，亦即在高频变压器原边(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，最传统的方法如图 2.2 所示，即斜对角的两只开关管 Q_1&Q_4 和 Q_2&Q_3 同时导通或关断，每只开关管导通时间小于 1/2 开关周期，即 $T_{on}<T_s/2$。

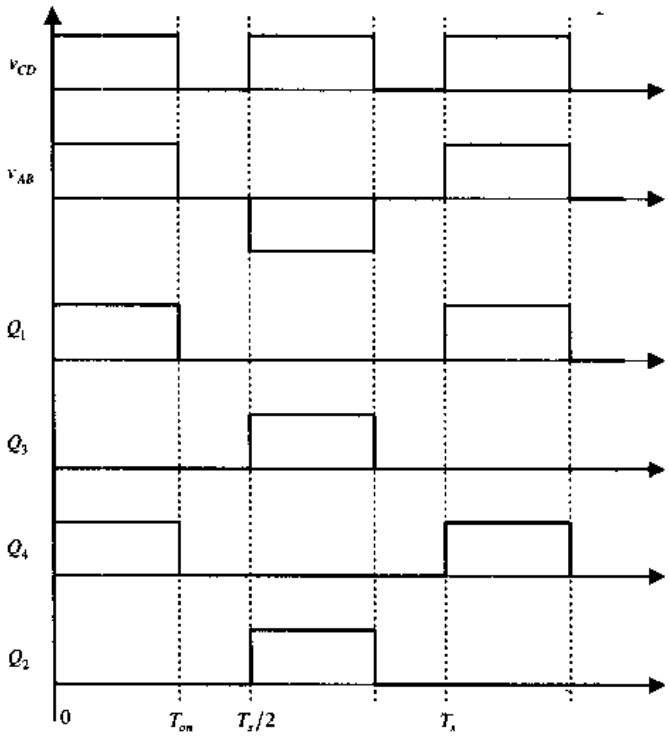


图 2.2　传统的控制方式

实际上，如果仔细分析一下该控制方式，就会发现一个有意义的现象，从而得到一个新的想法，其思路如图 2.3 所示。

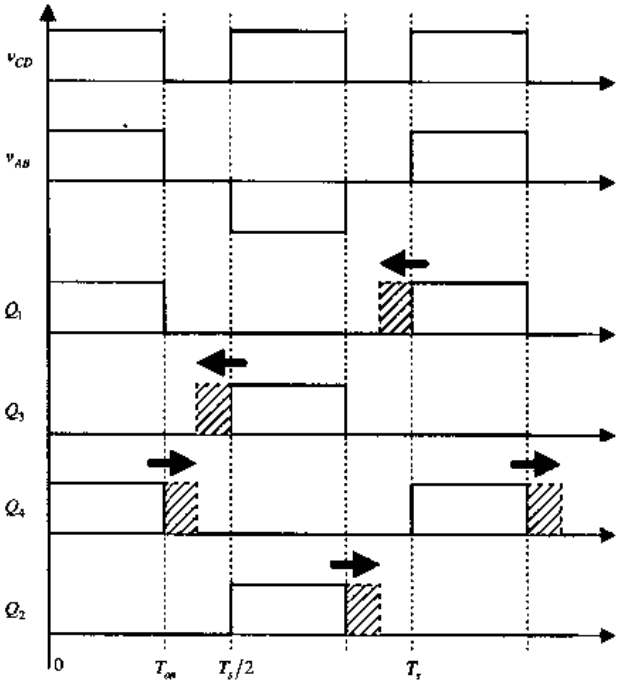


图 2.3　新的控制策略示意图

在图 2.2 的基础上，① Q_2 和 Q_4 的导通时间不变，将 Q_1 和 Q_3 的导通时间向前增加

一段时间或者增加到半个周期；或者② Q_1 和 Q_3 的导通时间不变，将 Q_2 和 Q_4 的导通时间向后增加一段时间或者增加到半个周期；或者③ 将 Q_1 和 Q_3 的导通时间向前增加一段时间或者增加到半个周期，同时将 Q_2 和 Q_4 的导通时间向后增加一段时间或者增加到半个周期，那么在 AB 两点得到的电压与图 2.2 完全一样。因为只有当 Q_1 和 Q_4 同时导通时，在 AB 两点才能得到正的电压脉冲 $(+1)V_{in}$，而当 Q_2 和 Q_3 同时导通时，在 AB 两点才能得到负的电压脉冲 $(-1)V_{in}$。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和向后增加对于 AB 两点电压没有任何影响。基于以上的思路，可以得到一族 PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式，以前的文献所提出的 PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式全部被包括在内。

2.2.2 开关管导通时间定义

根据导通时间增加的时间 T_{add} 不同，每个桥臂有三种控制方式，即：①不增加导通时间；②增加一段导通时间，但 $T_{on}<\frac{1}{2}T_s$；③增加导通时间，使 $T_{on}=\frac{1}{2}T_s$。定义两个桥臂的导通时间如下：

(1) Q_1 和 Q_3 导通时间定义

A_1：不增加导通时间，$T_{on}=D\frac{T_s}{2}$；

B_1：向前增加一段导通时间，$T_{on}=D\frac{T_s}{2}+T_{add}<\frac{T_s}{2}$；

C_1：向前增加导通时间，使 $T_{on}=D\frac{T_s}{2}+T_{add}=\frac{T_s}{2}$。

(2) Q_2 和 Q_4 导通时间定义

A_2：不增加导通时间，$T_{on}=D\frac{T_s}{2}$；

B_2：向后增加一段导通时间，$T_{on}=D\frac{T_s}{2}+T_{add}<\frac{T_s}{2}$；

C_2：向后增加导通时间，使 $T_{on}=D\frac{T_s}{2}+T_{add}=\frac{T_s}{2}$。

2.2.3 PWM DC/DC 全桥变换器的控制策略族

根据两个桥臂导通时间增加的情况不一样，可以组合得到 3×3=9 种控制策略，如图 2.4 所示。它们分别为：

控制方式一：A_1&A_2[图 2.4(a)]：两个桥臂都不增加导通时间，这就是传统的控制方式；

控制方式二：B_1&A_2[图 2.4(b)]：Q_2&Q_4 桥臂不增加导通时间，Q_1&Q_3 桥臂向前增加一段导通时间；

控制方式三：C_1&A_2[图 2.4(c)]：Q_2&Q_4 桥臂不增加导通时间，Q_1&Q_3 桥臂的导通时间向前增加到 $\frac{1}{2}T_s$；

控制方式四：A_1&B_2[图 2.4(d)]：Q_1&Q_3 桥臂不增加导通时间，Q_2&Q_4 桥臂向后增加一段导通时间，该控制策略已成功应用于某型 12kW 开关电源中；

控制方式五：B_1&B_2[图 2.4(e)]：Q_1&Q_3 桥臂向前增加一段导通时间，同时 Q_2&Q_4 桥臂

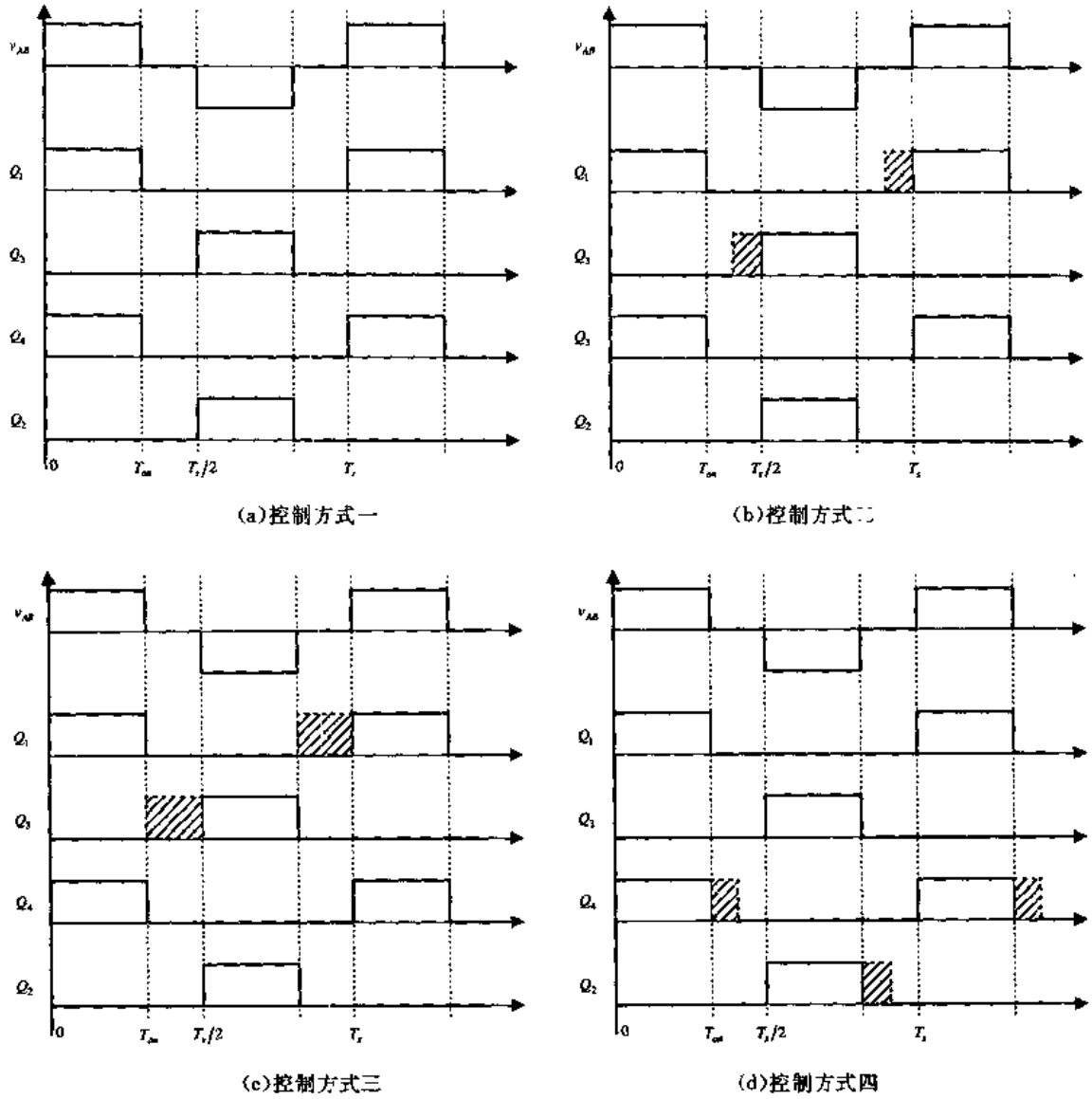
向后增加一段导通时间；

控制方式六：C_1&B_2[图 2.4(f)]：Q_1&Q_3 桥臂的导通时间向前增加到$\frac{1}{2}T_s$，同时 Q_2&Q_4 桥臂向后增加一段导通时间；

控制方式七：A_1&C_2[图 2.4(g)]：Q_1&Q_3 桥臂不增加导通时间，同时 Q_2&Q_4 桥臂的导通时间向后增加到$\frac{1}{2}T_s$，这就是文献[1]中所定义的有限双极性控制方式；

控制方式八：B_1&C_2[图 2.4(h)]：Q_1&Q_3 桥臂向前增加一段导通时间，同时 Q_2&Q_4 桥臂的导通时间向后增加到$\frac{1}{2}T_s$；

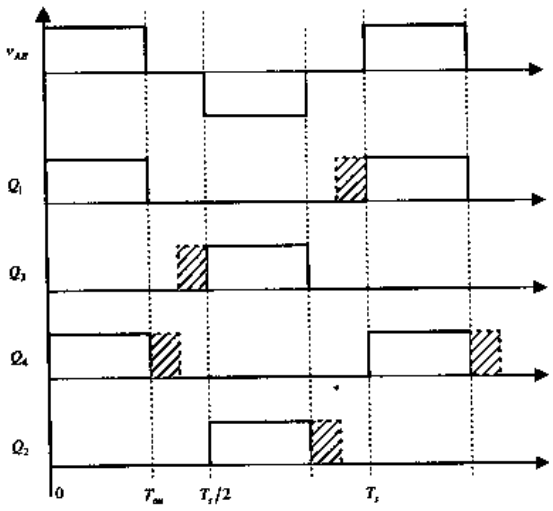
控制方式九：C_1&C_2[图 2.4(i)]：Q_1&Q_3 桥臂的导通时间向前增加到$\frac{1}{2}T_s$，同时 Q_2&Q_4 桥臂的导通时间向后增加到$\frac{1}{2}T_s$，这就是目前研究得比较多的移相控制方式[2-6]；



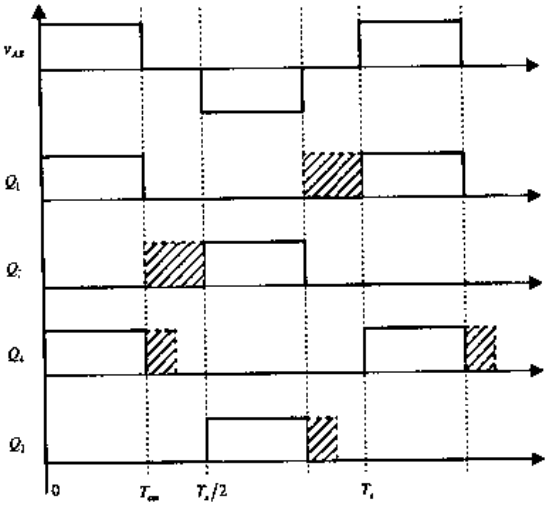
(a)控制方式一　　(b)控制方式二

(c)控制方式三　　(d)控制方式四

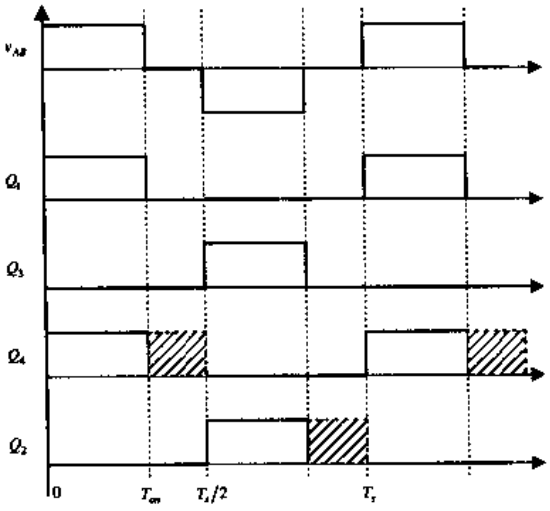
图 2.4　一族 PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式



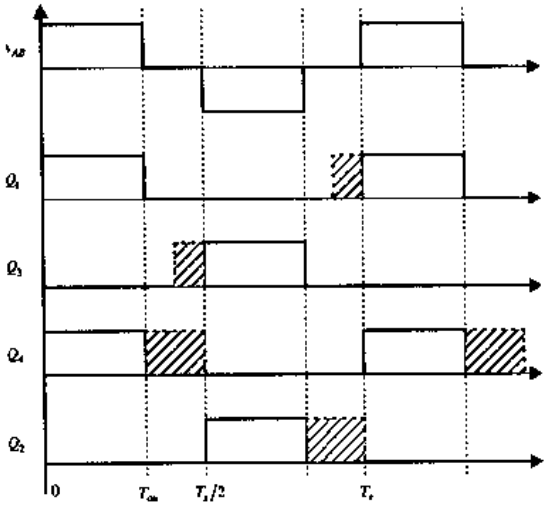
(e)控制方式五



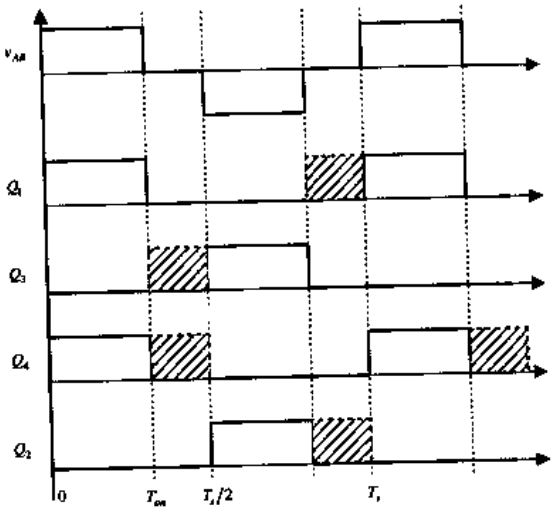
(f)控制方式六



(g)控制方式七



(h)控制方式八



(i)控制方式九

图 2.4(续)

2.3 PWM DC/DC 全桥变换器的两类切换方式

以上 9 种控制策略包括了 PWM DC/DC 全桥变换器所有的控制方式。这 9 种控制方式，从斜对角的两只开关管的关断来看，可以分为两类：

①斜对角的两只开关管同时关断。控制方式一～控制方式三属于此类。

②斜对角的两只开关管关断时间错开，一只先关断，一只后关断。控制方式四～控制方式九属于此类。

根据四只开关管的导通情况不同，DC/DC 全桥变换器存在+1，0，−1 三种工作状态。在讨论实现开关管软开关之前，有必要定义 DC/DC 全桥变换器的三种工作状态。

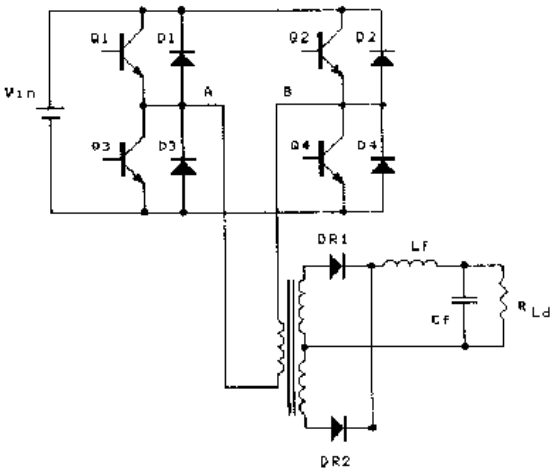


图 2.5 DC/DC 全桥变换器基本电路

2.3.1 三种工作状态

(1) +1 状态

从图 2.5 中可以看出，当 Q_1 和 Q_4 同时导通时，加在 AB 两点上的电压为正的输入电压，即：$v_{AB}=(+1)V_{in}$，定义这种工作状态为+1状态。

(2) 0 状态

在此状态下，$Q_1(D_1)$和 $Q_2(D_2)$同时导通或 $Q_3(D_3)$和 $Q_4(D_4)$同时导通，$v_{AB}=0=(0)V_{in}$。

(3) −1 状态

此状态中，Q_2 和 Q_3 同时导通，$v_{AB}=(-1)V_{in}$。

2.3.2 三种切换方式

根据上面三种工作状态，可知 DC/DC 全桥变换器有三种切换方式，即：

① +1/−1(或−1/+1)；

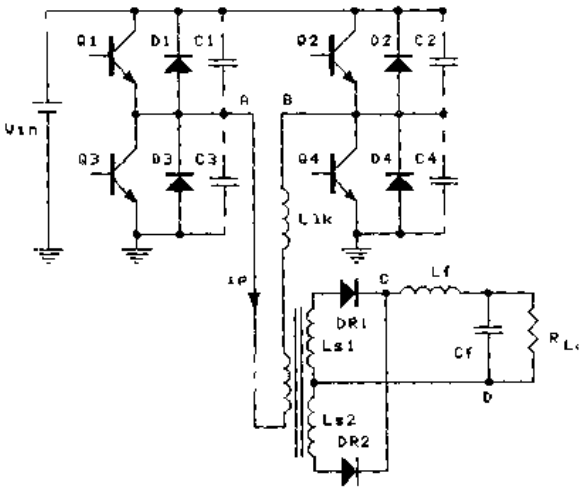
② +1/0(或−1/0)；

③ 0/+1(或 0/−1)。

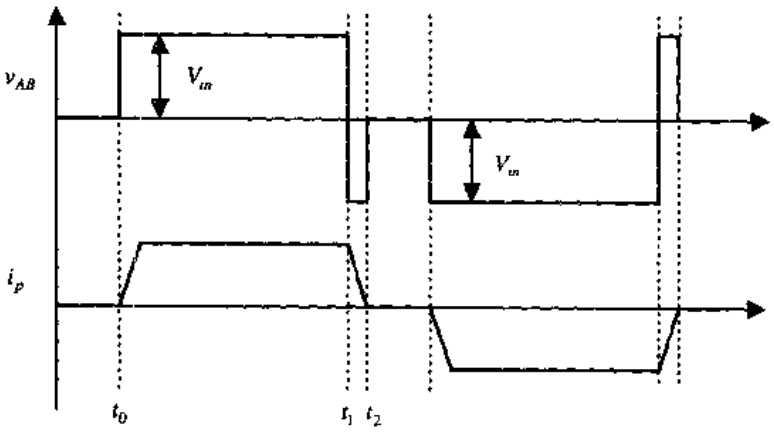
2.3.3 斜对角两只开关管同时关断切换方式

图 2.6 给出了斜对角两只开关管同时关断切换方式的电路图，其中 L_{lk}是主变压器的漏感。当斜对角的两只开关管 Q_1&Q_4(或 Q_2&Q_3)同时关断时，由于 L_{lk}的存在，原边电流 i_p 不会立即减小到零，这时 Q_1&Q_4(或 Q_2&Q_3)中的电流立即转移到 D_2&D_3(或 D_1&D_4)中，$v_{AB}=(-1)V_{in}$(或 $v_{AB}=(+1)V_{in}$)，出现+1/−1(或−1/+1)切换方式。这个电压使原边电流减小到零。

为了实现开关管的软关断，可以给它们分别并联吸收电容，如图中的 C_1～C_4。当开关管关断时，原边电流给关断管如 Q_1 和 Q_4 的并联电容 C_1 和 C_4 充电，同时给 C_2 和 C_3 放电。这样就限制了 Q_1 和 Q_4 的电压上升率，实现 Q_1 和 Q_4 的软关断。当 C_1 和 C_4 的电压



(a) 主电路图



(b) 主要波形

图 2.6 +1/−1 切换方式

上升到 V_{in}时，C_2 和 C_3 的电压同时下降到零，Q_2 和 Q_3 的反并二极管 D_2 和 D_3 导通，为 Q_2 和 Q_3 提供了零电压开通的条件。但是如果此时开通 Q_2 和 Q_3，在 AB 两点出现的就是占空比为 1 的交流方波电压，不能实现 PWM 控制。

为了实现 PWM 控制，在 Q_2 和 Q_3 的反并二极管 D_2 和 D_3 导通时，不能开通 Q_2 和 Q_3。由于此时 $v_{AB}=(-1)V_{in}$，原边电流 i_p 将在此负电压的作用下减小，并且回到零。由于所有四只开关管全部处于关断状态，其并联电容就会与漏感产生谐振。原边电流 i_p 反向增加，C_1 和 C_4 放电，C_2 和 C_3 充电。那么当 Q_2 和 Q_3 开通时，其并联电容 C_2 和 C_3 的电压不为零，其电荷就直接通过开关管释放，电容的能量全部消耗在 Q_2 和 Q_3 中，导致其发热，而且在开关管中产生开通电流尖峰，损坏开关管。开关管不能实现软开关。

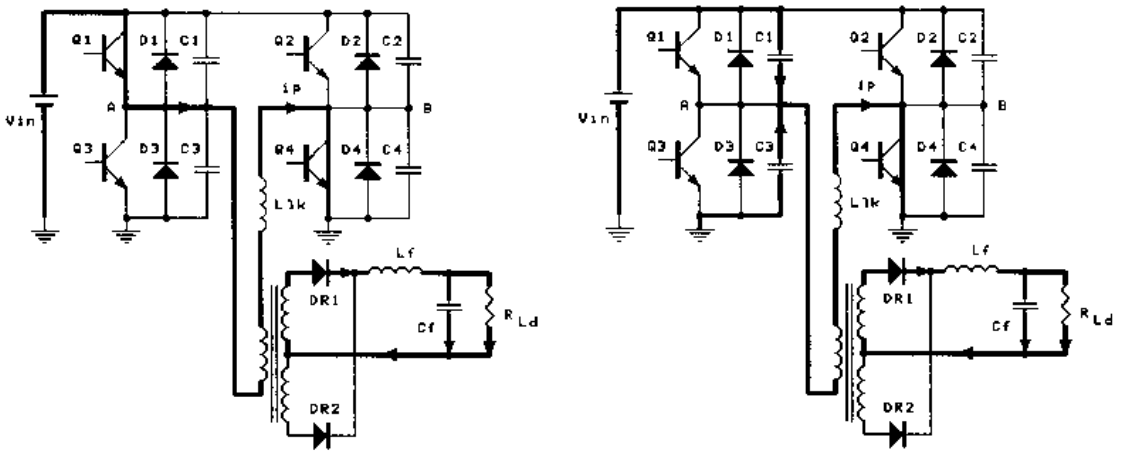
从上面的分析中，我们可知：在斜对角两只开关管同时关断切换方式下出现了 +1/−1或−1/+1 切换方式，无法实现开关管的软开关，只能采用 RC 或 RCD 等有损缓冲电路来改善开关管的工作状态。

2.3.4 斜对角两只开关管关断时间错开切换方式

上面讨论了斜对角的两只开关管同时关断时出现+1/−1 切换方式，如果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 Q_1 和 Q_3 分别在 Q_4 和 Q_2 之前关断，可以定义先关断的开关管 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂为超前桥臂，而后关断的开关管 Q_4 和 Q_2 组成的桥臂为滞后桥臂。

1. 超前桥臂的软开关实现

在图 2.7 中，在 t_0 时刻之前，Q_1 和 Q_4 同时导通，$v_{AB}=(+1)V_{in}$，原边电流流过 Q_1 和 Q_4。在 t_0 时刻先关断 Q_1，原边电流从 Q_1 中转移到 C_1 和 C_3 支路中，给 C_1 充电，同时 C_3 被放电。由于有 C_3 和 C_1，Q_1 是零电压关断。在这个时段里，漏感 L_{lk} 和滤波电感 L_f 是串联的，而且 L_f 很大，因此可以认为原边电流 i_p 近似不变，类似于一个恒流源。这样 C_1 的电压线性增加，同时 C_3 的电压线性减小。在 t_1 时刻，C_3 的电压下降到零，Q_3 的反并二极管 D_3 自然导通，此时开通 Q_3，Q_3 就是零电压开通。这时 $v_{AB}=0$，该开关切换方式为+1/0 切换方式。同样当 Q_3 关断时，开关切换方式为−1/0 切换方式，其工作原理完全类似。



(a) t_0 时刻　　(b) t_0~t_1

图 2.7　+1/0 切换方式

从上面的分析可以得到以下结论：超前桥臂在关断时，输出滤波电感与漏感是串联的，原边电流基本不变，是一个恒流源，因此①超前桥臂只能实现零电压开关，不能实现零电流开关。②超前桥臂容易实现零电压开关。

2. 0 状态

图 2.8 是 0 状态的电路图。此时 Q_3 和 Q_4 导通(实质上是 D_3 和 Q_4 导通)，$v_{AB}=0$，因此变压器原边电压也为零。由于 D_3 和 Q_4 存在通态压降，此时原边电流略有减小。

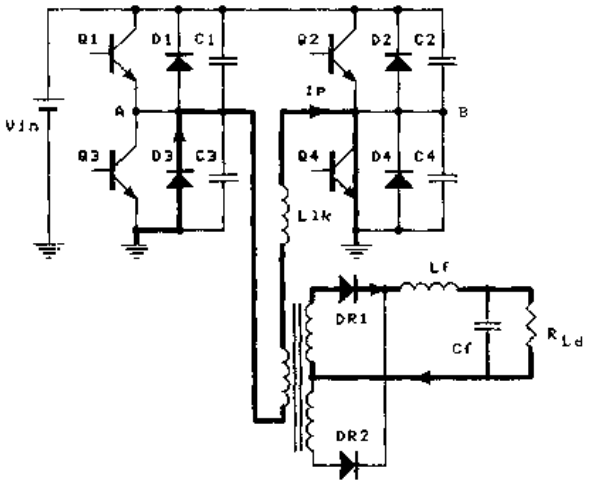


图 2.8　0 状态

从上面的分析可以知道，0 状态实际上是非常简单的一种工作状态。如果在主电路中加入一定的电路，就可以使 0 状态出现两种工作模式，一种是恒流模式，一种是电流复位模式。所谓恒流模式，就是在 0 状态下，使原边电流基本保持不变，为滞后桥臂提供零电压开关条件；面电流复位模式，就是在 0 状态下，使原边电流减小到零，为滞后桥臂提供零电流开关条件。

3. 滞后桥臂的软开关实现

(1) 滞后桥臂的零电压开关

如果 0 状态处于恒流模式，原边电流 i_p 流过 D_3 和 Q_4，如图 2.8 所示。当 Q_4 关断时，原边电流从 Q_4 中转移到 C_2 和 C_4 支路中，给 C_4 充电，同时给 C_2 放电，如图 2.9 所示。由于有 C_2 和 C_4，Q_4 是零电压关断。当 C_2 的电压下降到零，Q_2 的反并二极管 D_2 自然导通，此时开通 Q_2，Q_2 就是零电压开通。这时 $v_{AB}=(-1)V_{in}$，该开关切换方式为0/−1切换方式。同样，如果在 0 状态时原边电流 i_p 流过 D_1 和 Q_2，当 Q_2 关断时，开关切换方式为0/+1切换方式，其工作原理完全类似。

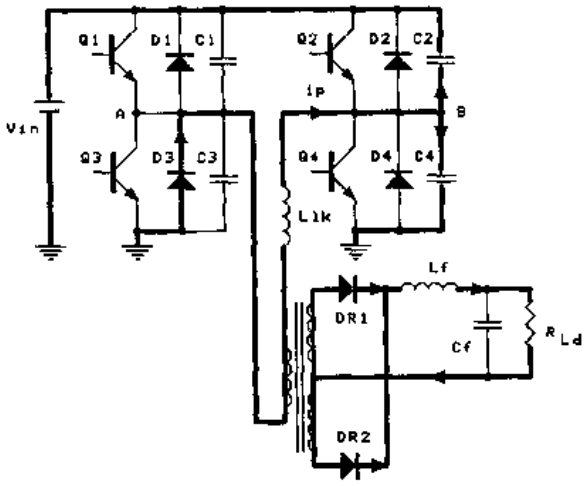


图 2.9　0/−1 切换方式

当 Q_4 关断后，C_4 电压增加，$v_{AB}=-v_{C4}$，v_{AB}为负电压，使 $DR2$ 也导通，将变压器副边短接，变压器原边电压为零，v_{AB}电压全部加在漏感上，使原边电流 i_p 减小。如果漏感能量较少，就会出现 C_4 的电压还没有增加到 V_{in}，原边电流就已减小到零，C_4 的电压就会使原边电流反方向增加，而且 C_4 的电压也会下降，同时 C_2 的电压就会开始增加。当 Q_2 开通时，C_2 的电压不为零，Q_2 就不能实现零电压开通，而是硬开通。

从上面的分析同样可以得到四个结论：①在恒流模式下，滞后桥臂开关管上要并联电容，以实现 ZVS；②滞后桥臂实现 ZVS 的能量是漏感的能量；③漏感远远小于输出滤波电感，因此滞后桥臂实现 ZVS 较超前桥臂困难；④漏感能量与负载有关。负载越大，能量越大；负载越小，能量越小。在负载较小时，漏感能量不足以使滞后桥臂实现零电压开关，必须采用辅助电路来帮助漏感实现滞后桥臂的零电压开关。在第三章中将详细讨论这个问题。

(2) 滞后桥臂的零电流开关

如果 0 状态处于电流复位模式，则当 Q_4 关断时，原边电流已为 0，Q_4 是零电流关断。当 Q_2 开通时，由于存在变压器漏感，原边电流不能突然增加，而是以一定的斜率增加，因此可以认为 Q_2 是零电流开通。这时 $v_{AB}=(-1)V_{in}$，该开关切换方式为 0/−1 切换方式。同样当 Q_2 关断时，开关切换方式为 0/+1 切换方式，其工作原理完全类似。

从上面的分析中，可以得到如下结论：①在电流复位模式下，滞后桥臂实现 ZCS；②滞后桥臂开关管两端不能并联电容，否则在开关管开通时，其并联电容上的电压不为零，并联电容的能量将全部消耗在开关管中，使开关管发热，而且还会在开关管中产生很大的电流尖峰，造成开关管的损坏；③在 0 状态时，原边电流 i_p 回到零后，不能反方向增加。在图 2.8 中，如果 i_p 减小到零后反向增加，i_p 将流过 Q_3 和 D_4。当 Q_4 关断时，Q_4 是零电流和零电压关断。但是当 Q_2 开通时，D_4 立即关断。由于 D_4 存在反向恢复问题，将会出现很大的反向恢复电流，此时 Q_2 就会产生很大的开通电流尖峰，容易损坏开关管。因此 Q_2 失去了零电流开通的条件。

2.4 PWM DC/DC 全桥变换器软开关的实现原则

根据前面的讨论，我们可以得到以下结论：

①PWM DC/DC 全桥变换器有九种控制方式；

②在九种控制方式中，根据斜对角的两只开关管的关断情况，可分为两类方式：一类是斜对角的两只开关管同时关断，一类是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；

③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，不能实现软开关，因此控制方式一～控制方式三不能实现软开关；

④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的概念，就可以实现软开关，因此控制方式四～控制方式九可以实现软开关；

⑤超前桥臂的开关是 +1/0 和 −1/0 切换方式，只能实现 ZVS，而且容易实现 ZVS；

⑥ 0 状态可以有两种工作模式：电流恒定模式和电流复位模式，在恒流模式中，滞

后桥臂实现 ZVS，由于它是 0/－1 和 0/＋1 切换方式，其实现 ZVS 比超前桥臂要困难一些；在电流复位模式中，滞后桥臂实现 ZCS；

⑦无论是超前桥臂还是滞后桥臂，为了实现 ZVS，有必要在开关管两端并联电容；

⑧对于滞后桥臂，为了实现 ZCS，不能在开关管两端并联电容。

2.5 PWM DC/DC 全桥变换器的两类软开关方式

从上面的分析中，我们知道要实现 PWM DC/DC 全桥变换器的软开关，必须引入超前桥臂和滞后桥臂的概念，超前桥臂只能实现 ZVS，而滞后桥臂可以实现 ZVS 或 ZCS。根据超前桥臂和滞后桥臂实现软开关的方式，可以将 PWM DC/DC 全桥变换器的软开关方式分为两类：

①ZVS 方式：0 状态工作在恒流模式，超前桥臂和滞后桥臂均实现 ZVS；

②ZVZCS 方式：0 状态工作在电流复位模式，超前桥臂实现 ZVS，滞后桥臂实现 ZCS。

本章小结

本章在分析了 PWM DC/DC 全桥变换器的基本工作原理后，系统地提出了它的九种控制方式。这九种控制方式可以分为两类开关切换方式：一类是斜对角的两只开关管同时关断；另一类是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。根据两个桥臂关断时刻的情况，将它们分别定义为超前桥臂和滞后桥臂，超前桥臂只能实现 ZVS，滞后桥臂可以实现 ZVS 或 ZCS。根据超前桥臂和滞后桥臂实现软开关的方式，可以将 PWM DC/DC 全桥变换器的软开关方式分为两类：ZVS 方式和 ZVZCS 方式。在 ZVS 方式中，超前桥臂和滞后桥臂均实现 ZVS；在 ZVZCS 方式中，超前桥臂实现 ZVS，滞后桥臂实现 ZCS。

第三章　ZVS PWM DC/DC 全桥变换器

3.1　ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及控制方式

第二章已经指出，PWM DC/DC 全桥变换器的软开关方式分为两类：ZVS 方式和 ZVZCS 方式。本章分析 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及控制方式。

3.1.1　滞后桥臂的控制方式

根据第二章的讨论，为了实现滞后桥臂 Q_2 和 Q_4 的 ZVS，要在开关管两端并联电容。由于电容的存在，开关管是零电压关断的。现在我们所关心的是开关管的开通情况。

参考图 3.1 和图 3.2，在 t_0 之前，Q_1 和 Q_4 导通，原边电流 i_p 流经 Q_1 和 Q_4。在 t_0 时

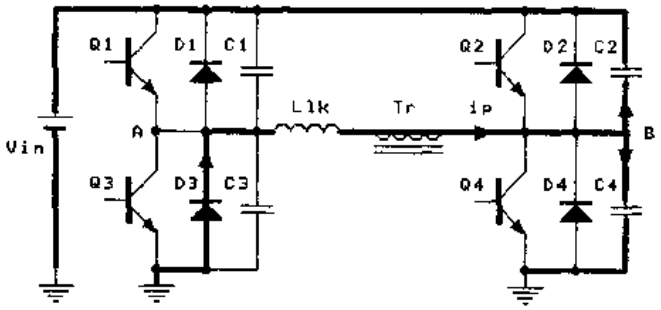


图 3.1　滞后桥臂的开关情况

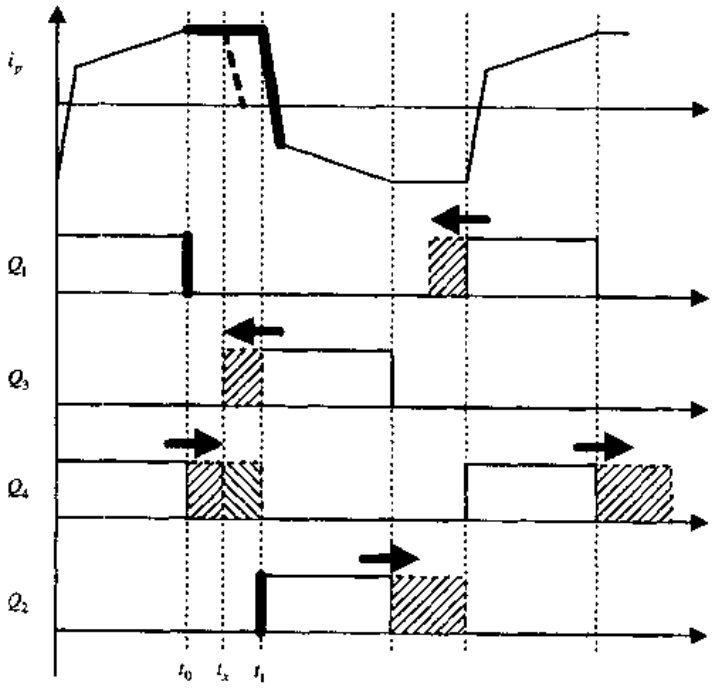


图 3.2　ZVS 方式

刻，超前桥臂开关管 Q_1 零电压关断后，Q_3 的反并二极管 D_3 导通，变换器工作在 0 状态，$v_{AB}=0$，i_p 流经 D_3 和 Q_4。延迟一段时间后，如果在$[t_0, t_1]$时段中的 t_x 关断滞后桥臂开关管 Q_4，i_p 就会给 C_4 充电，同时给 C_2 放电。当 C_4 的电压上升到 V_{in}时，Q_2 的反并二极管 D_2 导通，此时 $v_{AB}=-V_{in}$，i_p 流经 D_3 和 D_2，变换器出现 0/−1 切换。原边电流 i_p 开始减小，并且减小到零，如图 3.2 中 i_p 波形的黑色虚线所示。如果不在 i_p 减小到零之前开通 Q_2，C_4 就会开始放电，同时 C_2 开始充电，使 Q_2 失去零电压开通的条件。i_p 减小到零的时间与负载有关，负载越小，i_p 减小到零的时间越短，可能在 t_1 之前。而 Q_2 只能在 t_1 时刻开通，为了在任意负载下，Q_2 能够在 t_1 时刻实现零电压开通，Q_4 的关断时间必须向后延迟到 t_1 时刻。因此滞后桥臂只能将其开通时间向后增加到$\frac{1}{2}T_s$，如图 3.2 所示。

3.1.2 超前桥臂的控制方式

与滞后桥臂一样，在超前桥臂开关管两端并联电容实现其 ZVS。由于电容的存在，开关管是零电压关断的。我们所关心的同样是开关管的开通情况。

参考图 3.2 和图 3.3，当超前桥臂的 Q_1 在 t_0 时零电压关断后，必须在另外一只开关管 Q_3 的反并二极管 D_3 导通时，开通 Q_3，才是零电压开通。Q_1 关断后到 Q_4 关断前的$[t_0, t_1]$时段，变换器工作在 0 状态。为了实现滞后桥臂的 ZVS，0 状态应为恒流模式，即原边电流保持恒定。在 0 状态中，原边电流一直流过 D_3。如图 3.3 所示。即使开通 Q_3，Q_3 中也不会流过电流。因此 Q_3 的开通时刻可以在$[t_0, t_1]$时段的任何时刻，也就是说，Q_3 的开通时间可以有三种方式，即 A_1：不增加开通时间；B_1：向前增加一段时间；C_1：向前增加到$\frac{1}{2}T_s$。

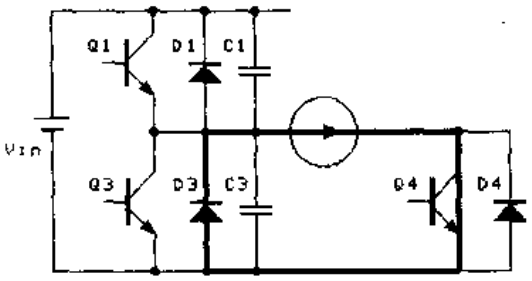
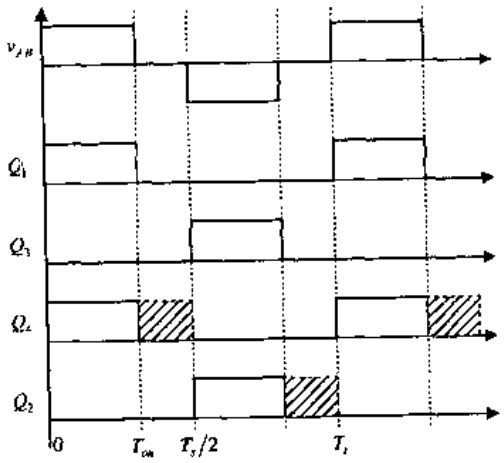


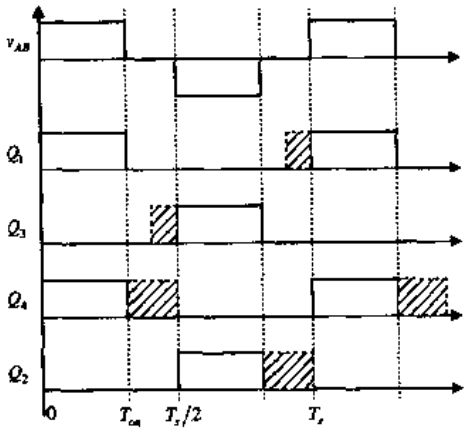
图 3.3 超前桥臂

3.1.3 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式

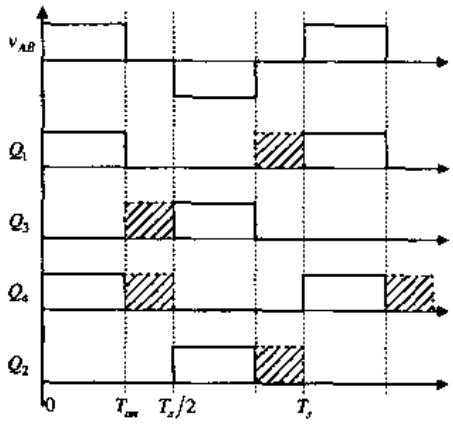
从上面的讨论中，我们知道：超前桥臂的开通时间可以有三种方式，而滞后桥臂的开通时间只有一种方式，即将开通时间向后增加到$\frac{1}{2}T_s$。这样，ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式有三种，即第二章所提出的控制方式七、控制方式八和控制方式九。为了叙述的完整性，在这里重新给出其示意图，如图 3.4 所示。



(a) 控制方式七



(b) 控制方式八



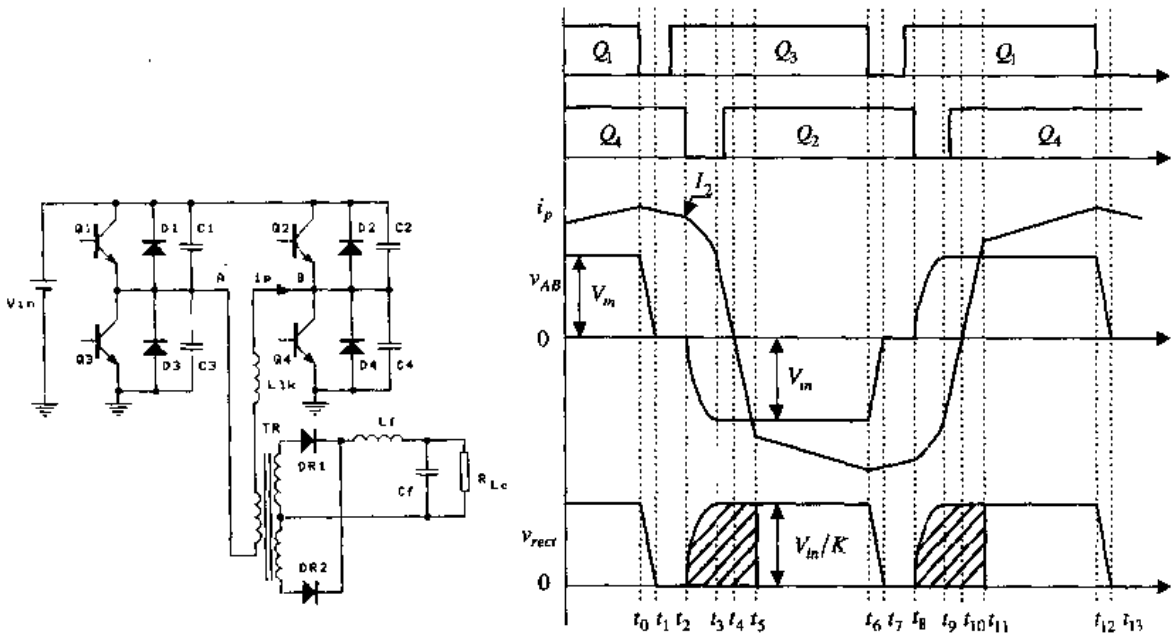
(c) 控制方式九

图 3.4　ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式

3.2　移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的工作原理

尽管 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器存在三种控制方式，但其本质是一样的，根据设计者及其已有的条件，可以选择其中的一种控制方式。本章以移相控制方式为例，来分析 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的工作原理。

移相控制零电压开关 PWM 变换器(Phase-shifted zero-voltage-switching PWM converter，PS-ZVS-PWM Converter)利用变压器的漏感或原边串联电感和功率管的寄生电容或外接电容来实现零电压开关，它的电路结构及主要波形如图 3.5 所示。其中，D_1～D_4 分别是 Q_1～Q_4 的内部寄生二极管，C_1～C_4 分别是 Q_1～Q_4 的寄生电容或外接电容。L_r 是谐振电感，它包括了变压器的漏感。每个桥臂的两个功率管成 180°互补导通，两个桥臂的导通角相差一个相位，即移相角，通过调节移相角的大小来调节输出电压。Q_1 和 Q_3 分别超前于 Q_4 和 Q_2 一个相位，称 Q_1 和 Q_3 组成的桥臂为超前桥臂，Q_2 和 Q_4 组成的桥臂则为滞后桥臂。



(a) 主电路　　(b) 主要波形

图 3.5　主电路及主要波形

在一个开关周期中，移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器有 12 种开关状态。在分析之前，作出如下假设：

①所有开关管、二极管均为理想器件；

②所有电感、电容和变压器均为理想元件；

③$C_1=C_3=C_{lead}$，$C_2=C_4=C_{lag}$；

④$L_f \gg L_r/K^2$，K 是变压器原副边匝比。

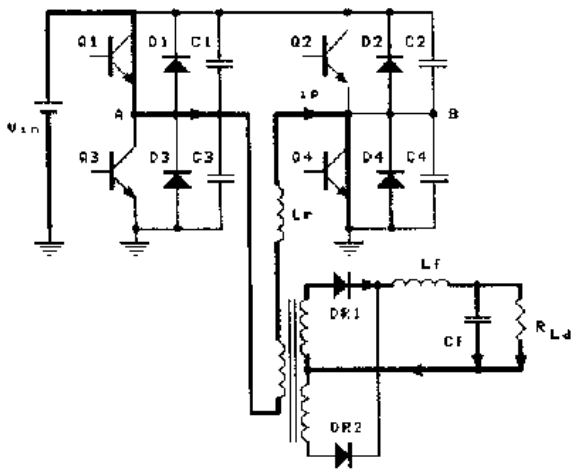
图 3.6 给出了该变换器在不同开关状态下的等效电路。各开关状态的工作情况描述如下。

(1) 开关模态 0

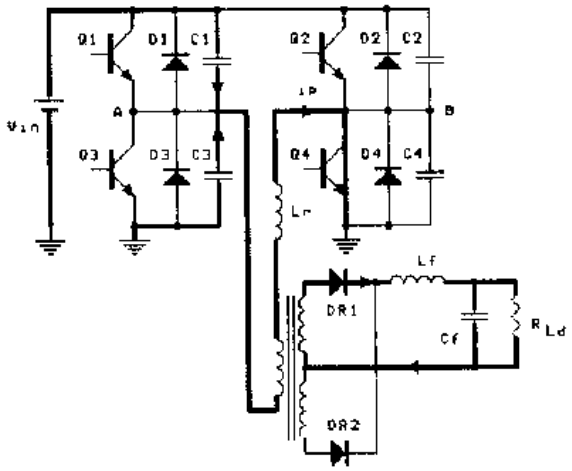
在 t_0 时刻，对应于图 3.6(a)。Q_1 和 Q_4 导通。原边电流由电源正经 Q_1、谐振电感 L_r，变压器原边绕组以及 Q_4，最后回到电源负。副边电流回路是：副边绕组 $Ls1$ 的正端，经整流管 $DR1$、输出滤波电感 L_f、输出滤波电容 C_f 与负载 R_{Ld}，回到 $Ls1$ 的负端。

(2) 开关模态 1

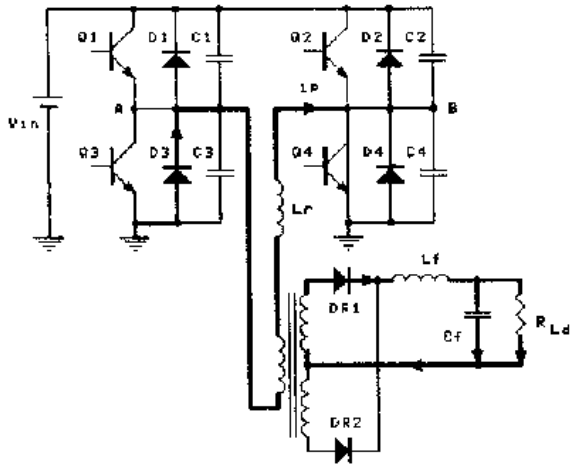
$[t_0, t_1]$，对应于图 3.6(b)。在 t_0 时刻关断 Q_1，原边电流从 Q_1 中转移到 C_3 和 C_1 支路中，给 C_1 充电，同时 C_3 被放电。由于有 C_3 和 C_1，Q_1 是零电压关断。在这个时段里，谐振



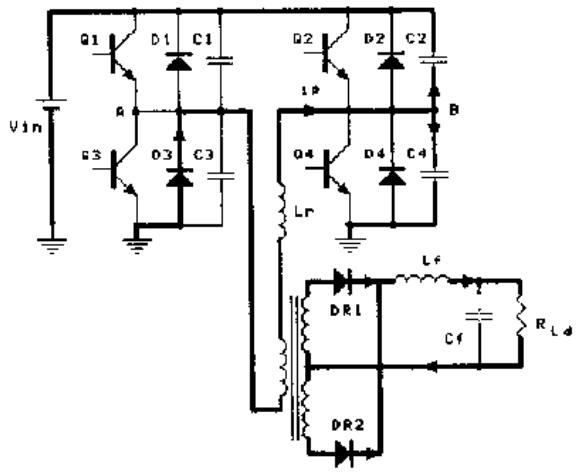
(a) t_0 时刻



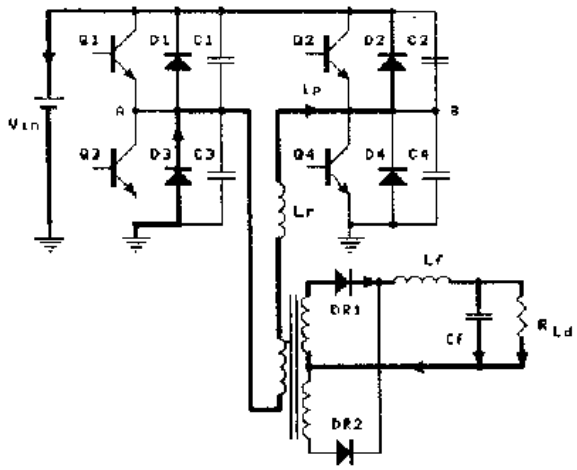
(b) $[t_0, t_1]$



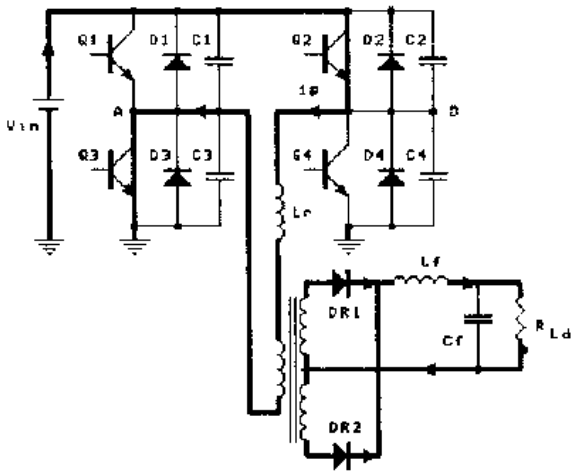
(c) $[t_1, t_2]$



(d) $[t_2, t_3]$

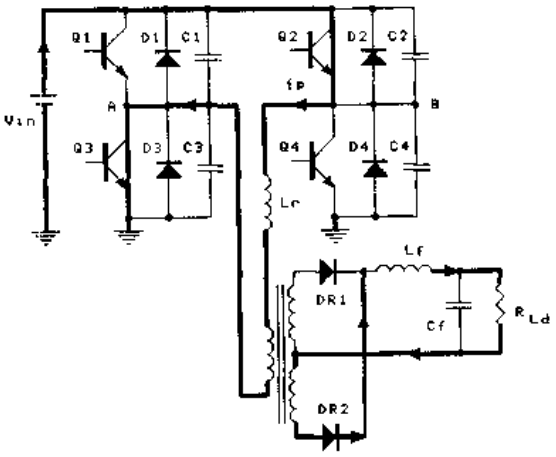


(e) $[t_3, t_4]$



(f) $[t_4, t_5]$

图 3.6　各种开关状态的等效电路



(g) $[t_5, t_6]$

图 3.6(续)

电感 L_r 和滤波电感 L_f 是串联的，而且 L_f 很大，因此可以认为原边电流 i_p 近似不变，类似于一个恒流源。这样原边电流 i_p 和电容 C_1、C_3 的电压为：

$$i_p = i_p(t_0) = I_1 \tag{3.1}$$

$$v_{c1}(t) = \frac{I_1}{2C_{lead}}t \tag{3.2}$$

$$v_{c3}(t) = V_{in} - \frac{I_1}{2C_{lead}}t \tag{3.3}$$

在 t_1 时刻，C_3 的电压下降到零，Q_3 的反并二极管 D_3 自然导通，从而结束开关模态 1。该模态的时间为：

$$t_{01} = \frac{2C_{lead}V_{in}}{I_1} \tag{3.4}$$

(3) 开关模态 2

$[t_1, t_2]$，对应于图 3.6(c)。D_3 导通后，开通 Q_3。虽然这时候 Q_3 被开通，但 Q_3 并没有电流流过，原边电流由 D_3 流通。由于是在 D_3 导通时开通 Q_3，所以 Q_3 是零电压开通。Q_3&Q_1 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lead)} > t_{01}$，即：

$$t_{d(lead)} > \frac{2C_{lead}V_{in}}{I_1} \tag{3.5}$$

在这段时间里，原边电流等于折算到原边的滤波电感电流，即：

$$i_p(t) = \frac{i_{Lf}(t)}{K} \tag{3.6}$$

在 t_2 时刻，原边电流下降到 I_2。

(4) 开关模态 3

$[t_2, t_3]$，对应于图 3.6(d)。在 t_2 时刻，关断 Q_4，原边电流 i_p 由 C_2 和 C_4 两条路径提供，也就是说，原边电流 i_p 用来抽走 C_2 上的电荷，同时又给 C_4 充电。由于 C_2 和 C_4 的存在，Q_4 是零电压关断。此时 $v_{AB} = -v_{c4}$，v_{AB}的极性自零变为负，变压器副边绕组电势下正上负，整流二极管 $DR2$ 导通，副边绕组 $Ls2$ 中开始流过电流。整流管 $DR1$ 和 $DR2$ 同

时导通，将变压器副边绕组短接，这样变压器副边绕组电压为零，原边绕组电压也为零，v_{AB}直接加在谐振电感 L_r 上。因此在这段时间里实际上谐振电感和 C_2、C_4 在谐振工作，原边电流 i_p 和电容 C_2、C_4 的电压分别为：

$$i_p = I_2\cos\omega(t - t_2) \tag{3.7}$$

$$v_{c4}(t) = Z_p I_2 \sin\omega(t - t_2) \tag{3.8}$$

$$v_{c2}(t) = V_{in} - Z_p I_2 \sin\omega(t - t_2) \tag{3.9}$$

其中，$Z_p = \sqrt{L_r/2C_{lag}}$，$\omega = 1/\sqrt{2L_rC_{lag}}$。

在 t_3 时刻，当 C_4 的电压上升到 V_{in}，D_2 自然导通，结束这一开关模态。开关模态 3 的持续时间为：

$$t_{23} = \frac{1}{\omega}\sin^{-1}\frac{V_{in}}{Z_p I_2} \tag{3.10}$$

(5) 开关模态 4

$[t_3, t_4]$，对应于图 3.6(e)。在 t_3 时刻，D_2 自然导通，将 Q_2 的电压箝在零位，此时就可以开通 Q_2，Q_2 是零电压开通。Q_2&Q_4 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lag)} > t_{23}$，即：

$$t_d > \frac{1}{\omega}\sin^{-1}\frac{V_{in}}{Z_p I_2} \tag{3.11}$$

虽然此时 Q_2 已开通，但 Q_2 不流过电流，原边电流由 D_2 流通。原边谐振电感的储能回馈给输入电源。由于副边两个整流管同时导通，因此变压器副边绕组电压为零，原边绕组电压也为零，这样电源电压 V_{in}加在谐振电感两端，原边电流线性下降。原边电流为：

$$i_p(t) = I_p(t_3) - \frac{V_{in}}{L_r}(t - t_3) \tag{3.12}$$

到 t_4 时刻，原边电流从 $I_p(t_3)$下降到零，二极管 D_2 和 D_3 自然关断，Q_2 和 Q_3 中将流过电流。开关模态 4 的时间为：

$$t_{34} = L_r \cdot I_p(t_3)/V_{in} \tag{3.13}$$

(6) 开关模态 5

$[t_4, t_5]$，对应于图 3.6(f)。在 t_4 时刻，原边电流由正值过零，并且向负方向增加，此时 Q_2 和 Q_3 为原边电流提供通路。由于原边电流仍不足以提供负载电流，负载电流仍由两个整流管提供回路，因此原边绕组电压仍然为零，加在谐振电感两端电压是电源电压 V_{in}，原边电流反向增加。原边电流为：

$$i_p(t) = -\frac{V_{in}}{L_r}(t - t_4) \tag{3.14}$$

到 t_5 时刻，原边电流达到折算到原边的负载电流$-I_{Lf}(t_5)/K$ 值，该开关模态结束。此时，整流管 $DR1$ 关断，$DR2$ 流过全部负载电流。开关模态 5 的持续时间为：

$$t_{45} = \frac{L_r \cdot I_{Lf}(t_5)/K}{V_{in}} \tag{3.15}$$

(7) 开关模态 6

$[t_5, t_6]$，对应于图 3.6(g)。在这段时间里，电源给负载供电，原边电流为：

$$i_p(t) = -\frac{V_{in} - KV_o}{L_r + K^2 L_f} \tag{3.16}$$

因为 $L_r \ll K^2 L_f$，式(3.16)可简化为下式：

$$i_p(t) = -\frac{V_{in}/K - V_o}{KL_f}(t - t_5) \tag{3.17}$$

在 t_6 时刻，Q_3 关断，变换器开始另一半个周期的工作，其工作情况类似于上述的半个周期。

3.3 两个桥臂实现 ZVS 的差异

3.3.1 实现 ZVS 的条件

由第二节的分析可以知道，要实现开关管的零电压开通，必须有足够的能量来抽走将要开通的开关管结电容(或外部附加电容)上的电荷，并给同一桥臂将要关断的开关管结电容(或外部附加电容)充电。同时，考虑到变压器的原边绕组电容，还要一部分能量来抽走变压器原边绕组寄生电容 C_{TR}上的电荷。也就是说，必须满足下式：

$$E > \frac{1}{2}C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_{TR}V_{in}^2 = C_i V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_{TR}V_{in}^2 \qquad (i = lead,\ lag) \tag{3.18}$$

如果开关管是 MOSFET，而且 MOSFET 不并联外接电容，只是利用它自身的结电容来实现 ZVS，那么上式可变为：

$$E > \frac{4}{3}C_{MOS}V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_{TR}V_{in}^2 \tag{3.19}$$

式(3.19)是将式(3.18)中等号右边的 $C_i V_{in}^2$ 改变为 $\frac{4}{3}C_{MOS}V_{in}^2$ 得到的。这是因为 MOSFET的结电容 C_{MOS}不是一个恒定电容，而是一个非线性电容，其容值是反比于其两端电压的平方根的[2,4]。

3.3.2 超前桥臂实现 ZVS

超前桥臂容易实现 ZVS。这是因为在超前桥臂开关过程中，输出滤波电感 L_f 是与谐振电感 L_r 串联的，此时用来实现 ZVS 的能量是 L_r 和 L_f 中的能量。一般来说，L_f 很大，在超前桥臂开关过程中，其电流近似不变，类似于一个恒流源。这个能量很容易满足式(3.18)。

3.3.3 滞后桥臂实现 ZVS

滞后桥臂要实现 ZVS 比较困难。这是因为在滞后桥臂开关过程中，变压器副边是短路的，此时整个变换器就被分为两部分，一部分是原边电流逐渐改变流通方向，其流通路径由逆变桥提供；另一部分是负载电流由整流桥提供续流回路，负载侧与变压器原边没有关系。此时用来实现 ZVS 的能量只是谐振电感中的能量，如果不满足式(3.20)，那么就无法实现 ZVS。

$$\frac{1}{2}L_r I_2^2 > C_{lag}V_{in}^2 + \frac{1}{2}C_{TR}V_{in}^2 \tag{3.20}$$

由于输出滤波电感 L_f 不参与滞后桥臂 ZVS 的实现，较超前桥臂而言，滞后桥臂实

现 ZVS 就要困难得多，因为谐振电感比输出滤波电感要小得多。

3.4 实现 ZVS 的策略及副边占空比的丢失

从上面的讨论中可以知道，超前桥臂容易实现 ZVS，而滞后桥臂则要困难些。只要满足条件使滞后桥臂能够实现 ZVS，那么超前桥臂就肯定可以实现 ZVS。因此 PS-ZVS-PWM 变换器实现 ZVS 的关键在于滞后桥臂。滞后桥臂实现 ZVS 的条件就是式(3.20)。从式(3.20)中可以看出，要满足它，要么增加谐振电感 L_r，要么增加 I_2。

3.4.1 增加励磁电流

对于一定的谐振电感 L_r，必须有一个最小的 I_2 值 $I_{2\min}$来保证谐振电感 L_r 中的能量 $\frac{1}{2}L_rI_{2\min}^2$能实现 ZVS。文献[3]提出了用增加励磁电流 I_m 的办法来实现 ZVS，实质上就是提高 $I_{2\min}$。

由于增加了励磁电流 I_m，使得原边电流在负载电流的基础上多了一份励磁电流，因而增加了它的最大电流值，也使通态损耗加大。同时，励磁电流的增大，也增大了变压器损耗。因此在励磁电流的选取上，应充分考虑器件和变压器损耗。

3.4.2 增大谐振电感

由于励磁电流与负载无关，因而在轻载时，变换器的效率很低。实现 ZVS 的另一种方式，就是增加谐振电感。在一定的负载范围内实现 ZVS，可以知道一个最小的负载电流，根据这个电流，忽略励磁电流，可得到 I_2 的最小值 $I_{2\min}$，再利用式(3.20)计算出所需的是小谐振电感。

3.4.3 副边占空比的丢失

副边占空比的丢失是 PS-ZVS-PWM 变换器中一个特有的现象。所谓副边占空比丢失，就是说副边的占空比 D_{sec}小于原边的占空比 D_p，即：$D_{sec}<D_p$，其差值就是副边占空比丢失 D_{loss}：

$$D_{loss}=D_p-D_{sec} \tag{3.21}$$

副边占空比丢失的原因是：存在原边电流从正向(或负向)变化到负向(或正向)负载电流的时间，即图 3.5 中的$[t_2, t_5]$和$[t_8, t_{11}]$时段。在这段时间里，虽然原边有正电压方波(或负电压方波)，但原边不足以提供负载电流，副边整流桥的所有二极管导通，负载处于续流状态，其两端电压为零。这样副边就丢失了$[t_2, t_5]$和$[t_8, t_{11}]$这部分电压方波。在图 3.5 中，阴影部分就是副边丢失的电压方波，这部分时间与二分之一开关周期的比值就是副边的占空比丢失 D_{loss}，即：

$$D_{loss}=\frac{t_{25}}{T_s/2} \tag{3.22}$$

而

$$t_{25}=\frac{L_r\cdot[I_2-I_{Lf}(t_5)/K]}{V_{in}} \tag{3.23}$$

那么，有：

$$D_{loss} = \frac{2L_r \cdot [I_2 - I_{Lf}(t_5)/K]}{V_{in} \cdot T_s} \tag{3.24}$$

从式(3.24)中可以知道：L_r 越大，D_{loss}越大；负载越大，D_{loss}越大；V_{in}越低，D_{loss}越大。

D_{loss}的产生使 D_{sec}减小，为了在负载上得到所要求的输出电压，就必须减小原副边的匝比。而匝比的减小，带来两个问题：①原边的电流增加，开关管的电流峰值要增加，通态损耗加大；②副边整流桥的耐压值要增加。为了减小 D_{loss}、提高 D_{sec}，可以采用饱和电感的办法[16]，就是将谐振电感 L_r 改为饱和电感，但还是存在 D_{loss}。

3.5 整流二极管的换流情况

在 PS-ZVS-PWM 变换器中，变压器在$[t_2, t_5]$时间里工作在短路状态，本节讨论在这个特殊的工作状态下整流二极管的换流情况。一般而言，输出整流电路有两种，一种是四个整流二极管构成的全桥整流方式，另一种是两个整流二极管构成的双半波整流方式，即全波整流方式。当输出电压比较高、输出电流比较小时，一般采用全桥整流方式。当输出电压比较低、输出电流比较大时，为了减小整流桥的通态损耗，提高变换器的效率，一般选用全波整流方式。

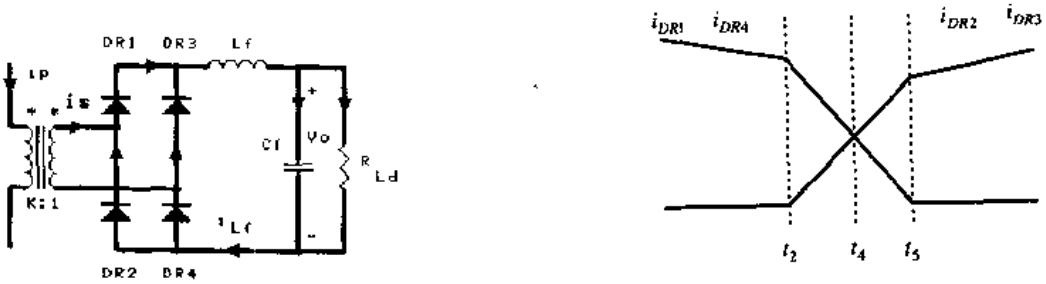
无论采用何种整流方式，如果忽略励磁电流，变压器原副边的电压和电流关系为：

$$v_s = v_p/K \tag{3.25}$$

$$i_p = i_s/K \tag{3.26}$$

3.5.1 全桥整流方式

在$[t_2, t_5]$时间里，由于所有整流管同时导通，将变压器的副边电压箝在零位，这时变压器的原边电压也为零。这样原边电流与副边无关，仅仅决定于电源电压和谐振电感的大小。图 3.7 是全桥整流方式下的电路结构及其主要波形。



(a)电路图　　(b)主要波形

图 3.7 全桥整流方式

在 t_2 时刻，负载电流流经 $DR1$ 和 $DR4$。在$[t_2, t_5]$时段里，变压器原边电流减小，其副边电流 i_s 也减小，小于输出滤波电感电流，即 $i_s < i_{Lf}$，不足以提供负载电流。此时 $DR2$ 和 $DR3$ 导通，为负载提供不足部分的电流。各个电流的关系式为：

$$i_{DR1} + i_{DR3} = i_{Lf} \tag{3.27}$$

$$i_{DR3} + i_s = i_{DR4} \tag{3.28}$$

一般 $DR1 \sim DR4$ 是同一型号的器件，而 $DR1$ 和 $DR4$、$DR2$ 和 $DR3$ 的工作情况是一样的，即：

$$i_{DR1} = i_{DR4} \tag{3.29}$$

$$i_{DR2} = i_{DR3} \tag{3.30}$$

根据式(3.27)～(3.30)以及变压器的原副边电流关系式(3.26)，可以得出整流管的电流表达式：

$$i_{DR1} = i_{DR4} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + Ki_p) \tag{3.31}$$

$$i_{DR2} = i_{DR3} = \frac{1}{2}(i_{Lf} - Ki_p) \tag{3.32}$$

根据上面两式，可以知道整流管的换流情况：

①$[t_2, t_4]$时段，$i_p>0$，$DR1$ 和 $DR4$ 中流过的电流大于 $DR2$ 和 $DR3$ 中流过的电流，即：

$$i_{DR1} = i_{DR4} > i_{DR2} = i_{DR3} \tag{3.33}$$

②在 t_4 时刻，$i_p=0$，四个整流管中流过的电流相等，均为负载电流的一半，即：

$$i_{DR1} = i_{DR4} = i_{DR2} = i_{DR3} = i_{Lf}/2 \tag{3.34}$$

③$[t_4, t_5]$时段，$i_p<0$，$DR1$ 和 $DR4$ 中流过的电流小于 $DR2$ 和 $DR3$ 中流过的电流，即：

$$i_{DR1} = i_{DR4} < i_{DR2} = i_{DR3} \tag{3.35}$$

④在 t_5 时刻，$i_p=-i_{Lf}/K$，$DR2$ 和 $DR3$ 流过全部负载电流，$DR1$ 和 $DR4$ 的电流为零，即：

$$i_{DR2} = i_{DR3} = i_{Lf} \tag{3.36}$$

$$i_{DR1} = i_{DR4} = 0 \tag{3.37}$$

此时，$DR1$ 和 $DR4$ 关断，$DR2$ 和 $DR3$ 承担全部负载电流，从面完成了整流二极管的换流过程。

3.5.2 全波整流方式

图 3.8 是全波整流方式的电路图及其主要波形，各个电流的参考方向如图所示，这样有：

$$i_{s1} = i_{DR1} \tag{3.38}$$

$$i_{s2} = -i_{DR2} \tag{3.39}$$

在 t_2 时刻，负载电流流经 $DR1$。在$[t_2, t_5]$时段里，变压器原边电流减小，其副边绕组 1 的电流也减小，小于输出滤波电感电流，即 $i_{s1}<i_{Lf}$，不足以提供负载电流。此时 $DR2$ 导通，由副边绕组 2 为负载提供不足部分的电流，即：

$$i_{DR1} + i_{DR2} = i_{Lf} \tag{3.40}$$

变压器原副边的电流关系为：

$$i_{s1} + i_{s2} = Ki_p \tag{3.41}$$

由式(3.38)～(3.41)可以解出各个电流的表达式：

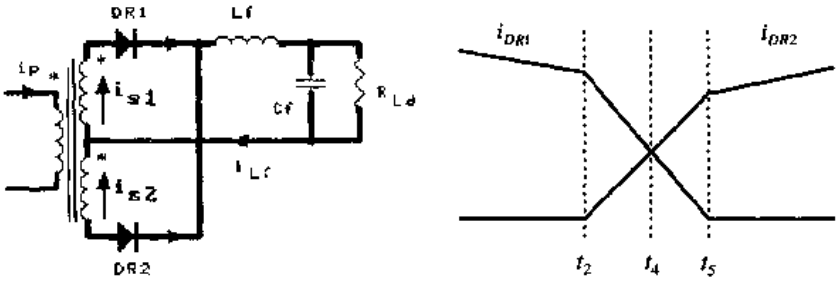


图 3.8 全波整流方式

$$i_{s1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + Ki_p) \tag{3.42}$$

$$i_{s2} = -\frac{1}{2}(i_{Lf} - Ki_p) \tag{3.43}$$

$$i_{DR1} = \frac{1}{2}(i_{Lf} + Ki_p) \tag{3.44}$$

$$i_{DR2} = \frac{1}{2}(i_{Lf} - Ki_p) \tag{3.45}$$

根据式(3.44)和(3.45)，可以知道整流管的换流情况：

①$[t_2, t_4]$时段，$i_p>0$，流过 $DR1$ 的电流大于流过 $DR2$ 的电流，即：

$$i_{DR1} > i_{DR2} \tag{3.46}$$

②在 t_4 时刻，$i_p=0$，两个整流管中流过的电流相等，均为负载电流的一半，即：

$$i_{DR1} = i_{DR2} = i_{Lf}/2 \tag{3.47}$$

③$[t_4, t_5]$时段，$i_p<0$，$DR1$ 中流过的电流小于 $DR2$ 中流过的电流，即：

$$i_{DR1} < i_{DR2} \tag{3.48}$$

④在 t_5 时刻，$i_p=-i_{Lf}/K$，$DR2$ 中流过全部负载电流，$DR1$ 中的电流为零，即：

$$i_{DR2} = i_{Lf} \tag{3.49}$$

$$i_{DR1} = 0 \tag{3.50}$$

此时，$DR1$ 关断，$DR2$ 承担全部负载电流，从而完成整流管的换流过程。

3.6 仿真结果

为了验证 PS-ZVS-PWM 全桥变换器的工作原理，本节利用 PSPICE 软件对 PS-ZVS-PWM 全桥变换器作了仿真分析。

仿真所需的主要数据为：

- 输入直流电压：$V_{in}=310V$；
- 输出直流电压：$V_o=52.8V$；
- $Q_1(D_1\&C_1)\sim Q_4(D_4\&C_4)$：IRF840；

- 谐振电感：$L_r=26\mu H$；
- 变压器原副边匝比：3；
- 输出滤波电感：$L_f=88\mu H$；
- 输出滤波电容：$C_f=6600\mu F$；
- 开关频率：$f_s=80kHz$。

图 3.9 是输出 10A/52.8V 时的仿真波形，其中图 3.9(a)是原边电压和原边电流波形，图 3.9(b)是原边电压和副边电压波形。从这两个图中可以看出，当原边电流从正方向(或负方向)变化到负方向(或正方向)负载电流时，副边存在占空比丢失。图3.9(c)是 Q_2 的驱动波形及其漏源极电压 $v_{DS(Q_2)}$波形。图中表明，当 $v_{DS(Q_2)}$下降到零，其反并二极管导通时，开通 Q_2，因此 Q_2 是零电压开通。在 Q_2 关断时，其结电容的存在，使它是零电压关断。因此移相控制方式实现了开关管的零电压开关。

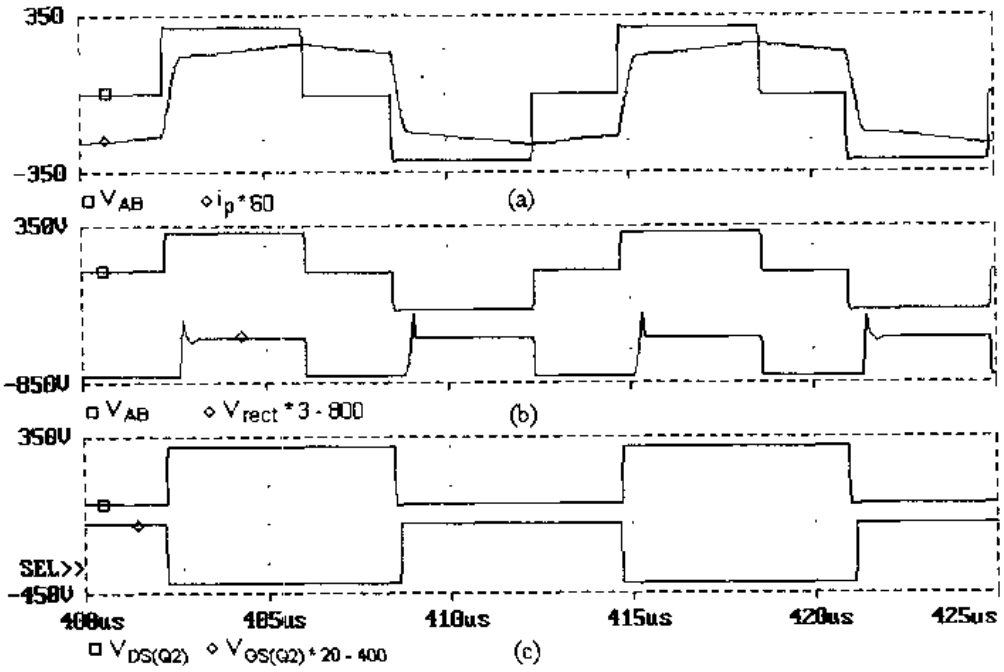


图 3.9 仿真波形

图 3.10 和图 3.11 分别是全桥整流方式和全波整流方式下的电压电流关系图。图 3.10(a)、(b)和图 3.11(a)、(b)说明在两种整流方式下，变压器的原、副边电压和电流的关系是符合变压器的基本规律的。即：

$$v_{sec}=v_P/K \quad \text{(全桥整流方式)} \tag{3.51}$$

$$i_{sec}=Ki_P \quad \text{(全桥整流方式)} \tag{3.52}$$

$$v_{sec1}=v_{sec2}=v_P/K \quad \text{(全波整流方式)} \tag{3.53}$$

$$i_{sec1}+i_{sec2}=Ki_P \quad \text{(全波整流方式)} \tag{3.54}$$

上面四个表达式是基于图 3.7 和图 3.8 的电流和电压的参考方向的。

图 3.10(c)和图 3.11(c)表明当原边电流不足以提供负载电流时，整流桥的所有二极管同时导通，为负载提供续流回路。

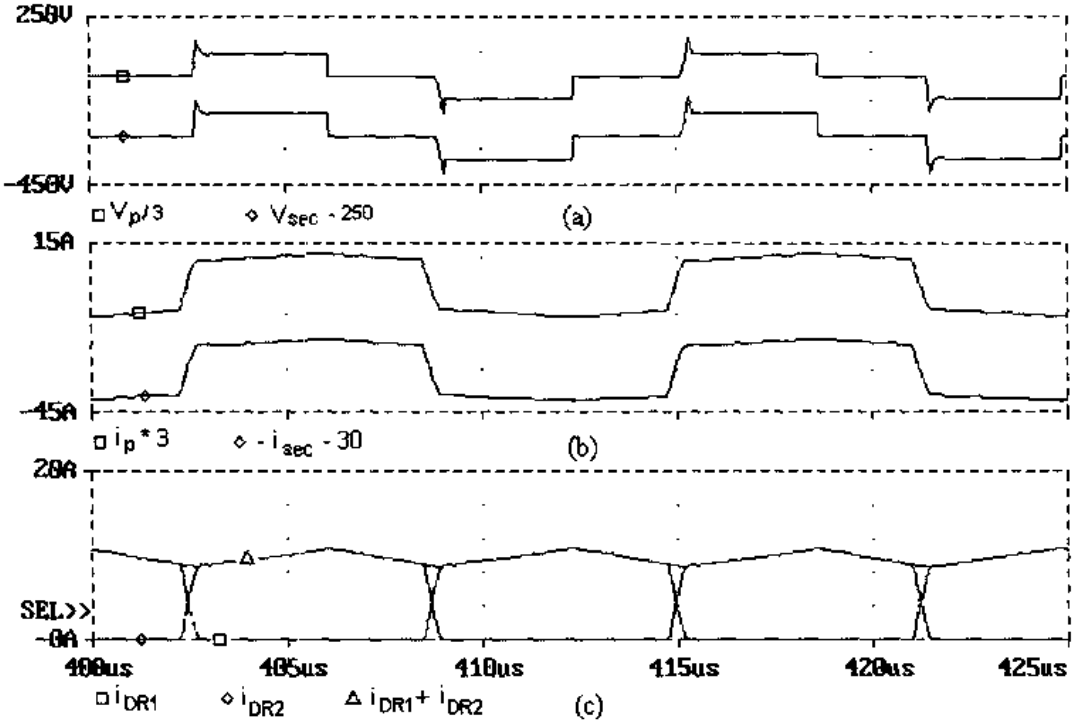


图 3.10 全桥整流方式

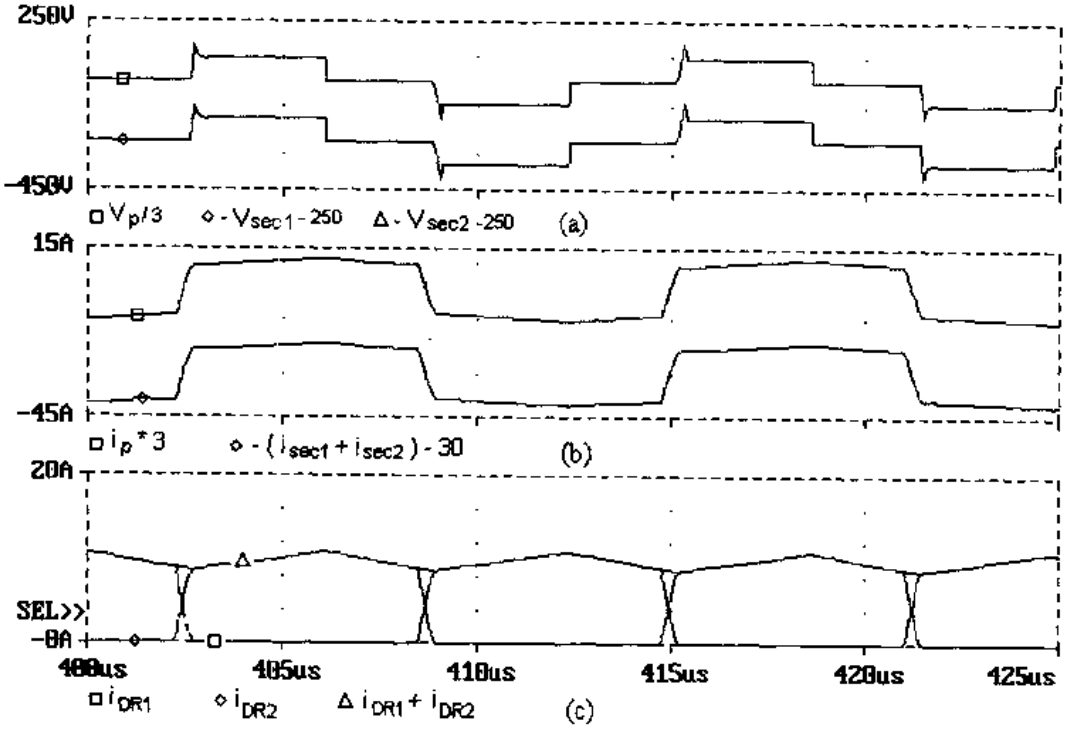


图 3.11 全波整流方式

本章小结

本章提出了 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的三种控制方式，并以移相控制方式为例，分析了该类变换器的基本原理。通过以上分析，可以得出以下结论：

①移相控制零电压 PWM 变换器工作于零电压开关条件下，因而大大减小了开关损耗，有利于提高开关频率，减小变换器的体积和重量；

②无论副边是全桥整流方式还是全波整流方式，变压器原副边的电压电流是符合变压器的基本规律的；

③超前桥臂比滞后桥臂容易实现零电压开关；

④由于谐振电感串联于主回路中，副边存在占空比丢失。

第四章　采用辅助网络的移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器

4.1 引　　言

在第三章中，我们分析了基本的移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的工作原理。超前桥臂利用输出滤波电感的能量来实现 ZVS，由于输出滤波电感较大，因此超前桥臂容易实现 ZVS；而滞后桥臂实现 ZVS 的能量是变压器漏感的能量，漏感一般很小，因此滞后桥臂实现 ZVS 比较困难。为了实现滞后桥臂的零电压开关，在原边串联了一个谐振电感。但谐振电感的加入导致了副边占空比的丢失，尤其是在输入电压最低、负载最大时，占空比丢失最厉害。为了在输入电压最低、负载最大时依然得到要求的输出电压，必须减小变压器的原副边匝比。匝比的减小带来两个不利影响：①原边电流变大，使得开关管的通态损耗加大，开关管的电流定额提高；②副边整流桥的电压应力增大。

为了减小漏感或串接电感，提高副边有效占空比，加入辅助电路成为一种趋势。文献[7～13]提出了许多方法，但依然存在一些缺陷。

本章提出了一种新的变换器拓扑，它在传统的全桥变换器的基础上加入一个简洁的辅助网络，该电路可在任意负载和输入电压范围内实现零电压开关，并且大大减小占空比丢失。本章首先提出一种辅助网络，分析它的工作原理，然后提出电流增强原理，基于此原理，将辅助电路加入到传统的全桥变换器中，得到一种新颖的变换器拓扑，接着分析该拓扑的工作原理及其参数设计，最后利用 PSPICE 对该变换器进行仿真并且给出实验结果，验证该电路的可行性。在本章的最后，介绍基于电流增强原理的两种由其他辅助网络构成的 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器。

4.2 辅助网络的工作原理

图 4.1 给出了辅助网络的电路图和它的主要波形图，Q_2 和 Q_4 是开关管，D_2 和 D_4 是它们的反并二极管，C_2 和 C_4 分别是 Q_2 和 Q_4 的缓冲电容，D_{a1}和 D_{a2}是辅助二极管，L_a 是辅助电感，C_{a1}和 C_{a2}是辅助电容，它们分别包括了 D_{a1}和 D_{a2}的结电容。

Q_2 和 Q_4 是 180°互补导通的，即它们分别导通 $T_s/2$。在一个开关周期中，辅助网络有 8 个开关模态，其等效电路如图 4.2 所示。

在分析辅助网络的工作原理之前，作如下假设：

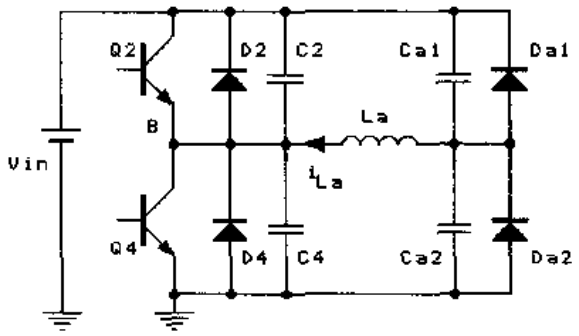
①所有开关管、二极管均为理想器件；

②电容、电感均为理想元件；

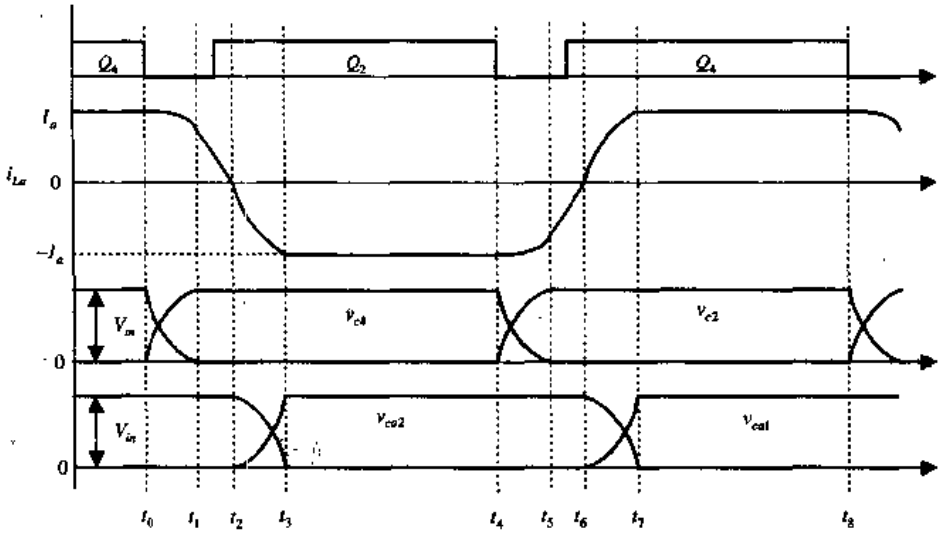
③ $C_2=C_4=C_r$，$C_{a1}=C_{a2}=C_a$；

(1)开关模态 0

t_0 时刻，对应于图 4.2(a)。在 t_0 时刻之前，Q_4 处于导通状态，辅助电感电流处于自



(a)电路图



(b)波形图

图 4.1 辅助网络及其波形

然续流状态，流经 Q_4 和 D_{a2}，其电流值为 $I_a=V_{in}/\sqrt{\frac{L_a}{2C_a}}$(这在后面将会解释)。

(2)开关模态 1

$[t_0, t_1]$，对应于图 4.2(b)。在 t_0 时刻，Q_4 关断，辅助电感电流 i_{La}从 Q_4 转移到 C_2 和 C_4 中，给 C_4 充电，给 C_2 放电，辅助电感 L_a 与 C_2 和 C_4 谐振工作。辅助电感电流 i_{La}与 C_2 和 C_4 的电压分别为：

$$v_{C4}(t)=I_a\cdot Z_{a1}\sin\omega_{a1}(t-t_0) \tag{4.1}$$

$$v_{C2}(t)=V_{in}-I_a\cdot Z_{a1}\sin\omega_{a1}(t-t_0) \tag{4.2}$$

$$i_{La}(t)=I_a\cdot\cos\omega_{a1}(t-t_0) \tag{4.3}$$

式中，$Z_{a1}=\sqrt{L_a/2C_r}$，$\omega_{a1}=1/\sqrt{2L_aC_r}$。

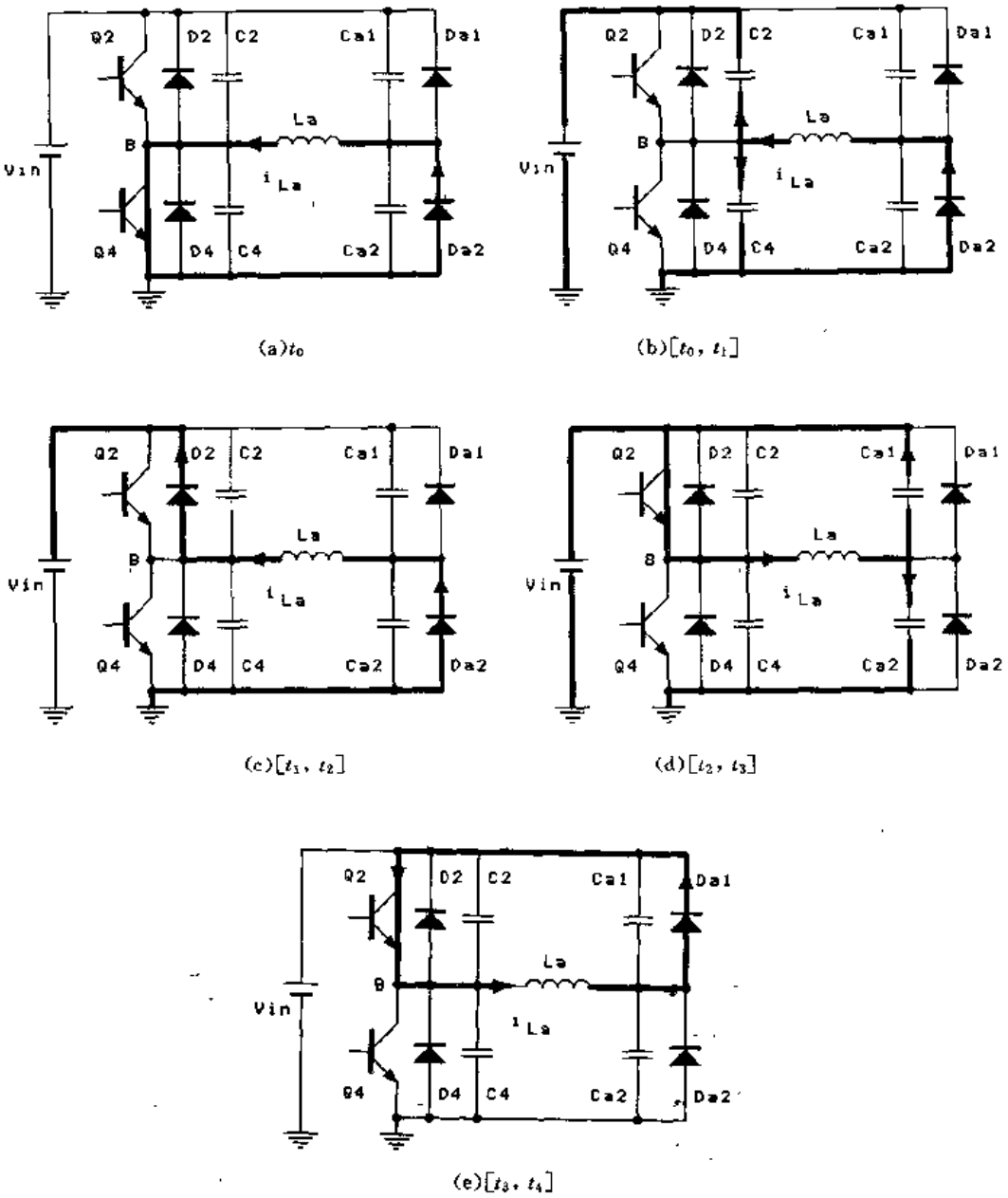
在 t_1 时刻，C_4 的电压上升到输入电源电压 V_{in}，C_2 的电压下降到零，此时 D_2 导通，将 Q_2 的电压箝在零位。

(3)开关模态 2

$[t_1, t_2]$，对应于图 4.2(c)。在此开关模态中，开通 Q_2，由于 D_2 导通，Q_2 是零电压开通。辅助电感电流 i_{La}流经 D_2 和 D_{a2}，加在辅助电感上的电压为$-V_{in}$，其电流线性下降。

$$i_{La}(t) = i_{La}(t_1) - \frac{V_{in}}{L_a}(t - t_1) \tag{4.4}$$

在 t_2 时刻，i_{La}下降到零，开关模态 2 结束。



(a)t_0　　(b)$[t_0, t_1]$

(c)$[t_1, t_2]$　　(d)$[t_2, t_3]$

(e)$[t_3, t_4]$

图 4.2　各种开关模态下的等效电路图

(4)开关模态 3

$[t_2, t_3]$，对应于图 4.2(d)。在此模态中，辅助电感 L_a 和辅助电容 C_{a1}和 C_{a2}谐振工作。i_{La}反向增加，给 C_{a2}充电，同时给 C_{a1}放电。

$$i_{La}(t) = -\frac{V_{in}}{Z_{a2}} \cdot \sin\omega_{a2}(t - t_2) \tag{4.5}$$

$$v_{ca1}(t) = V_{in}\cos\omega_{a2}(t - t_2) \tag{4.6}$$

$$v_{ca2}(t) = V_{in}[1 - \cos\omega_{a2}(t - t_2)] \tag{4.7}$$

式中，$Z_{a2}=\sqrt{L_a/2C_a}$，$\omega_{a2}=1/\sqrt{2L_aC_a}$。

在 t_3 时刻，C_{a2}的电压上升到输入电源电压 V_{in}，C_{a1}的电压下降到零，此时 D_{a1}导通，开关模态 3 结束。此模态的持续时间为 t_{23}：

$$t_{23}=\frac{\pi}{2}\cdot\sqrt{2L_aC_a} \tag{4.8}$$

$$I_{La}(t_3)=-\frac{V_{in}}{Z_{a2}}=-I_a \tag{4.9}$$

(5)开关模态 4

$[t_3, t_4]$，对应于图 4.2(e)。在此开关模态中，Q_2 和 D_{a1}导通，加在辅助电感 L_a 的电压为零，i_{La}处于自然续流状态，电流值为$-I_a$。

在 t_4 时刻，Q_2 关断，开始开关周期的另一个半周$[t_4, t_8]$，工作情况与$[t_0, t_4]$类似。

从上面的分析中，我们知道：

①辅助电感电流 i_{La}的最大值 I_a 只与输入电源电压 V_{in}和辅助网络的特征阻抗 Z_{a2}有关；

②辅助电容的电压应力为输入电源电压 V_{in}，辅助二极管的电压应力也为 V_{in}，且其电流应力为 I_a；

③当 Q_4 关断时，辅助电感电流 i_{La}是以最大电流 I_a 流入节点 B 的；而当 Q_2 关断时，辅助电感电流 i_{La}是以最大电流 I_a 流出节点 B 的。

4.3 电流增强原理

图 4.3 是基本的移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器及其波形。从中可看出，当 Q_4 关断时，原边电流 i_p 流入节点 B；而当 Q_2 关断时，原边电流 i_p 流出节点 B。

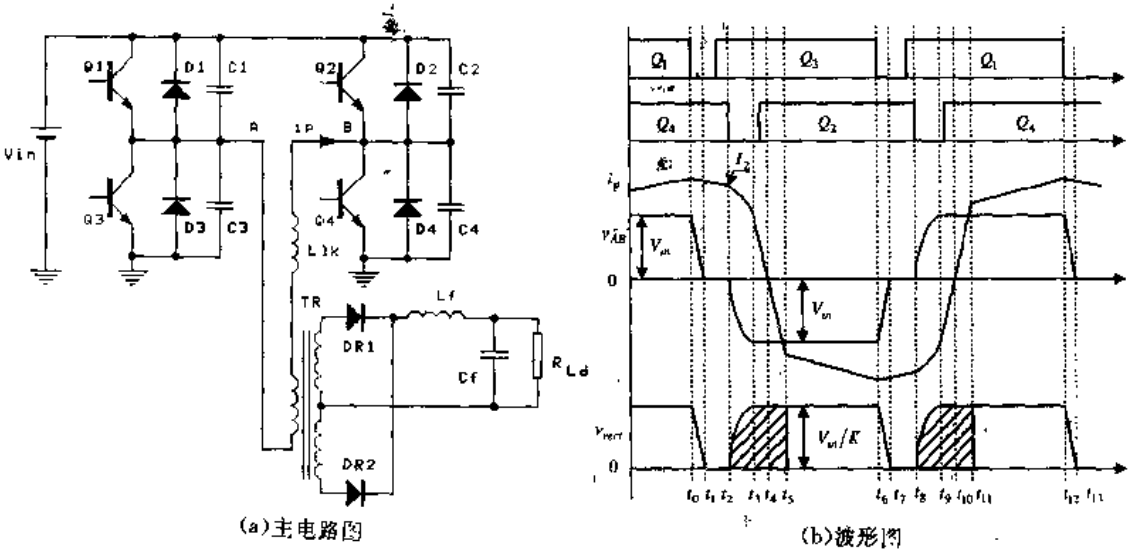


图 4.3 基本的移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器及其波形

从图 4.1 和图 4.3 中可以得到一个想法，这就是：如果两个电路并联，共用一个桥臂，即共用 Q_2 和 Q_4，那么就可以构成图 4.4 所示的全桥变换器。这样，当 Q_4 关断时，原

边电流 i_p 和辅助电感电流 i_{La}同时流入节点 B；而当 Q_2 关断时，i_p 和 i_{La}同时流出节点 B。因此在开关管 Q_2 和 Q_4 开关时，原边电流和辅助电感电流同时流入或同时流出节点 B，两个电流是相互增强的，这就是所谓电流增强原理。这两个电流同时给开关管的并接电容充放电，使之在各种工作状态下，在开关管开通前抽完并联于该管的电容的电荷，实现零电压开关。

在图 4.4 中，辅助网络是加在滞后桥臂上，这是因为滞后桥臂实现零电压开关比较困难。实际上超前桥臂也可以加一个辅助网络，其工作情况同样满足电流增强原理。由于超前桥臂容易实现零电压开关，因此一般不必加辅助网络。

4.4 工作原理

图 4.4 是采用辅助网络的移相控制全桥变换器主电路及其波形，图 4.5 是各模态的电路图。Q_1 和 Q_3 构成超前桥臂，Q_2 和 Q_4 构成滞后桥臂，L_r 是饱和电感，在开关管 Q_2 和 Q_4 开关过程中，它工作在线性状态，这样可防止开关管开关过程中原边电流向相反方向变化太快。开关管开关过程结束后，它立即进入饱和状态，原边电流很快上升到负载电流，从而使占空比丢失大大减小，提高副边有效占空比，使副边有效占空比近似等于原边占空比。

在分析之前，作如下假设：

①所有开关管、二极管均为理想器件；

②电容、电感均为理想元件；

③饱和电感在线性区电感量为 L_r，饱和状态时电感量为 0，其临界饱和电流值为 I_c；

④ $C_2=C_4=C_r$，$C_{a1}=C_{a2}=C_a$；

⑤变压器原副边匝比为 K。

在一个开关周期中，变换器有 10 种工作模态，描述如下：

(1)开关模态 0

在 t_0 时刻，对应于图 4.5(a)。D_3 和 Q_4 导通，$v_{AB}=0$，变压器原边电流处于续流状态。辅助电感电流也处于续流状态，它流过 Q_4 和 D_{a2}，电流值为 $I_{La}(t_0)=I_a=\dfrac{V_{in}}{\sqrt{L_a/2C_a}}$。同时，$V_{c4}(t_0)=0$，$V_{c2}(t_0)=V_{in}$，$V_{ca2}(t_0)=0$，$V_{ca1}(t_0)=V_{in}$。

(2)开关模态 1

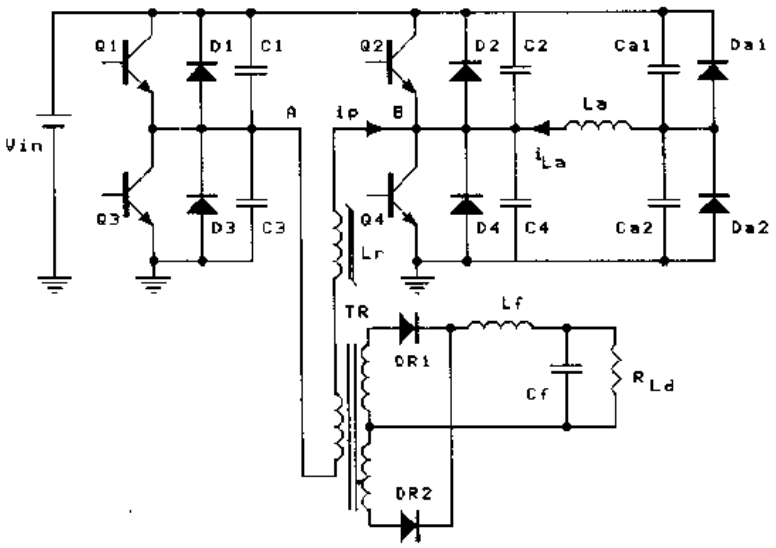
$[t_0, t_1]$，对应于图 4.5(b)。在 t_0 时刻，Q_4 关断，i_{La}和 i_p 同时给 C_4 充电，给 C_2 放电，$v_{AB}=-v_{c4}$。L_r 脱离饱和，进入线性区，原边电流立即下降到临界饱和电流 I_c，并且继续下降。在这段时间里，各电容电压、电感电流为：

$$v_{c4}(t) = Z_1(I_c + I_a)\sin\omega_1(t - t_0) \tag{4.10}$$

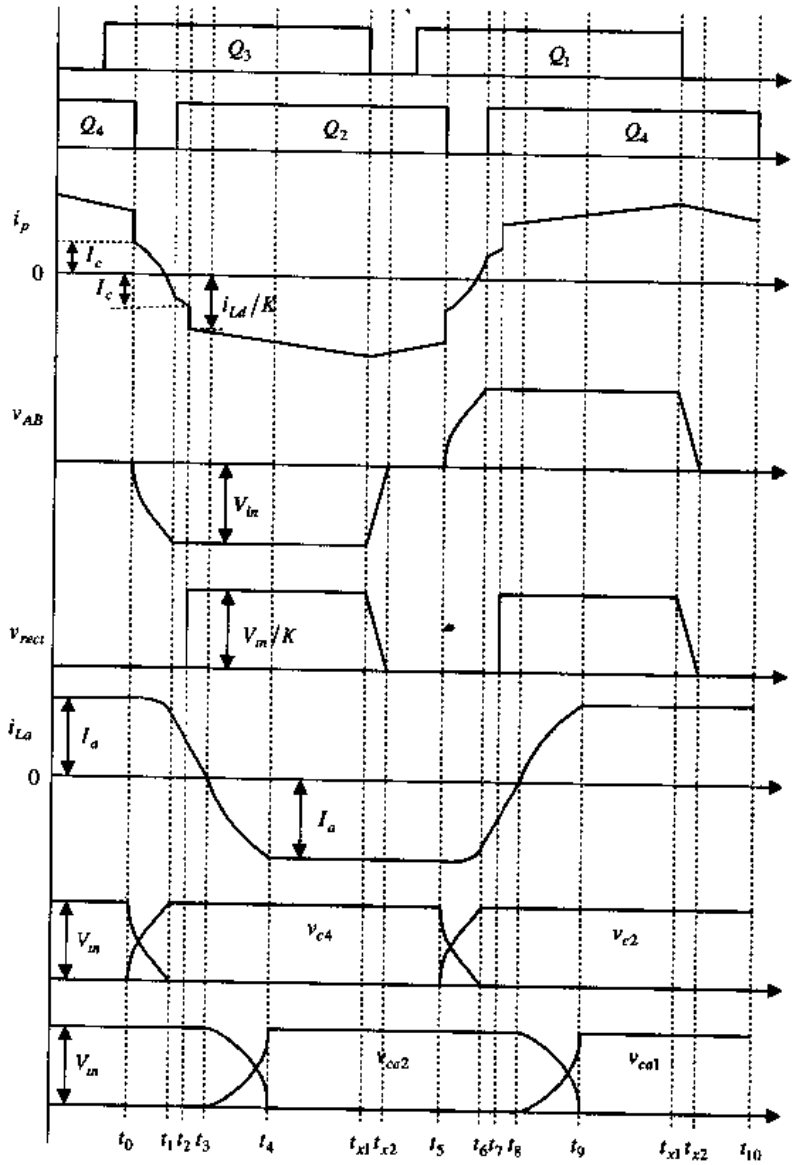
$$v_{c2}(t) = V_{in} - Z_1(I_c + I_a)\sin\omega_1(t - t_0) \tag{4.11}$$

$$i_p(t) = \frac{L_e}{L_r}(I_c + I_a)(\cos\omega_1(t - t_0 - 1)) + I_c \tag{4.12}$$

$$i_{La}(t) = \frac{L_e}{L_a}(I_c + I_a)(\cos\omega_1(t - t_0 - 1)) + I_a \tag{4.13}$$



(a) 主电路



(b)波形图

图 4-4　采用辅助网络的桥式变换器及其波形

式中，$L_e=\frac{L_r \cdot L_a}{L_r+L_a}$，$Z_1=\sqrt{L_e/2C_r}$，$\omega_1=1/\sqrt{2L_eC_r}$。

在 t_1 时刻，C_1 电压上升到 V_{in}，C_2 电压下降到零，D_2 自然导通，开关模态 1 结束，其持续时间为：

$$t_{01}=\frac{1}{\omega_1}\sin^{-1}\frac{V_{in}}{Z_1(I_c+I_a)} \tag{4.14}$$

开关模态 1 结束时，L_a 和 L_r 的电流为：

$$I_{La}(t_1)=\frac{L_e}{L_a}\sqrt{(I_c+I_a)^2-\left(\frac{V_{in}}{Z_1}\right)^2}-\frac{L_e}{L_a}(I_c+I_a)+I_a \tag{4.15}$$

$$I_p(t_1)=\frac{L_e}{L_r}\sqrt{(I_c+I_a)^2-\left(\frac{V_{in}}{Z_1}\right)^2}-\frac{L_e}{L_a}(I_c+I_a)+I_c \tag{4.16}$$

(3)开关模态 2

$[t_1, t_2]$，对应于图 4.5(c)。在这段时间里，Q_2 零电压开通。$v_{AB}=-V_{in}$，L_e 和 L_r 两端电压均为 $-V_{in}$，其电流均线性下降。当原边电流下降到零时，D_3 自然关断，Q_3 中开始流过电流。在 t_2 时刻，L_r 的电流下降到 $-I_c$，L_r 进入饱和状态，其电流迅速下降为折算到原边的负载电流 $-I_{Ld}/K$。

$$i_p(t)=I_p(t_1)-\frac{V_{in}}{L_r}(t-t_1) \tag{4.17}$$

$$i_{La}(t)=I_{La}(t_1)-\frac{V_{in}}{L_a}(t-t_1) \tag{4.18}$$

开关模态 2 的持续时间 t_{12} 为：

$$t_{12}=[I_p(t_1)+I_c]L_r/V_{in} \tag{4.19}$$

而辅助电感电流下降到 $I_{La}(t_2)$：

$$I_{La}(t_2)=I_{La}(t_1)-[I_p(t_1)+I_c]L_r/L_a \tag{4.20}$$

(4)开关模态 3

$[t_2, t_3]$，对应于图 4.5(d)。在此开关模态中，Q_3 和 Q_2 导通，$v_{AB}=-V_{in}$，主功率回路给负载供电，辅助电感电流继续线性下降，直到下降到零，结束开关模态 3。在这段时间里：

$$i_{La}(t)=I_{La}(t_2)-\frac{V_{in}}{L_a}(t-t_2) \tag{4.21}$$

开关模态 3 的持续时间为：

$$t_{23}=L_a \cdot I_{La}(t_2)/V_{in} \tag{4.22}$$

(5)开关模态 4

$[t_3, t_4]$，对应于图 4.5(e)。从 t_3 开始，L_a 与 C_{a1} 和 C_{a2} 谐振，到 t_4 时，C_{a2} 的电压上升到 V_{in}，D_{a1} 自然导通。这段时间里，Q_3 和 Q_2 导通，$v_{AB}=-V_{in}$，主功率回路给负载供电，与辅助网络无关。

$$i_{La}(t)=\frac{V_{in}}{Z_2}\sin\omega_2(t-t_3) \tag{4.23}$$

$$v_{ca2}(t)=V_{in}[1-\cos\omega_2(t-t_3)] \tag{4.24}$$

$$v_{ca1}(t)=V_{in}\cos\omega_2(t-t_3) \tag{4.25}$$

式中，$Z_2=\sqrt{L_a/2C_a}$，$\omega_2=1/\sqrt{2L_aC_a}$。

开关模态 4 的持续时间为：

$$t_{34}=\frac{\pi}{2}\sqrt{2L_aC_a} \tag{4.26}$$

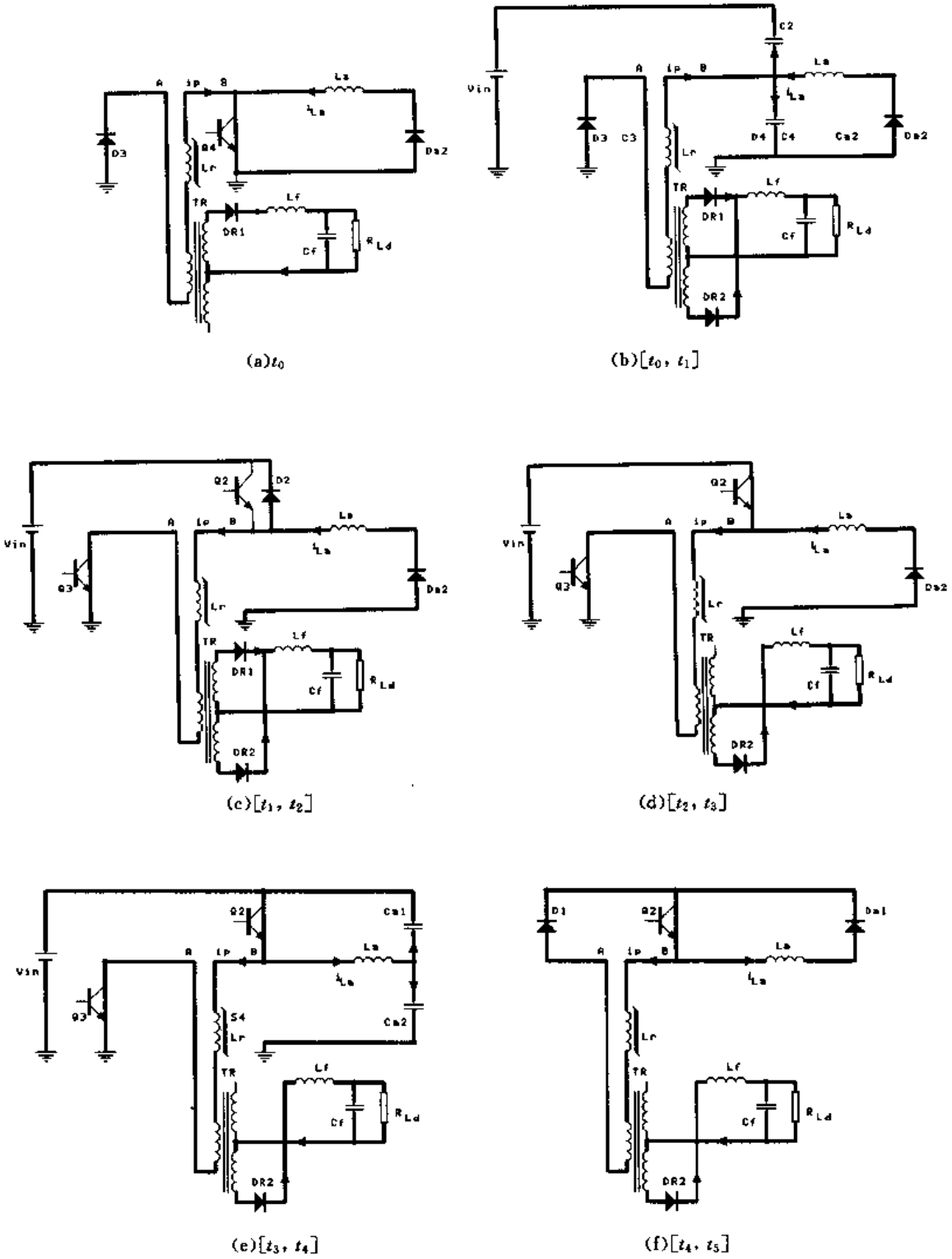


图 4.5　各种开关模态下的等效电路图

$$I_{La}(t_4)=-V_{in}/Z_2 \tag{4.27}$$

(6)开关模态 5

$[t_4, t_5]$，对应于图 4.5(f)。在 t_4时刻，D_{a1}导通，把 L_a 两端电压箝在零，辅助电感电流通过 Q_2和 D_{a1}续流，其电流值为 $I_{La}(t_4)$。同时，这段时间中的 t_{x1}时刻，Q_3零电压关断。在 t_{x2}时刻，D_1自然导通，Q_1零电压开通，$v_{AB}=0$，原边电流处于自然续流状态，流过 D_1 和 Q_2。这样为 t_5时刻关断 Q_2作了与 Q_4关断时相似的准备，即：$V_{c2}(t_5)=0, V_{c4}(t_5)=V_{in}$，$I_{La}(t_5)=-i_{in}/Z_2$，$V_{ca1}(t_5)=0, V_{ca2}(t_5)=V_{in}$。

$[t_5, t_{10}]$是一个开关周期的另一个半周期，工作情况与$[t_0, t_5]$半周类似。

从上面的分析可以知道：

①当滞后桥臂开关时，辅助电感电流 i_{La}是最大电流 I_a，流进或流出节点 B，帮助谐振电感实现滞后桥臂的零电压开关；

②辅助电容和辅助二极管不参与滞后桥臂的开关过程，只是为辅助电感建立最大电流 I_a，使滞后桥臂的开关过程十分简洁，便于优化设计参数，这在后面的分析将会看到。

4.5 实现零电压开关的条件

从上节讨论可知，要实现 ZVS，关键在于开关模态 1，它必须满足下列三个条件，即：

$$V_{c4}(t_1) = Z_1(I_c + I_a)\sin\omega_1 t_1 = V_{in} \tag{4.28}$$

$$I_p(t_1) = \frac{L_e}{L_r}(I_c + I_a)(\cos\omega_1 t_1 - 1) + I_c \geq -I_c \tag{4.29}$$

$$I_{La}(t_1) = \frac{L_e}{L_a}(I_c + I_a)(\cos\omega_1 t_1 - 1) + I_a \geq 0 \tag{4.30}$$

条件(4.28)是要求在开关模态 1 结束时，C_4的电压达到 V_{in}，能使 D_2自然导通，给 Q_2提供零电压开通的条件。条件(4.29)是保证在开关模态 1 结束时，饱和电感 L_r 仍然处于线性状态，不至于饱和。如果饱和电感此时进入饱和状态，原边电流就会立即变化到负载电流，从而使 Q_2失去零电压开关的条件。但是它也要接近于饱和边缘，以减小其从线性区变化到饱和区的时间，达到减小副边占空比丢失，提高副边有效占空比的目的。条件(4.30)是保证在开关模态 1 结束时，辅助电感电流不能改变方向，否则开关模态 1 不能成立。

一般而言，$\sin\omega_1 t_1$ 选择在 0.9 到 1 之间，以减小 $Z_1(I_c+I_a)$的值。

4.6 参数设计

根据上一节分析可以知道，要实现滞后桥臂的零电压开关，必须满足下列三个条件：

$$\sqrt{\frac{L_e}{2C_r}}(I_c + I_a)\sin\omega_1 t_1 = V_{in} \tag{4.31}$$

$$\frac{L_e}{L_r}(I_c + I_a)(\cos\omega_1 t_1 - 1) + I_c \geq -I_c \tag{4.32}$$

$$\frac{L_e}{L_a}(I_c + I_a)(\cos\omega_1 t_1 - 1) + I_a \geq 0 \tag{4.33}$$

那么，我们应在已知V_{in}，t_1和I_a的前提下求出下列参数：L_a，C_a，L_r，I_c和C_r。

4.6.1 辅助网络的参数选择

给定一个I_a值I_{ag}(此时取$V_{in}=V_{ig}$，V_{ig}是输入电压范围内的某一个电压值)，可以确定辅助网络的特征阻抗值Z_2，即：

$$Z_2=\sqrt{\frac{L_a}{2C_a}}=\frac{V_{ig}}{I_{ag}} \tag{4.34}$$

同时对辅助网络的谐振周期作出限制。假设要求L_a的电流从0上升到I_a的时间$\frac{\pi}{2}\sqrt{2L_aC_a}$为半个开关周期$T_s$的$\frac{1}{N}$，即：

$$\frac{\pi}{2}\sqrt{2L_aC_a}=\frac{T_s}{2N} \tag{4.35}$$

就可以由式(4.34)和(4.35)确定L_a和C_a的值。

$$L_a=\frac{V_{ig}T_s}{I_{ag}N\pi} \tag{4.36}$$

$$C_a=\frac{I_{ag}}{V_{ig}}\cdot\frac{T_s}{2N\pi} \tag{4.37}$$

4.6.2 L_r，C_r和I_c的确定

这三个参数由下列三个方程决定，即：

$$\sqrt{\frac{L_e}{2C_r}}(I_c+I_{ag})\sin\omega_1t_1=V_{ig} \tag{4.38}$$

$$\frac{L_e}{L_r}(I_c+I_{ag})(\cos\omega_1t_1-1)+I_c\geq-I_c \tag{4.39}$$

$$\sin\omega_1t_1=A_g \tag{4.40}$$

式(4.40)中A_g是$\sin\omega_1t$在t_1的值。

前面提到过，要实现滞后桥臂的零电压开关必须同时满足三个条件，而这里只用了前两个，即式(4.31)和(4.32)，而未用到式(4.33)。后面将要证明只要前两个条件满足，第三个条件自然满足。

由式(4.36)～(4.40)可以求出下列三个参数：

$$L_e=\frac{(\sqrt{1-A_g^2}+1)V_{ig}t_{1g}T_s/I_{ag}}{2T_sA_g\sin^{-1}A_g+t_{1g}(\sqrt{1-A_g^2}-1)N\pi} \tag{4.41}$$

$$C_r=\left(\frac{t_{1g}}{\sin^{-1}A_g}\right)^2\frac{1}{2L_e} \tag{4.42}$$

$$I_c=\left[\frac{2T_sA_g\sin^{-1}A_g+t_{1g}(\sqrt{1-A_g^2}-1)N\pi}{A_g\sin^{-1}A_g(\sqrt{1-A_g^2}+1)\cdot T_s}-1\right]\cdot I_{ag} \tag{4.43}$$

由$L_r=\frac{L_eL_a}{L_a-L_e}$，可得：

$$L_r=\frac{(\sqrt{1-A_g^2}+1)V_{ig}t_{1g}T_s}{2T_sA_g\sin^{-1}A_g-2N\pi\cdot t_{1g}}\cdot\frac{1}{I_{ag}} \tag{4.44}$$

4.6.3 V_{ig}的选取

前面讨论时，是针对一个给定的输入电压值V_{ig}来设计的，而输入电压V_{in}是变化的，一般允许它有－20%～＋15%的波动。为了在输入电压范围内均能实现零电压开关，有必要讨论V_{ig}的选取。

把前面求得的L_a，C_a，L_r，I_c和C_r值代入到式(4.38)和(4.39)中，可以得到：

$$A=\frac{A_g\left[2T_sA_g\sin^{-1}A_g+N\pi\cdot t_{1g}\left(\sqrt{1-A_g^2}-1\right)\right]}{2T_sA_g\sin^{-1}A_g+N\pi\cdot t_{1g}\left(\sqrt{1-A_g^2}-1\right)+\left(\frac{V_{ig}}{V_{in}}-1\right)(1-\sqrt{1-A_g^2})(A_gT_s\sin^{-1}A_g-N\pi\cdot t_{1g})} \tag{4.45}$$

$$\begin{aligned}I_p(t_1)+I_c=&\frac{2I_{ag}(T_sA_g\sin^{-1}A_g-N\pi\cdot t_{1g})}{(\sqrt{1-A_g^2}+1)T_sA_g\sin^{-1}A_g[2T_sA_g\sin^{-1}A_g+N\pi\cdot t_{1g}(\sqrt{1-A_g^2}-1)]}\cdot\\&\Big\{(\sqrt{1-A^2}-1)[2T_sA_g\sin^{-1}A_g+N\pi\cdot t_{1g}(\sqrt{1-A_g^2}-1)\\&+\left(\frac{V_{in}}{V_{ig}}-1\right)(\sqrt{1-A_g^2}+1)T_sA_g\sin^{-1}A_g]\\&+(1-\sqrt{1-A_g^2})[2T_sA_g\sin^{-1}A_g+N\pi\cdot t_{1g}(\sqrt{1-A_g^2}-1)]\Big\}\geq 0\end{aligned} \tag{4.46}$$

式(4.45)中的A只是一个符号，表示式(4.45)中等号右边的表达式，没有任何物理意义。

从式(4.46)可得到：

$$\frac{1-\sqrt{1-A^2}}{1-\sqrt{1-A_g^2}}\leq\frac{2T_sA_g\sin^{-1}A_g+N\pi\cdot t_{1g}(\sqrt{1-A_g^2}-1)}{2T_sA_g\sin^{-1}A_g+N\pi\cdot t_{1g}(\sqrt{1-A_g^2}-1)+\left(\frac{V_{in}}{V_{ig}}-1\right)T_sA_g\sin^{-1}A_g(\sqrt{1-A_g^2}+1)} \tag{4.47}$$

如果$\frac{V_{ig}}{V_{in}}<1$，那么从式(4.45)中可知：

$$A>A_g \tag{4.48}$$

显然此时式(4.47)不能成立，故必须有：

$$\frac{V_{ig}}{V_{in}}\geq 1 \tag{4.49}$$

也就是说，V_{ig}应该选择最大电压V_{inmax}，即：

$$V_{ig}=V_{inmax} \tag{4.50}$$

4.6.4 N值的选取

N值的选择是一个关键的问题，因为在输入电压和负载变化时，移相角也在变化，这时滞后桥臂的两个开关管虽然是互补导通，但并非完全是每个开关管均是导通180°，而是有些偏差，因而开关管有时导通角小于180°。为了能在移相角变化时，辅助电路电感的初始电流依然保持V_{in}/Z_2值，总是希望N值越大越好，但是N值大小要受到约束。

①L_c要大于零。从式(4.41)中可知N值要满足：

$$N < \frac{2T_s A_g \sin^{-1} A_g}{(1-\sqrt{1-A_g^2})t_{1g}\pi} \tag{4.51}$$

②L_r 要大于零。从式(4.44)中可知：

$$N < \frac{T_s A_g \sin^{-1} A_g}{t_{1g}\pi} \tag{4.52}$$

③要满足第三个条件，即式(4.33)，从式(4.32)中可知

$$\frac{L_e}{L_r}(I_c + I_a)(\sqrt{1-A^2}-1) + I_c \geq -I_c \tag{4.53}$$

注意式(4.53)是在任意电压 V_{in}时，A 值并不等于 A_g。从式(4.53)中可以推出：

$$\frac{L_e}{L_a}(I_c + I_a)(\sqrt{1-A^2}-1) + I_a \geq \frac{1}{L_a}(L_a I_a - 2L_r I_c) \tag{4.54}$$

代入前面求得的 L_a、L_r 和 I_c 值，有：

$$L_a I_a - 2L_r I_c = \frac{V_{in}T_s}{N\pi} - \frac{V_{ig}t_{1g}(1-\sqrt{1-A_g^2})}{A_g \sin^{-1} A_g} \tag{4.55}$$

如果式(4.55)大于零，即：

$$N \leq \left(\frac{V_{in}}{V_{ig}}\right)\frac{T_s A_g \sin^{-1} A_g}{t_{1g}\pi(1-\sqrt{1-A_g^2})} \tag{4.56}$$

那么从式(4.54)中可知：

$$\frac{L_e}{L_a}(I_c + I_a)(\sqrt{1-A^2}-1) + I_a \geq 0 \tag{4.57}$$

这实际上就是第三个条件。也就是说第三个条件成立的前提是 N 值要满足式(4.56)。

上面讨论中，N 值必须同时满足式(4.51)、(4.52)和(4.56)。显然，只要满足式(4.52)，就能满足式(4.51)。为了能在满足式(4.52)时式(4.56)亦能满足，这就涉及到 A_g的取值。

4.6.5 A_g 的取值

从式(4.31)中可知，A_g取值愈接近于 1，$\sqrt{\frac{L_e}{2C_r}}(I_c+I_a)$可取值就愈小，这对减小系统的体积重量和损耗是有好处的。但是 A_g并不能无限制地趋近于 1，这是由于受到 N 值的选择的限制。

如果希望在满足式(4.52)时，式(4.56)也能满足，必须有：

$$\frac{T_s A_g \sin^{-1} A_g}{t_{1g}\pi} \leq \left(\frac{V_{in}}{V_{ig}}\right)\frac{T_s A_g \sin^{-1} A_g}{t_{1g}\pi(1-A_g^2)} \tag{4.58}$$

亦即：

$$A_g \leq \sqrt{\frac{V_{in}}{V_{ig}}\left(2-\frac{V_{in}}{V_{ig}}\right)} \tag{4.59}$$

从前面讨论中知道，$V_{in}/V_{ig}<1$，故 V_{in}/V_{ig}在(0，1)范围内取值时，式(4.59)右侧是单调增函数，即 V_{in}/V_{ig}越大，A_g可取值越大。只要确定了 V_{in}的波动范围，就可以确定 A_g

的最大取值。

值得说明的是，如果以式(4.56)为基准的话，那 A_g必须取 1 才能满足，对于电感中有寄生电阻来说，这是不实际的。

4.6.6 I_{ag}的选取

前面讨论时，都是认为折算到原边的负载电流 I_{Ld}/K 大于 I_c，一旦 I_{Ld}/K 小于 I_c，当 i_p 下降到$-I_{Ld}/K$ 时，v_{c4}还未上升到V_{in}。此时辅助网络一方面要继续给 C_4充电，使 C_2放电，另一方面，还要给负载供电。为了使 I_{Ld}/K 在 v_{c4}继续上升到 V_{in}的过程中不至于上升得太快，而使得给 C_4充电，使 C_2放电的电流过小，导致 v_{c4}无法上升到 V_{in}，有必要对 L_a作出约束，一般要求：

$$L_a \leq K^2 L_f \tag{4.60}$$

式中，L_f是输出滤波电感。

之所以作出如此约束，是由于当负载折算回原边时，滤波电感上所加的电压并非完全是 v_{c4}，而是 $v_{c4}-K^2V_o$，如图 4.6 所示。因此只要满足式(4.60)，就可以近似认为在 v_{c4}的上升过程中，L_f的电流保持恒定。

L_a 选定后，就可以由式(4.35)确定 I_{ag}，即：

$$I_{ag} = \frac{V_{ig}T_s}{N\pi \cdot L_a} \tag{4.61}$$

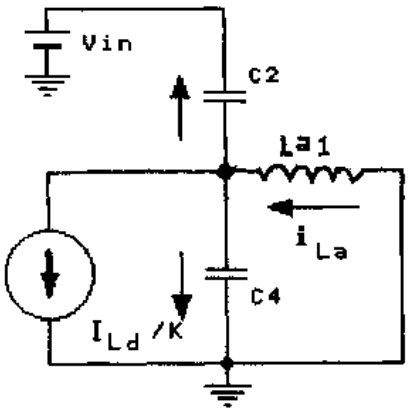


图 4.6 当负载电流小于 I_c 时，辅助谐振网络给负载提供电能的等效电路

4.6.7 当负载电流小于 I_c 时 v_{c4}的载况

当负载电流小于 I_c，即 $I_{Ld}/K<I_c$时，则当 $i_p=-I_{Ld}/K$ 时，从式(4.30)～(4.32)中可知道：

$$I'_a = I_a - \frac{L_r}{L_a} \cdot 2I_{Ld}/K \tag{4.62}$$

$$V'_{c4} = \sqrt{\frac{L_e}{2C_r}}(I_{Ld}/K + I_a)\sqrt{\frac{L_r}{L_e} \cdot \frac{4I_{Ld}/K}{I_{Ld}/K + I_a} - \left(\frac{L_r}{L_e} \cdot \frac{2I_{Ld}/K}{I_{Ld}/K + I_a}\right)^2} \tag{4.63}$$

由于 $K^2L_f \approx L_a$，则在 v_{c4}上升到 V_{in}时，负载电流近似恒定，即

$$i_p = -I_{Ld}/K \tag{4.64}$$

从图 4.6 中可得到：

$$v_{c4}(t)=\sqrt{\frac{L_a}{2C_r}(I'_a-I_{Ld}/K)^2+(V'_{c4})^2}\sin\left(\frac{t}{\sqrt{2L_aC_r}}+\mathrm{tg}^{-1}\frac{V'_{c4}}{(I'_a-I_{Ld}/K)\sqrt{\frac{L_a}{2C_r}}}\right) \tag{4.65}$$

那么

$$V^2_{c4\max}=\frac{L_a}{2C_r}(I'_a-I_{Ld}/K)^2+V'^2_{c4} \tag{4.66}$$

当 I_{Ld}/K 在[0，I_c]内变化时，$V^2_{c4\max}$的最小值为：

$$V^2_{c4\max}|_{\min}=\frac{V^2_{in}}{V^2_{tg}}\cdot\frac{I^2_{ag}}{C_r}\cdot\frac{L_aL_r}{2L_r+\frac{L_a}{2}} \tag{4.67}$$

把所求得的 L_a、L_r、C_r 代入到式(4.67)中去，可以得到：

$$V^2_{c4\max}|_{\min}=\frac{V^2_{in2}(\sin^{-1}A_g)^2(\sqrt{1-A_g^2}+1)^2T_s^2}{T_sA_g\sin^{-1}A_gN\pi\cdot t_{1g}(5\sqrt{1-A_g^2}-1)+2(T_sA_g\sin^{-1}A_g)^2+(1-2A_g^2-\sqrt{1-A_g^2})(N\pi\cdot t_{1g})^2} \tag{4.68}$$

从式(4.52)中可以取 N 值为：

$$N=\frac{MT_sA_g\sin^{-1}A_g}{t_{1g}\pi}\qquad(M<1) \tag{4.69}$$

把式(4.69)代入到式(4.68)中，有：

$$V^2_{c4\max}|_{\min}=\frac{V^2_{in}\cdot 2(\sqrt{1-A_g^2}+1)}{A_g^2\cdot Y} \tag{4.70}$$

式中：

$$Y=M^2(1-2A_g^2-\sqrt{1-A_g^2})+(5\sqrt{1-A_g^2}-1)\cdot M+2 \tag{4.71}$$

根据式(4.59)，可取 $A_g=0.95$，那么可知：

在 $M=0.251$ 时，Y 有最大值：$Y_{\max}=2.07$

那么：$V^2_{c4\max}|_{\min}=1.405V^2_{in}$

亦即：$V_{c4\max}|_{\min}=1.19V_{in}$ (4.72)

回到式(4.65)，可以看出：在任何 I_{Ld}时，v_{c4}均可以上升到 V_{in}值，从而实现零电压开关。也就是说，当 I_{Ld}/K 小于 I_c 时，也可以实现零电压开关。

4.6.8 参数设计步骤

通过上面的讨论，可以有如下结论：

1)L_a、C_a、L_r、I_c 和 C_r 均可以取得优化过的值，即它们有很明确的值。

2)在任何负载时，即使 I_{Ld}/K 小于 I_c，均可以实现零电压开关。

3)参数设计的步骤为：

①确定 A_g。已知 V_{in}的变化范围后，可由式(4.59)得到 A_g的取值为：

$$A_g=\sqrt{\frac{V_{in\min}}{V_{in\max}}\cdot\left(2-\frac{V_{in\min}}{V_{in\max}}\right)} \tag{4.73}$$

②N 值的选取。在确定 t_{1g}后(t_{1g}是 v_{c4}由 0 上升到 V_{in}的时间，为了减小关断损耗，一般取 $t_{1g}=(2\sim3)t_f$，t_f是开关管的关断时间)，可取 N 值为：

$$N = 0.9 \cdot \frac{T_s A_g \sin^{-1} A_g}{t_{1g} \cdot \pi} \tag{4.74}$$

③I_{ag}的取值。在已知滤波电感 L_f的情况下，可由式(4.61)知道 I_{ag}取值为：

$$I_{ag} = \frac{V_{in\,\max} T_s}{N\pi \cdot K^2 L_f} \tag{4.75}$$

④前三个步骤确定了 A_g、K 和 I_{ag}，那么可以由式(4.35)、(4.36)、(4.41)、(4.42)和(4.44)可得到 L_a、C_a、L_r、I_c 和 C_r 的取值。注意式中 V_{ig}应取 $V_{in\,\max}$。

4.7 副边占空比丢失及死区时间的选取

本节以实例讨论本章所提出新方案的副边占空比丢失情况及滞后桥臂死区时间的选取。假设讨论的变换器的数据为：变换器输入直流电压 $V_{in}=430\sim618$V，变压器原副边匝比为 $K=5.5$，输出滤波电感为 $L_f=30\mu$H，开关管选用 IGBT，其下降时间为 $t_f=0.7\mu$s，可取 $t_{1g}=1.5\mu$s，开关频率选择为 $f_s=30$kHz。根据 4.6 节的讨论，可得到下述参数：

$L_r=5.326$mH，$I_c=0.067$A，$C_r=1.62$nF，$L_a=907.5\mu$H，$C_a=1.88$nF。

对电容的容值标准化并相应调整其他元件的参数后，可以得到如下参数：

主回路：$L_r=5.0$mH，$I_c=0.07$A，$C_r=1.5$nF；

辅助网络：$L_a=910\mu$H，$C_a=2.2$nF。

4.7.1 副边占空比的丢失

副边占空比的丢失分为两部分：①一部分是为了实现开关管的零电压开关，滞后桥臂 Q_2或 Q_4的电压从 0 上升到 V_{in}需要一定的时间 t_{1g}，即开关模态 1 的持续时间 t_{01}。在这段时间里，原边不能给副边提供负载电流，这一部分占空比被丢失了，这部分丢失的占空比称为 D_{loss1}。②另一部分是当滞后桥臂的 Q_2或 Q_4的电压从 0 上升到 V_{in}后，D_4或 D_2已经导通，而此时饱和电感 L_r还处于线性状态，尚未饱和，此时原边仍然不能给副边提供负载电流，这段时间就是开关模态 2 的持续时间 t_{12}。这段时间的占空比丢失称为 D_{loss2}。

D_{loss1}是不可避免的，这是实现开关管的零电压开关所必然付出的代价。D_{loss2}对于某一输入电压而言是可以避免的，但输入电压一般都有一定的变化范围，参数只能按最高输入电压来设计。也就是说，在最高输入电压时，D_{loss2}可以为零，但在其他输入电压时，还是存在较小的 D_{loss2}。

图 4.7 给出了在不同的输入电压的 t_{01}、t_{12}和 t_3，其中：$t_3=t_{01}+t_{12}$。从图中可以看出，当输入电压从 430V 变化到 615V 时，t_{01}从 1.532μs 增加到 1.565μs，变化量很小，基本上与 t_{1g}是吻合的。而 t_{12}从 0.569μs 减小到 0.008μs，在最高输入电压 615V 时，t_{12}接近于零，这是因为参数是基于最高输入电压设计的；在最低输入电压 430V 时，t_{12}为 0.569μs。

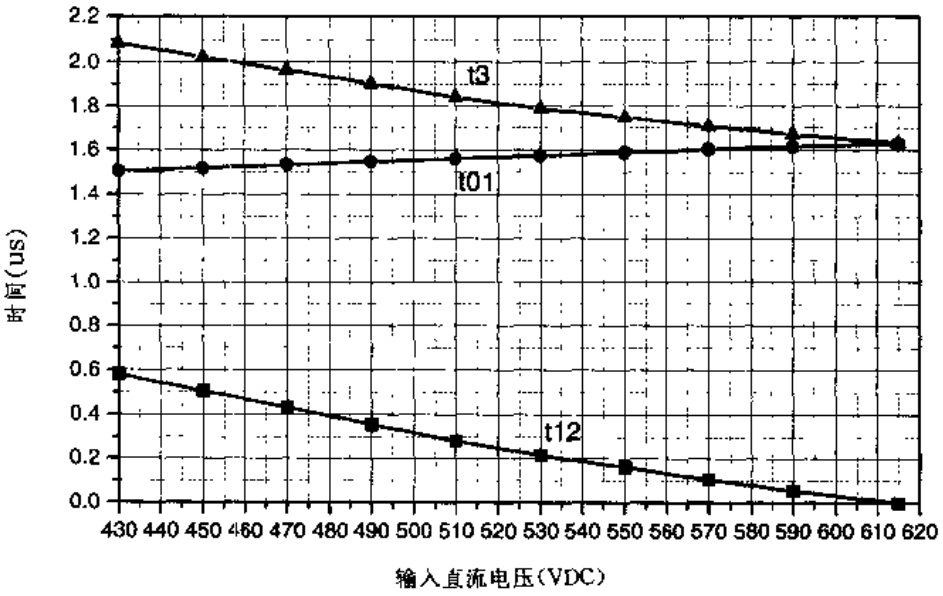


图 4.7 在不同的输入电压的 t_{01}、t_{12}和 t_3

4.7.2 与只采用饱和电感方案的比较

文献[16]提出了采用饱和电感取代线性电感的方案，但没有辅助电路。在滞后桥臂开关管 Q_4(或 Q_2)关断时，有下列方程：

$$v_{c4}(t) = \sqrt{\frac{L_r}{2C_r}} I_c \sin\omega_1 t \tag{4.76}$$

$$i_{Lr}(t) = I_c \cos\omega_1 t \tag{4.77}$$

式中，$\omega_1 = 1/\sqrt{2L_rC_r}$。在 t_1 时刻，电容 C_4的电压上升到 V_{in}。

为了在任意电压时均能实现零电压开关，必须满足以下条件：

$$\sqrt{\frac{L_r}{2C_r}} I_c \geq V_{in\,max} \tag{4.78}$$

$$t_{1g} \leq \frac{\pi}{2}\sqrt{2L_rC_r} \tag{4.79}$$

式中 t_{1g}为电容 C_4 的电压上升到 V_{in}所需时间的推荐值。

由上述两式可得：

$$L_rI_c \geq \frac{2}{\pi} V_{in\,max} t_{1g} \tag{4.80}$$

那么，在任意输入电压 V_{in}时，电容 C_4 的电压上升到 V_{in}的时间 t_1 为：

$$t_1 = \sqrt{2L_rC_r}\sin^{-1}\left(\frac{V_{in}}{V_{in\,max}}\right) \tag{4.81}$$

此时饱和电感的电流为：

$$I_{Lr}(t_1) = I_c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{V_{in\,max}}\right)^2} \tag{4.82}$$

则饱和电感脱离线性状态的时间为：

$$t_2 = \frac{L_r I_c}{V_{in}}\left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{V_{in}}{V_{in\,max}}\right)^2}\right] \tag{4.83}$$

将式(4.81)代入式(4.83)，可得：

$$t_2 = \frac{2}{\pi} t_{1g}\left[\frac{V_{in\,max}}{V_{in}} + \sqrt{\left(\frac{V_{in\,max}}{V_{in}}\right)^2 - 1}\right] \tag{4.84}$$

当输入电压为最小值，即 $V_{in}=430\text{V}$ 时，

$$t_2 = 1.57 t_{1g} \tag{4.85}$$

上式是在 $V_{in\,max}=618\text{V}$ 所得到的值。同样，取 $t_{1g}=1.5\mu\text{s}$，那么，

$$t_2 = 2.355\mu\text{s} \tag{4.86}$$

它是采用本章提出的新方案的 $2.355\mu\text{s}/0.569\mu\text{s}=4.14$ 倍，也就是说，采用本章提出的新方案在最坏情况下所丢失的占空比只有只用饱和电感方案的 1/4.14，因此大大减小了副边占空比的丢失。

4.7.3 滞后桥臂死区时间的选取

为了实现开关管(例如 Q_2)的零电压开关，在同一桥臂的一个开关管 Q_4关断后，其并联电容 C_4的电压必须上升到电源电压 V_{in}，使 Q_2的反并二极管 D_2导通，才能开通 Q_2。也就是说，在 Q_4关断和 Q_2开通之间有一个死区时间 t_d，t_d应满足下面的条件：

$$t_{01} \leq t_d \leq t_{01} + t_{12} = t_3 \tag{4.87}$$

从图 4.7 中可知，随着输入电压的增加，t_3是减小的。那么可选死区时间 t_d为 t_3的最小值，即输入电压最高时的 t_3值，这样在输入电压变化范围内，均能实现滞后桥臂开关管的零电压开关。因此可以为滞后桥臂选择一恒定的死区时间。

4.8 仿真与实验结果

为了验证本章所提新方案的工作原理，本节利用 PSPICE 软件对该电路作了仿真分析，并采用此方案，研制成功 48V/50A 通讯用开关电源。仿真和实验所用参数如下：

- 输入直流电压 $V_{in}=530\text{VDC}$；
- 输出直流电压 $V_o=52.8\text{VDC}$；
- 变压器原副边匝比为 $K=5.5$；
- 饱和电感：$L_r=5.0\text{mH}$，临界饱和电流：$I_c=0.07\text{A}$；
- 并联电容：$C_2=C_4=C_r=1.5\text{nF}$；
- 辅助电感：$L_a=910\mu\text{H}$；
- 辅助电容：$C_a=2.2\text{nF}$；
- 输出滤波电感为 $L_f=30\mu\text{H}$；
- 输出滤波电容为 $C_f=10000\mu\text{F}$；
- 开关管为 IGBT，型号为 VII50-12Q3；
- 输出整流二极管：DSEI2×61-06C；
- 开关频率 $f_s=30\text{kHz}$。

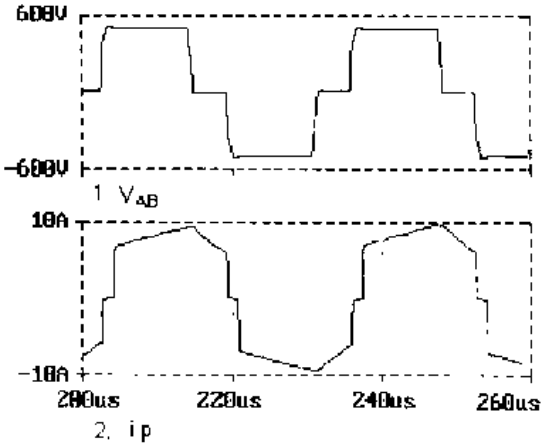
图 4.8 给出了输出满载 50A 时的仿真和实验波形对比图。图 4.8(a)是变压器原边电压和原边电流波形。从图中可以看出，饱和电感在 Q_2和 Q_4开关过程中处于线性状态。而一旦关断管的电压(v_{c4}或 v_{c2})上升到 V_{in}，饱和电感进入饱和状态，其电流立即上升到负载电流，不存在传统的采用变压器原边漏感或串接电感时所出现的电流上升(或下降)到负载电流的过渡时间，因而使占空比丢失大大减小，大大提高了原边占空比的利用率。这一点从图 4.8(b)中也可以看出，该图是饱和电感两端的电压和电流波形。

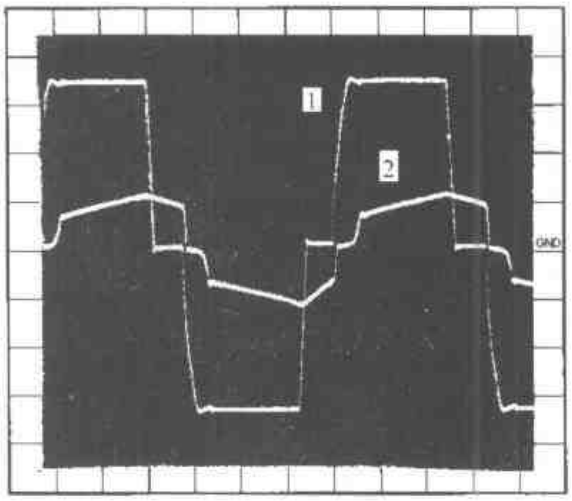
图 4.8(c)给出了变压器原边电压与整流桥的输出电压波形对比图。该图也说明了副边有效占空比近似等于原边占空比，只是关断管的电压(v_{c4}或 v_{c2})上升到 V_{in}的这段占空比被丢失了，这是无法避免的。

图 4.8(d)是滞后桥臂一个 IGBT 的 CE 极电压和驱动波形。从图中可以看出，当 IGBT的 CE 极电压降到零，其反并二极管导通后，才给它开通信号，因此 IGBT 是零电压开通，从而不存在开通损耗。

图 4.8(e)给出了辅助网络的辅助电容电压和辅助电感电流波形。从图中可以看出，辅助电容在开关管 Q_2和 Q_4开关过程中电压为 V_{in}，不参与工作，它们只是为辅助电感的初始电流的建立提供条件。辅助电感的初始值，亦即最大电流值与负载没有关系，只与输入电压 V_{in}及辅助网络的特征阻抗 Z_2有关。在本电路中，辅助电感的最大电流为 1.35A，大大小于折算到原边的负载电流。而且辅助电感电流初始值在半个周期的前1/2时间就可以达到并保持恒定，因而在移相角变化时，不会影响辅助电感电流的初始值。即只要移相角变化不超过 90°，开关模态 1 的初始条件就是恒定的，从而避免辅助电容参与 Q_2和 Q_4的开关过程，使变换器工作方式简洁明了，参数设计简单易行。

图 4.9 给出了在输出空载时的仿真波形，从图中可以看出，在空载时，同样可以实现滞后桥臂的零电压开关。而且从图中可知，辅助电感电流与负载无关。

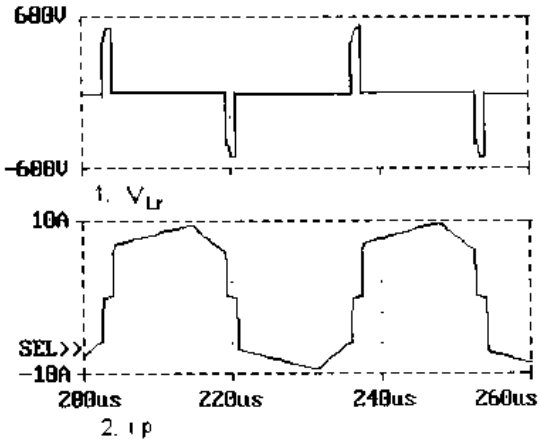


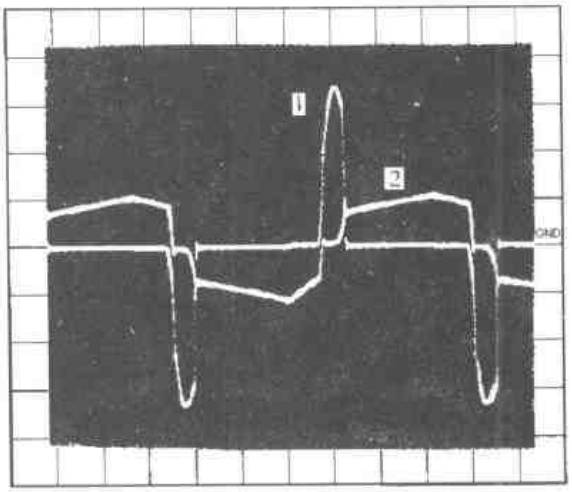


(a)原边电压(曲线 1)和原边电流波形(曲线 2)

(实验波形的时间标尺：5μs/div，电压标尺：150V/div，电流标尺：10A/div)

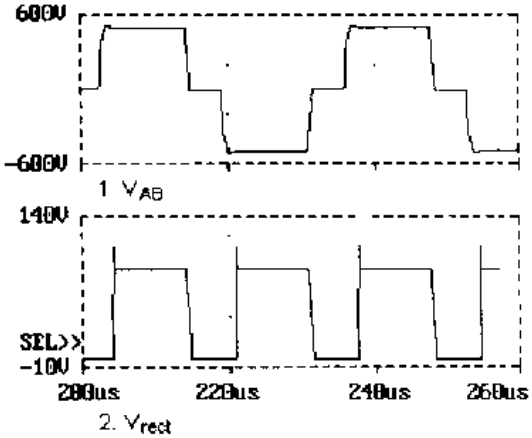
图 4.8 输出满载时的仿真与实验波形

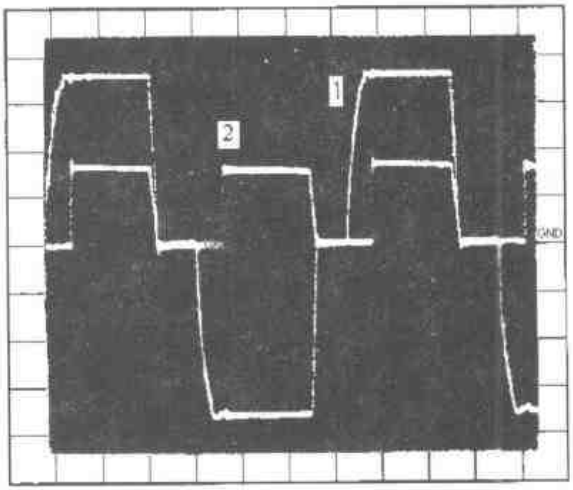




(b)饱和电感电压(曲线 1)和电流(曲线 2)波形

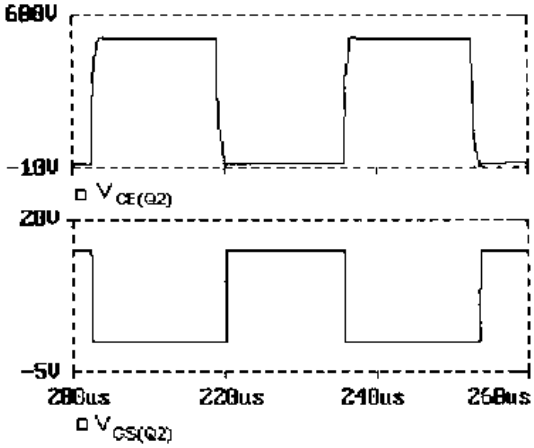
(实验波形的时间标尺：5μs/div，电压标尺：150V/div，电流标尺：10A/div)

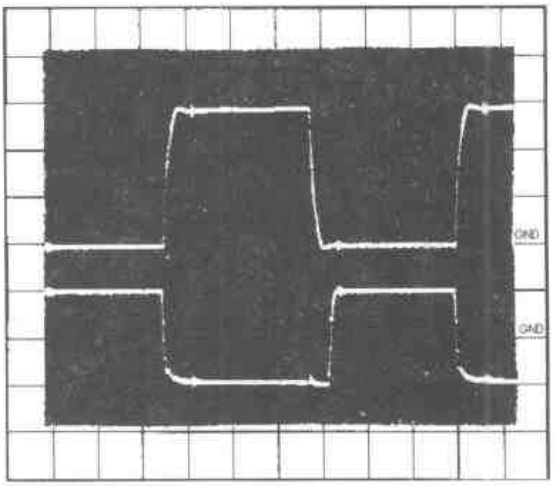




(c)原边电压(曲线 1)和副边电压波形(曲线 2)

(实验波形的时间标尺：5μs/div，电压标尺：150V/div(1)，电压标尺：50V/div(2))

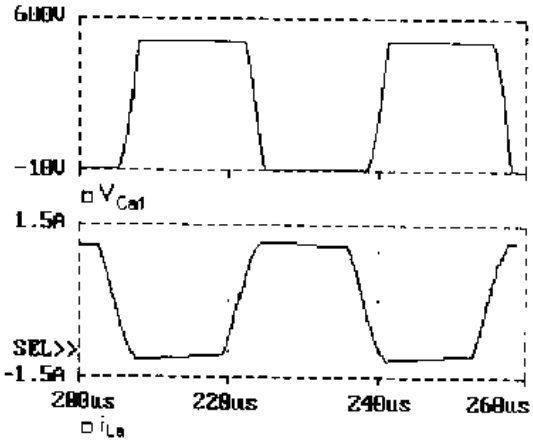


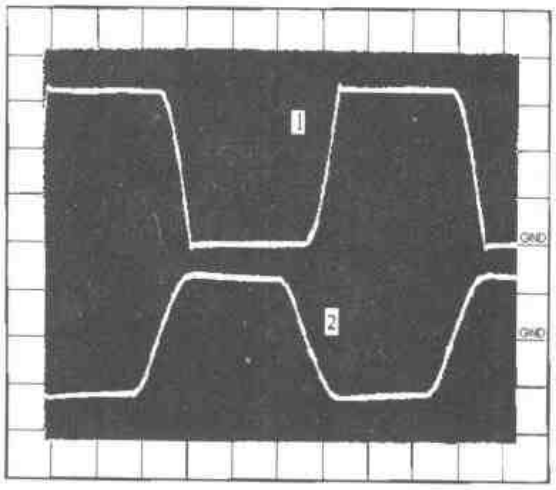


(d)滞后桥臂一个 IGBT 的 CE 极电压(上面曲线)和驱动电压(下面曲线)波形

(实验波形的时间标尺：5μs/div，电压标尺：150V/div(上)，电压标尺：15V/div(下))

图 4.8(续)





(e)辅助电容电压(上面曲线)和辅助电感电流(下面曲线)波形

(时间标尺：5μs/div，电压标尺：150V/div，电流标尺：1A/div)

图 4.8(续)

实际上，只要负载电流大于 KI_c，即折算到原边的负载电流大于饱和电感的临界饱和电流值 I_c，就可以实现滞后桥臂的零电压开关。这个条件很容易满足，因为在这里 $I_c=0.07$A，只要负载电流大于 $5.5\times0.07=0.385$A 就可以了。因此采用辅助网络实现零电压开关的桥式变换器在任意负载下均能实现滞后桥臂的零电压开关。

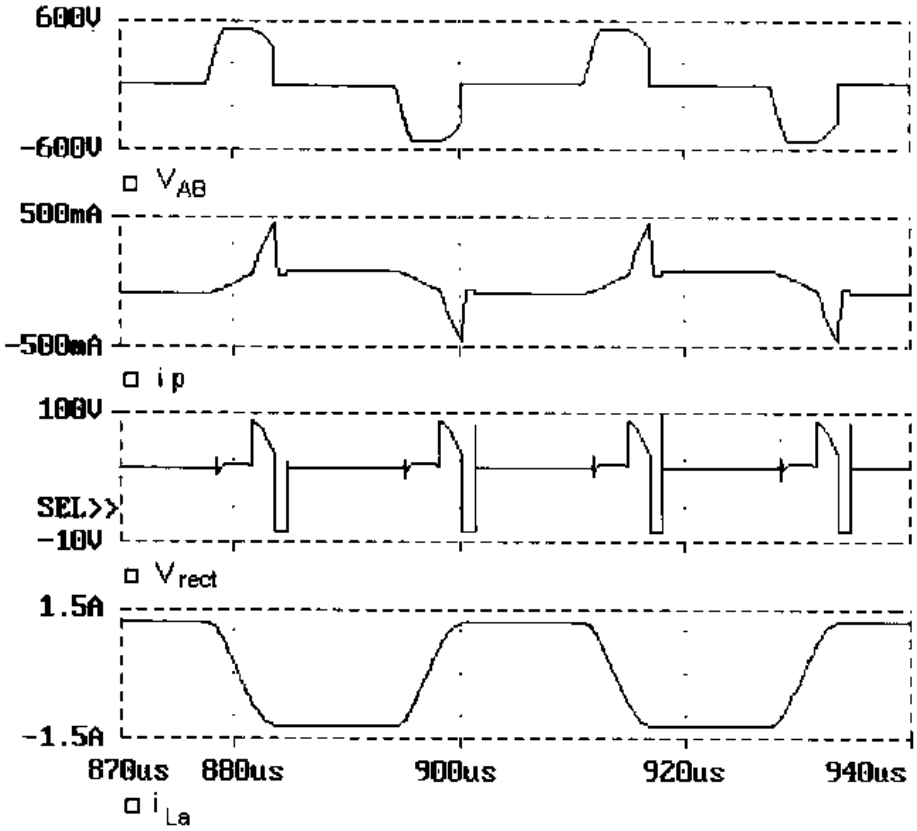
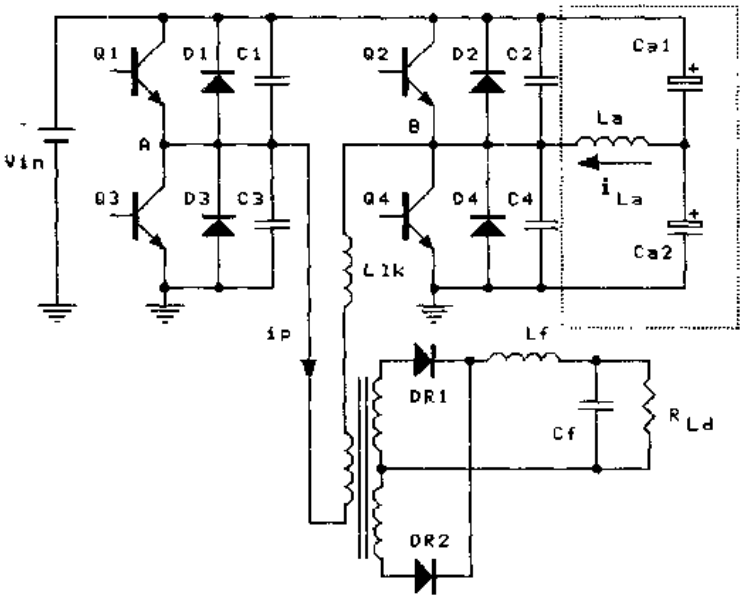


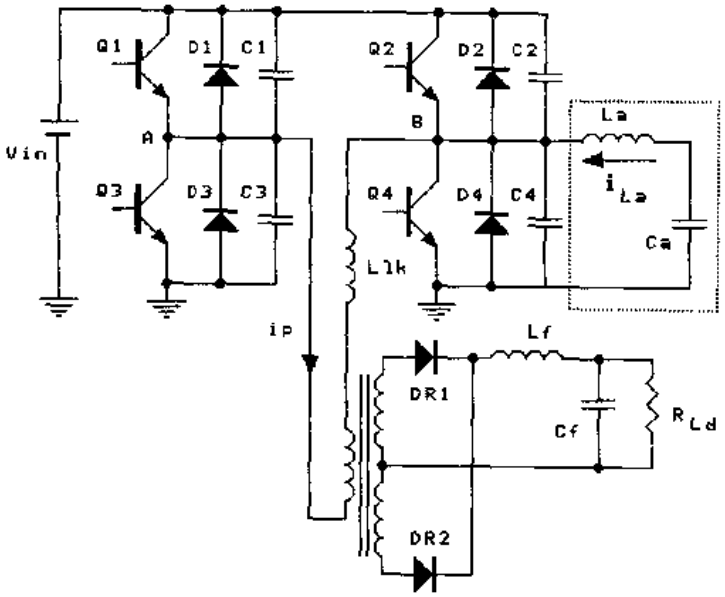
图 4.9 输出空载时的仿真波形

4.9 其他辅助网络构成的 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器

根据 4.3 节提出的电流增强原理，辅助网络还有图 4.10 所示的两种电路结构。图 4.10(a)增加一个电感和两个电解电容[7]，图 4.10(b)是增加一个 LC 电路[44]。当滞后桥臂的开关管开关时，漏感电流和辅助电路的电感电流同时给并联电容充放电，从而在较宽的负载范围内实现滞后桥臂的 ZVS。由于这些辅助电路与主功率回路是并联的，因此辅助电路电感和电容的电流、电压应力均与负载无关，而且均较小，同时电路结构简洁。



(a)利用一个电感和两个电解电容



(b)利用 LC 电路

图 4.10 辅助电路

图 4.10(a)中的两个辅助电容 C_{a1}和 C_{a2}容量很大，构成两个电压源，其电压均为输入电压的一半，即 $V_{ca1}=V_{ca2}=\frac{1}{2}V_{in}$。当 Q_4导通时，加在辅助电感 L_a 上的电压为$\frac{1}{2}V_{in}$，其电流线性增加；当 Q_2导通时，加在辅助电感 L_a上的电压为$-\frac{1}{2}V_{in}$，其电流线性减小，如图 4.11 所示。辅助电感 L_a的电流峰值为 $I_{La(pk)}=\frac{V_{in}T_s}{8L_a}$。当滞后桥臂开关时，该电流与原边电流同时给开关管的并联电容(或结电容)进行充放电，从而改善了滞后桥臂的零电压开关的实现条件。

图 4.10(a)中辅助网络的本质是为辅助电感提供一个三角波电流，基于此点，将图 4.10(a)中的辅助电容去掉一个，简化为图 4.10(b)的电路结构，同样可以为辅助电感提供一个三角波电流。这是因为在稳态工作时，辅助电容 C_a的电压为输入电压的一半，即 $V_{ca}=\frac{1}{2}V_{in}$。当 Q_4导通时，加在辅助电感 L_a上的电压为$\frac{1}{2}V_{in}$，其电流线性增加；当 Q_2导通时，加在辅助电感 L_a上的电压为$-\frac{1}{2}V_{in}$，其电流线性减小，与图 4.11 的波形完全相同。

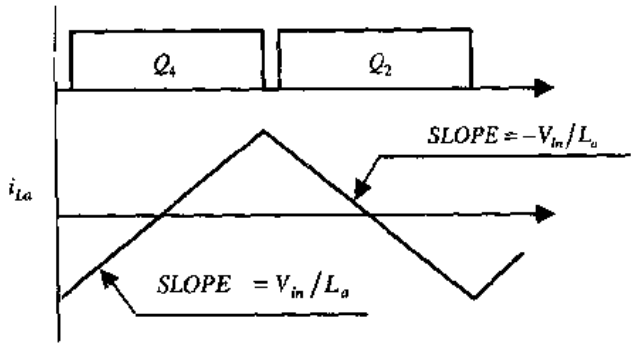


图 4.11　辅助网络的主要波形

本章小结

本章首先提出了电流增强原理，基于这一原理提出的辅助网络实现滞后桥臂零电压开关的桥式变换器拓扑具有如下优点：

①辅助电路简单，不需要任何主控器件；

②辅助电路的电感、电容、二极管的电流、电压应力很小，且与负载无关；

③大大减小了副边占空比的丢失，提高了原边占空比的利用率；

④容易实现参数的优化设计；

⑤可以确定滞后桥臂的死区时间。

本章同时分析了该变换器的工作原理及其参数设计，并给出仿真和实验结果，对该变换器的工作原理进行了验证。

本章还介绍了基于电流增强原理的另外两种采用辅助网络的 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器拓扑。

第五章　ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器

5.1　ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及控制方式

从第二章中，我们知道，PWM DC/DC 全桥变换器的软开关方式分为两类：①ZVS 方式：0 状态工作在恒流模式，超前桥臂和滞后桥臂均实现 ZVS；②ZVZCS 方式：0 状态工作在电流复位模式，超前桥臂实现 ZVS，滞后桥臂实现 ZCS。本章研究 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及控制方式。

5.1.1　超前桥臂的控制方式

与 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器一样，超前桥臂开关管两端并联电容来实现其 ZVS。我们来分析开关管的开通情况。参考图 5.1 和图 5.2，当超前桥臂的 Q_1 在 t_0 时零电压关断后，必须在开关管 Q_3 的反并二极管 D_3 导通时，开通 Q_3，才是零电压开通。Q_1

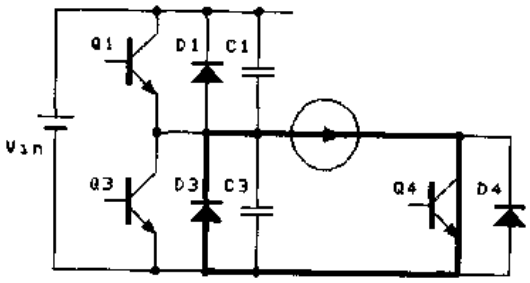


图 5.1　超前桥臂

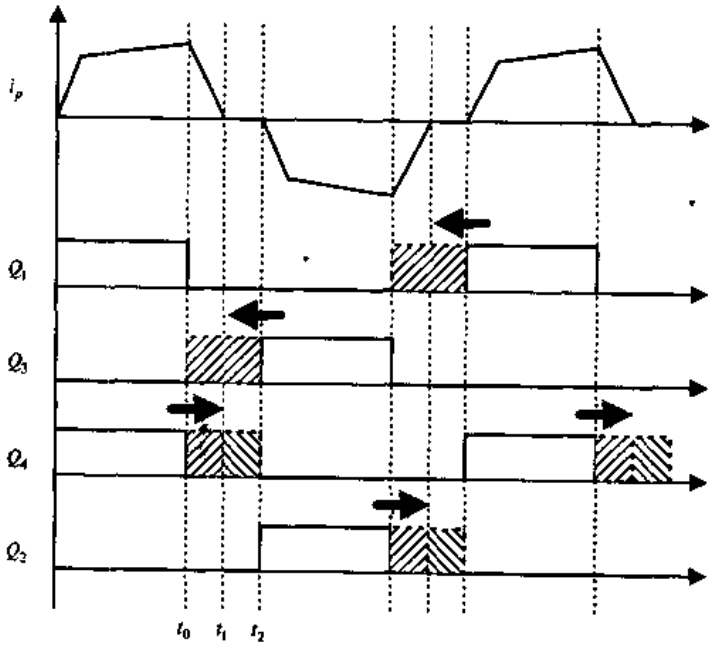


图 5.2　ZVZCS 方式

关断后到 Q_4 关断前的$[t_0, t_2]$时段，变换器工作在 0 状态。第二章指出，在 ZVZCS 方式下，为了实现滞后桥臂的 ZCS，0 状态为电流复位模式，原边电流将会减小到零(使原边电流减小到零的方法将在 5.1.3 节中讨论)。如果在 Q_1 关断，D_3 导通时，不及时开通 Q_3，在 0 状态中，原边电流就会减小到零，D_3 截止，C_3 将被重新充电，使 Q_3 失去零电压开通的条件。同时，原边电流减小到零的时间与负载有关，为了在任意负载下实现 Q_3 的零电压开通，必须将 Q_3 的开通时间提前到 Q_1 关断时，即将 Q_3 的开通时间向前增加到 $\frac{1}{2}T_s$。同理，Q_1 的开通时间也要向前增加到$\frac{1}{2}T_s$，如图 5.2 所示。当然为了实现超前桥臂的零电压开关，Q_1 和 Q_3 的驱动信号之间必须有一个死区时间，使 Q_1(或 Q_3)在开通之前，其并联电容 C_1(或 C_3)电压被放到零，而且其反并二极管 D_1(或 D_3)导通。

5.1.2 滞后桥臂的控制方式

滞后桥臂是实现 ZCS，因此开关管两端不能并联电容。参考图 5.2，当超前桥臂的 Q_1 关断后，变换器工作在 0 状态，此时原边电流 i_p 开始减小，到 t_1 时刻时，i_p 减小到零，此时关断 Q_4 就是零电流关断。因此 Q_4 的关断时刻必须向后推迟到 t_1 时刻，$t_{01}=t_1-t_0$ 的大小与负载和电流复位有关，这将在后面讨论。在$[t_1, t_2]$时段，i_p 继续保持为零，因此 Q_4 的关断时刻也可以一直向后推迟到 t_2 时刻，即 Q_4 的开通时间可以向后增加到$\frac{1}{2}T_s$。Q_2 的情况类似。也就是说，滞后桥臂的开通时间有两种方式，即将其开通时间向后增加一段时间，该时间由电流复位时间决定；或者将其开通时间向后增加到$\frac{1}{2}T_s$。

5.1.3 电流复位方式

1. 阻断电压源

在 0 状态时，变压器两端电压为 0。为了在 0 状态时，原边电流减小到零，必须在漏感上加一个反电压。因此只要在原边加入一个阻断电压源 V_{anti} 就可以了，如图 5.3 所示。当原边电流 i_p 正向流过时，该电压极性为正；当原边电流 i_p 反向流过时，该电压极性为负。

这个阻断电压源最简单的方法就是用一个电容 C 来实现，如图 5.4 所示。当斜对角的两只开关管 Q_1 和 Q_4 同时导通时，i_p 给 C 充电；当斜对角的两只开关管 Q_2 和 Q_3 同时导通时，i_p 给 C 放电。而在 0 状态时，电容 C 的电压保持不变，其极性刚好与 i_p 的流动方向相反，使 i_p 减小到零，起到给 i_p 复位的作用。

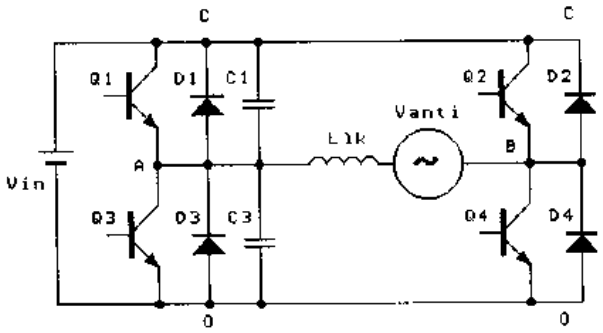
2. 反向通路的阻断

在 0 状态时，当 i_p 减小到零后不允许继续反方向增长，因此必须切断 i_p 的反向通路。在图 5.4(a)中，可以从 3 个地方着手来切断其反向通路：①AO 段或 AC 段；②AB 段和③BO 段或 BC 段。

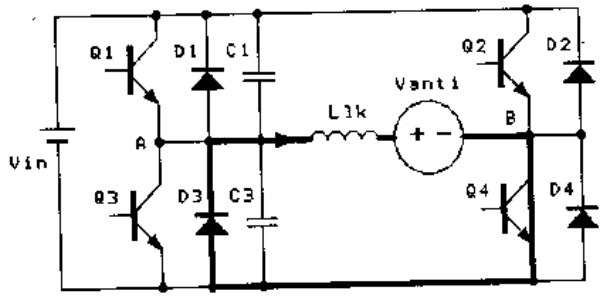
(1)AO 段/AC 段

由于在 0 状态时，为了实现超前桥臂的 ZVS，此时实际上已经开通 Q_1 或 Q_3，因此 AO 段/AC 段不能阻止 i_p 反向流动。

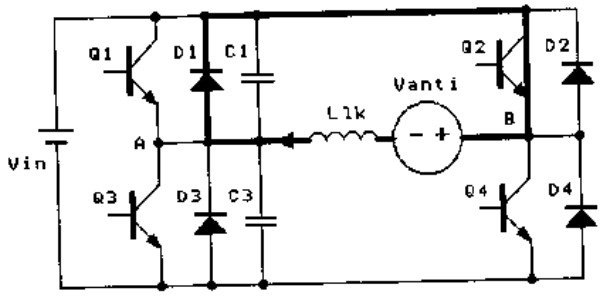
(2)AB 段



(a)加入阻断电压源

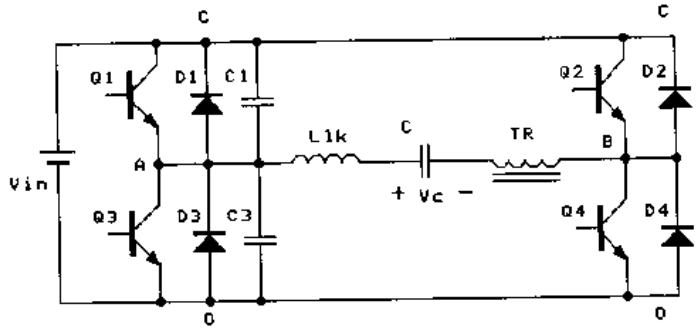


(b) $i_p>0$



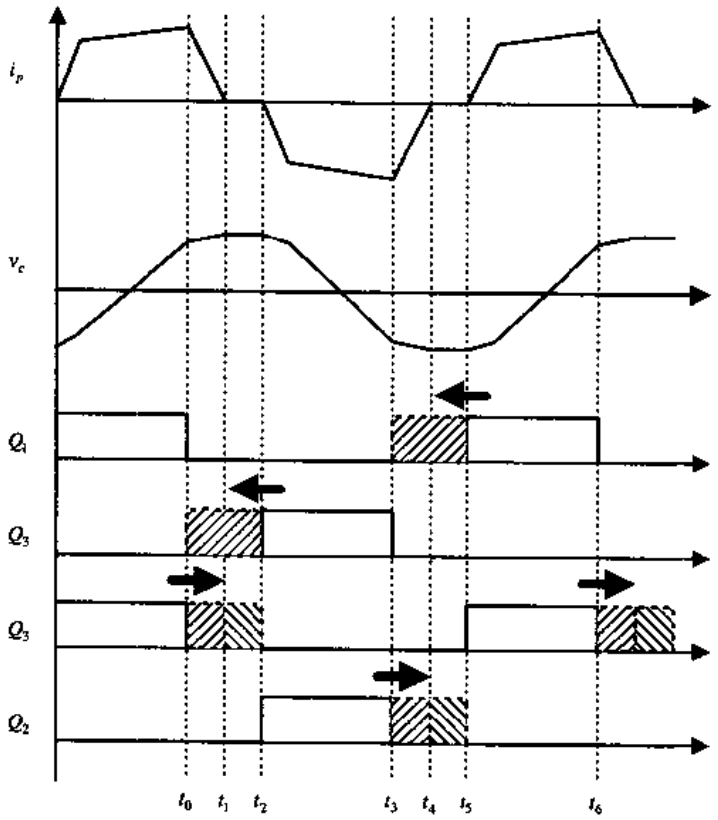
(c)$i_p<0$

图 5.3　电流复位电路



(a) 电路结构

图 5.4　阻断电压源的构成及其主要波形



(b) 主要波形

图 5.4(续)

在 AB 段，有四种办法：

①串入一个饱和电感，如图 5.5(a)所示[14]。在 0 状态时，饱和电感工作在线性状态，阻止 i_p 反向流动。在+1 状态和−1 状态时，它工作在饱和状态。

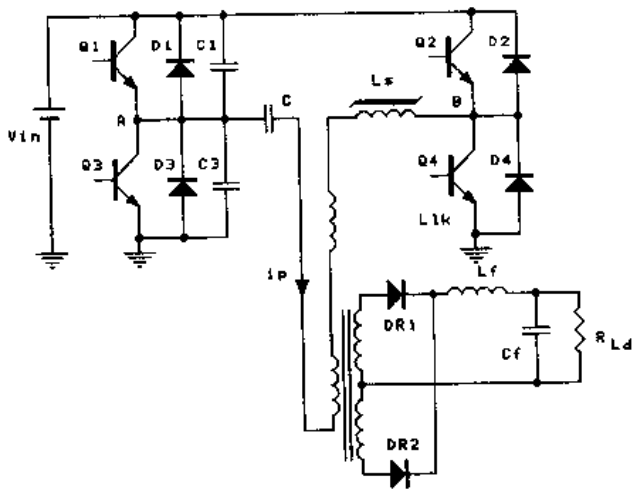
②给变压器增加一个辅助绕组，如图 5.5(b)所示[15]。

③加入一对反向串联的开关管，这对开关管可以实现 ZCS。如图 5.5(c)所示。

④在原边增加一个整流桥电路。如图 5.5(d)所示。

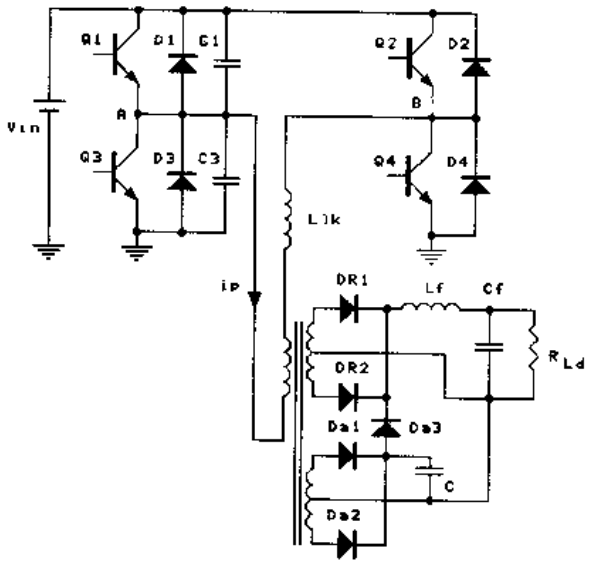
(3)BO 段/BC 段

在 BO 段/BC 段中分别串入一个二极管即可，如图 5.5(e)所示[40]。

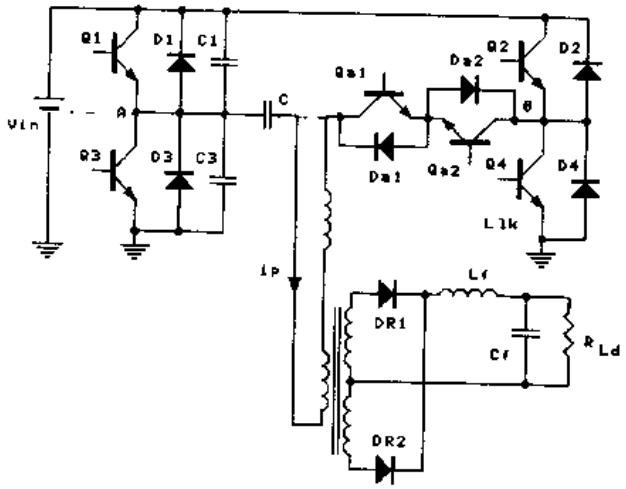


(a) 利用饱和电感

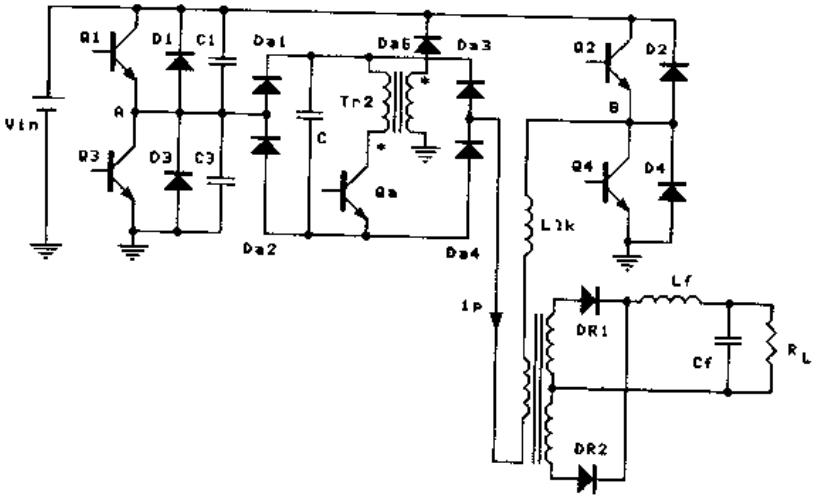
图 5.5 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器电路拓扑



(b)利用第三个变压器绕组

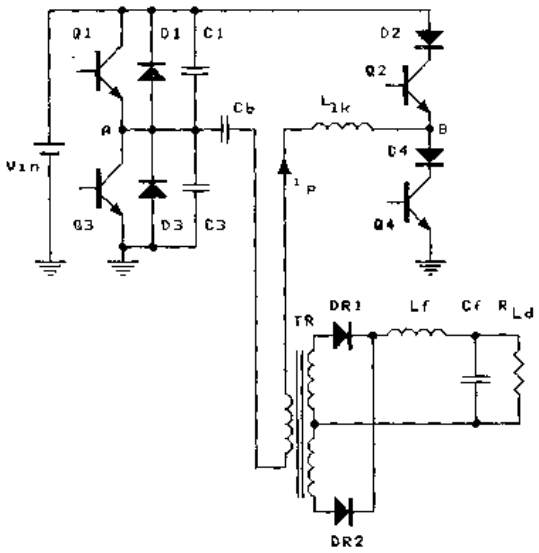


(c) 串入一对反接的开关管



(d)增加一个整流桥电路

图 5.5(续)



(e) 在滞后桥臂中串入二极管

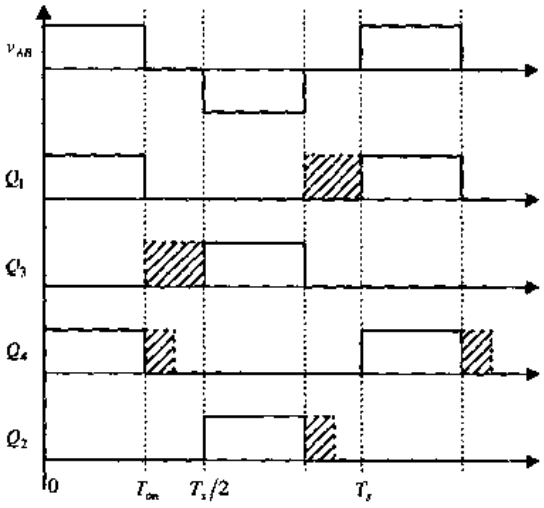
图 5.5(续)

5.1.4 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及控制方式

从上面的讨论中，可以知道：

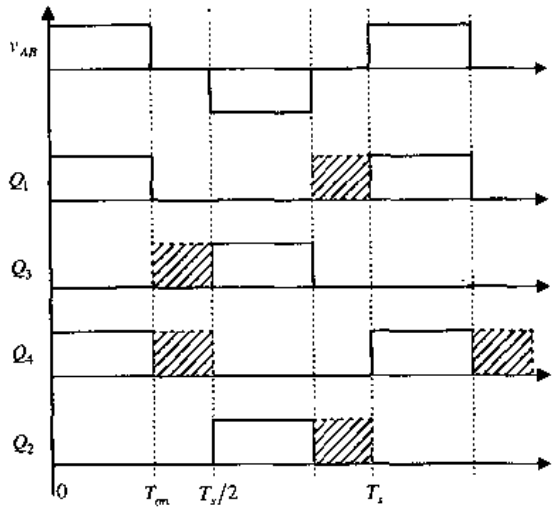
①ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的基本电路可以采用图 5.5 中的几种电路。

②超前桥臂的开通时间只有一种方式，即将其开通时间向前增加到$\frac{1}{2}T_s$；滞后桥臂的开通时间有两种方式，即将其开通时间向后增加一段时间，该时间由电流复位时间决定，或者将其开通时间向后增加到$\frac{1}{2}T_s$。因此，ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式有两种：即第二章中所说的控制方式六和控制方式九，如图 5.6 所示。



(a) 控制方式六

图 5.6 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式



(b) 控制方式九

图 5.6(续)

5.2 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的工作原理

上一节讨论了 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及其控制方式，本节以图 5.5(e)的电路拓扑和移相控制方式(控制方式九)为例，分析该类变换器的基本工作原理。图 5.7 给出了该电路的主要波形。在分析之前，作如下假设：

①所有开关管、二极管均为理想器件；

②电感、电容均为理想元件；

③阻断电容 C_b 足够大；

④$C_1=C_3=C_r$；

⑤$K^2L_f \gg L_{lk}$，K 为变压器原副边匝比。

在一个开关周期中，变换器有 10 种开关模态，其等效电路如图 5.8 所示，各开关模态的工作情况描述如下：

(1)开关模态 0

t_0 时刻，对应于图 5.8(a)。在 t_0 时刻，Q_1 和 Q_4 导通。原、副边电流回路如图5.8(a)所示。原边电流 i_p 给阻断电容 C_b 充电。这里假设输出滤波电感足够大，可以将它看成一个电流源。此时，原边电流为 $I_{po}=I_o/K$，I_o 是输出负载电流。阻断电容 C_b 电压为$V_{cb}(t_0)$。

(2)开关模态 1

$[t_0, t_1]$，对应于图 5.8(b)。在 t_0 时刻关断 Q_1，原边电流从 Q_1 中转移到 C_3 和 C_1 支路中，给 C_1 充电，同时 C_3 被放电。由于有 C_3 和 C_1，Q_1 是零电压关断。在这个时段里，变压器原边漏感 L_{lk}和滤波电感 L_f 是串联的，而且 L_f 很大，因此可以认为原边电流 i_p 近似不变，类似于一个恒流源，其大小为 $I_{po}=I_o/K$。原边电流 i_p 继续给阻断电容 C_b 充电。C_1 的电压线性上升，C_3 的电压线性下降。

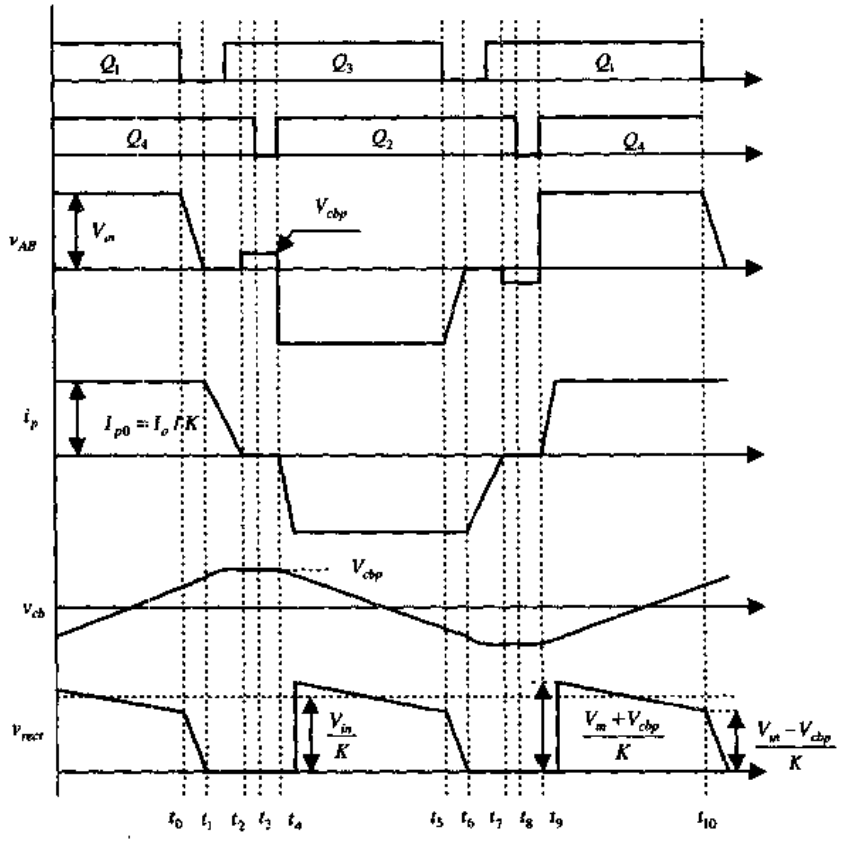


图 5.7 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的主要波形

$$v_{cb}(t) = V_{cb}(t_0) + I_{p0} \cdot \frac{t - t_0}{C_b} \tag{5.1}$$

$$v_{c1}(t) = \frac{I_{p0}}{2C_r}(t - t_0) \tag{5.2}$$

$$v_{c3}(t) = V_{in} - \frac{I_{p0}}{2C_r}(t - t_0) \tag{5.3}$$

在 t_1 时刻，C_3 的电压下降到零，Q_3 的反并二极管 D_3 自然导通，从而结束开关模态 1。该模态的时间为：

$$t_{01} = 2C_rV_{in}/I_{p0} \tag{5.4}$$

在 t_1 时刻，阻断电容 C_b 上的电压为：

$$V_{cb}(t_1) = V_{cb}(t_0) + 2 \cdot \frac{C_rV_{in}}{C_b} \tag{5.5}$$

(3)开关模态 2

$[t_1, t_2]$，对应于图 5.8(c)。D_3 导通后，开通 Q_3，Q_3 是零电压开通。Q_3 与 Q_1 驱动信号之间的死区时间 $t_{d(lead)} > t_{01}$，即：

$$t_{d(lead)} > 2C_rV_{in}/I_{p0} \tag{5.6}$$

在这段时间里，D_3 和 Q_4 导通，A、B 两点电压 v_{AB} 等于零。此时加在变压器原边绕组和漏感上的电压为阻断电容电压 v_{cb}，原边电流开始减小，同时使变压器原边电压极性改变，副边感应电势成为下正上负。变压器副边两个整流二极管 $DR1$ 和 $DR2$ 同时导通，因

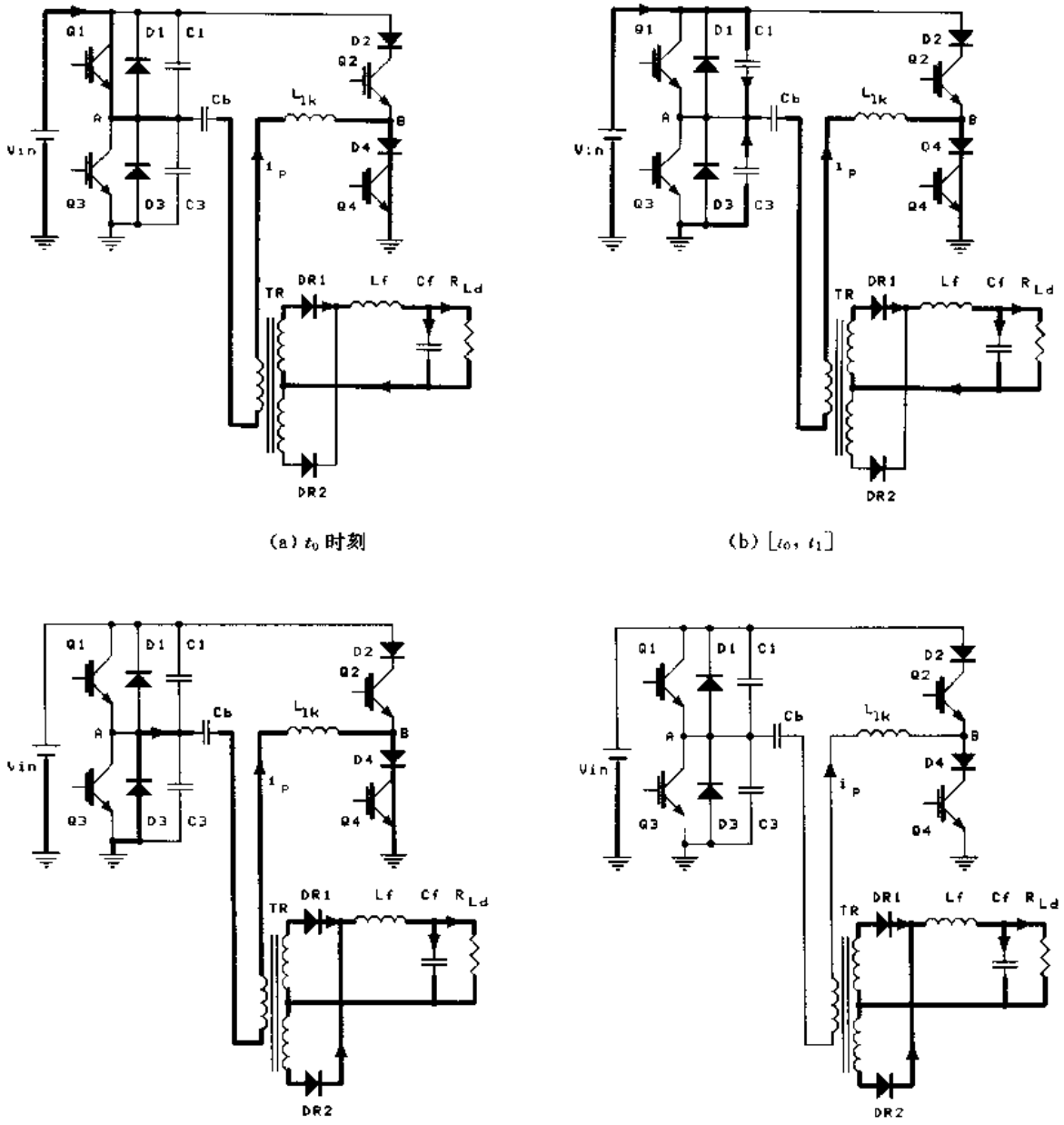
此变压器原、副边绕组电压均为零。此时阻断电容的电压全部加在漏感上，原边电流减小，阻断电容电压上升。由于漏感较小，而阻断电容较大，因此可认为在这个开关模态中，阻断电容电压基本不变，原边电流基本是线性减小，即：

$$v_{cb}(t) = V_{cb}(t_1) \equiv V_{cbp} \tag{5.7}$$

$$i_p(t) = I_{p0} - \frac{V_{cbp}}{L_{lk}}(t - t_1) \tag{5.8}$$

在 t_2 时刻，原边电流下降到零。该开关模态的时间为：

$$t_{12} = \frac{L_{lk} \cdot I_{p0}}{V_{cbp}} \tag{5.9}$$



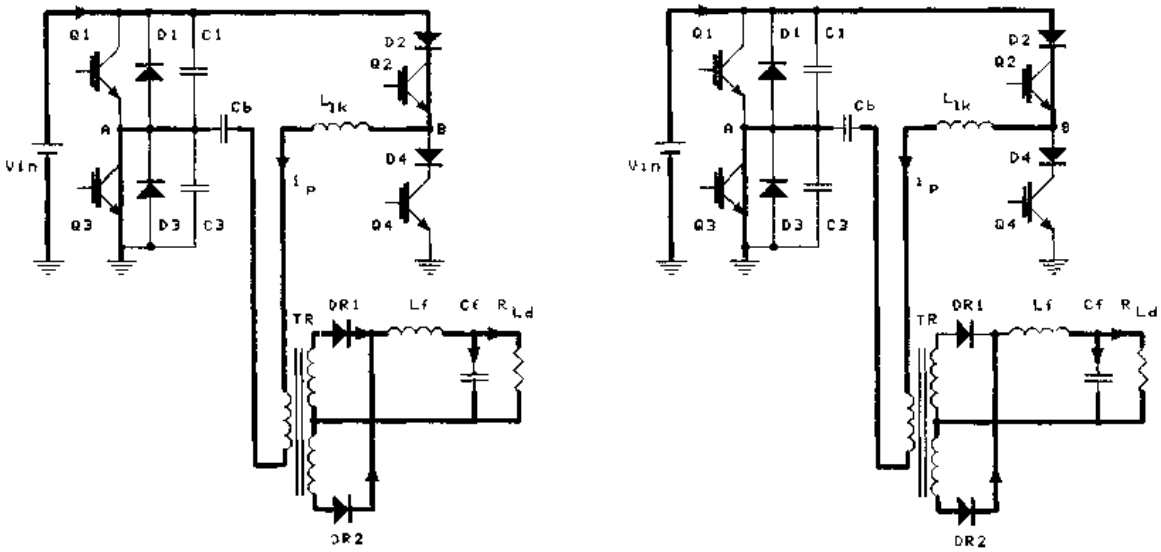
(a) t_0 时刻

(b) $[t_0, t_1]$

(c) $[t_1, t_2]$

(d) $[t_2, t_3]$

图 5.8 各个开关模态的等效电路



(e) $[t_3, t_4]$　　(f) $[t_4, t_5]$

图 5.8(续)

(4)开关模态 3

$[t_2, t_3]$，对应于图 5.8(d)。在开关模态 3 中，原边电流为 $i_p=0$，A 点对地电压为 $v_A=0$，B 点对地电压为 $v_B=-V_{cbp}$。副边两个整流管同时导通，均分负载电流。

(5)开关模态 4

$[t_3, t_4]$，对应于图 5.8(e)。在 t_3 时刻，关断 Q_4，此时 Q_4 中并没有电流流过，因此 Q_4 是零电流关断。在很小的延时后，开通 Q_2，由于漏感的存在，原边电流不能突变，Q_2 是零电流开通。

由于原边电流不足以提供负载电流，副边两个整流管依然同时导通，变压器的原、副边绕组被箝在零电压。此时加在漏感两端的电压为 $-(V_{in}+V_{cbp})$，原边电流从零开始反方向线性增加。

$$i_p(t)=-\frac{V_{in}+V_{cbp}}{L_{lk}}(t-t_3) \tag{5.10}$$

在 t_4 时刻，原边电流反方向增加到负载电流。该开关模态的时间为：

$$t_{34}=\frac{L_{lk}\cdot I_{p0}}{V_{in}+V_{cbp}} \tag{5.11}$$

(6)开关模态 5

$[t_4, t_5]$，对应于图 5.8(f)。从 t_4 时刻开始，原边为负载提供能量，同时给阻断电容反向充电。输出整流管 $DR1$ 自然关断，所有负载电流均流过 $DR2$。在这个开关模态中，

$$v_{cb}(t)=V_{cbp}-\frac{I_{p0}}{C_b}(t-t_4) \tag{5.12}$$

在 t_5 时刻，

$$v_{cb}(t_5)=V_{cbp}-\frac{I_{p0}}{C_b}\cdot t_{45} \tag{5.13}$$

阻断电容上的电压为下一次 Q_2 零电流关断和 Q_4 零电流开通作准备。在 t_5 时刻，关断 Q_3，开始$[t_5, t_{10}]$的另一个半周期，其工作情况类似于前面描述的$[t_0, t_5]$。

阻断电容电压在 t_6 时刻达到负的最大值 $-V_{cbp}$，而 $[t_5, t_6]$ 时段与 $[t_0, t_1]$ 时段是类似的，因此有：

$$V_{cb}(t_6) = V_{cb}(t_5) - 2 \cdot \frac{C_r V_{in}}{C_b} = V_{cbp} - \frac{I_{p0}}{C_b} \cdot t_{45} - 2 \cdot \frac{C_r V_{in}}{C_b} = -V_{cbp} \quad (5.14)$$

一般 $C_r \leqslant C_b$，那么上式可简化为：

$$V_{cbp} = \frac{I_{p0}}{2C_b} \cdot t_{45} \quad (5.15)$$

5.3 参数设计

5.3.1 实现滞后桥臂 ZCS 的条件

从上一节的分析中可以知道，要实现滞后桥臂的 ZCS，原边电流 i_p 必须在滞后桥臂开通之前从负载电流减小到零。从式(5.11)和(5.15)可以推出 i_p 从负载电流减小到零的时间 t_{12} 为：

$$t_{12} = \frac{2L_{lk}C_b}{t_{45}} = \frac{2L_{lk}C_b}{D \cdot T_s/2} = \frac{4L_{lk}C_b}{DT_s} \quad (5.16)$$

式中 D 是占空比，T_s 是开关周期。

从式(5.16)中可以看出，t_{12} 与负载电流无关，与占空比 D 成反比。也就是说可以在任意负载和输入电压变化范围内实现滞后桥臂的零电流开关。

5.3.2 最大占空比 D_{max}

从图 5.9 中可以知道，本变换器的最大占空比 D_{max} 由下式决定：

$$D_{max} = 1 - \frac{t_{12} + T_{ZCS}}{T_s/2} \quad (5.17)$$

式中 T_{ZCS} 是实现滞后桥臂 ZCS 的时间，它取决于开关管的关断特性。

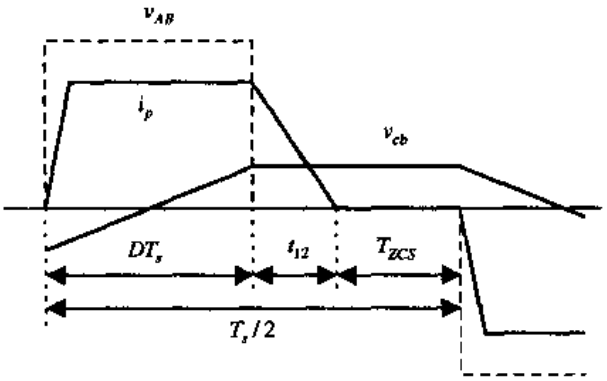


图 5.9 最大占空比的确定

5.3.3 滞后桥臂的电压应力

在开关模态 3 中，原边电流 i_p 为零，$v_B = -V_{cbp}$，滞后桥臂开关管上的电压为：

$$V_{Q2} = V_{in} + V_{cbp} \quad (5.18)$$

$$V_{Q4} = -V_{cbp} \tag{5.19}$$

从上面两个表达式可知，滞后桥臂开关管的电压应力为 $V_{in}+V_{cbp}$，而且要承受反向电压 V_{cbp}，因此滞后桥臂要串联二极管。

5.3.4 阻断电容的选择

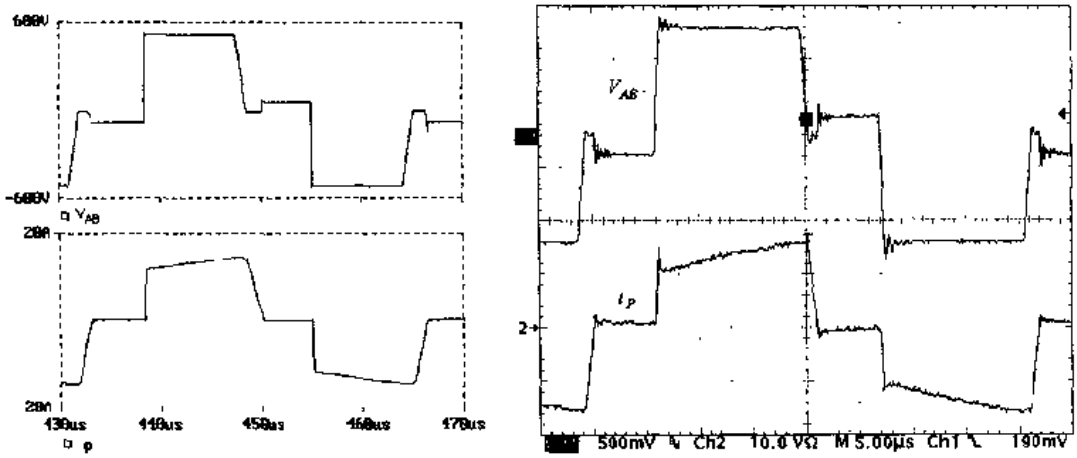
阻断电容 C_b 的选择受到两个因素的制约：① 从式(5.16)和(5.17)中可知，为了提高 D_{max}，C_b 应当尽量小；② 从式(5.18)和(5.19)中可知，为了降低滞后桥臂的电压应力和反向电压，C_b 应当尽量大。因此要权衡选择 C_b，一般在输出满载时，阻断电容电压峰值 $V_{cbp}=20\%V_{in}$。

5.4 仿真与实验结果

为了验证本电路的工作原理，采用 PSPICE 软件对电路做了仿真分析，并采用此方案，研制成功 48V/100A 通讯用开关电源。仿真和实验所用的参数为：

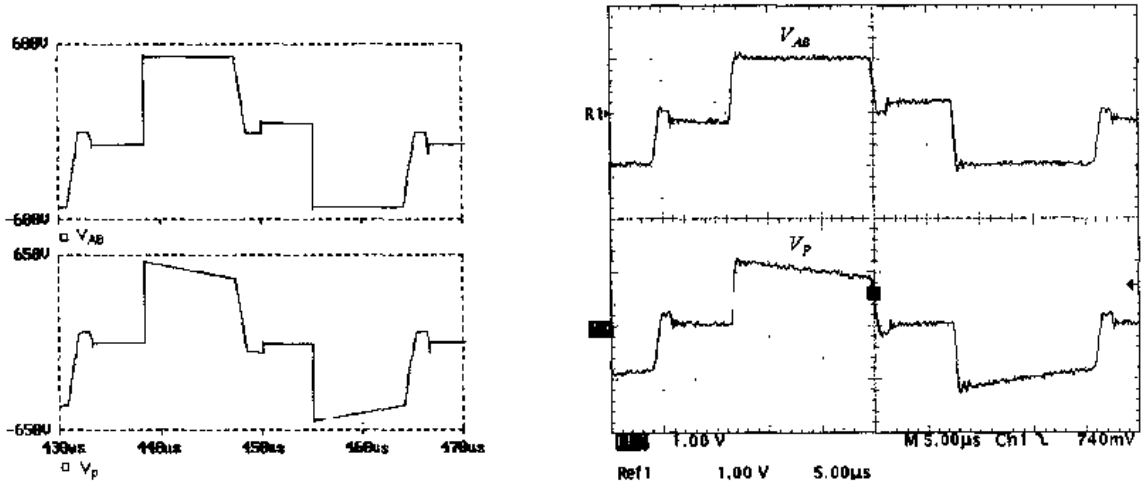
- 输入直流电压：$V_{in}=530$VDC；
- 输出直流电压：$V_o=52.8$VDC；
- 变压器原副边匝比：$K=5.5$；
- 变压器原边漏感：$L_{lk}=10\mu$H；
- 阻断电容：$C_b=2\mu$F；
- 并联电容：$C_1=C_3=C_r=15$nF；
- 输出滤波电感：$L_f=30\mu$H；
- 输出滤波电容：$C_f=10000\mu$F；
- 开关管：IGBT，VII50-12Q3；
- 串联二极管为：DSEP2×31-03A；
- 输出整流二极管：MEK95-06 DA；
- 开关频率：$f_s=30$kHz。

图 5.10 给出了在输出满载 100A 时的仿真和实验波形对比图。5.10(a)是原边电压 v_{AB}和原边电流 i_p 波形。该图表明当 $v_{AB}=0$ 时，阻断电容 C_b 上的电压使 i_p 从折算到原边的负载电流减小到零，从而实现滞后桥臂的零电流开关。与 PS-ZVS-PWM 变换器相比，本变换器不存在原边环流，因而可以提高变换效率。图 5.10(b)是 v_{AB}和变压器原边电压 v_p 波形，由于有阻断电容的电压，v_p 不是一个方波，但其平均值与 PS-ZVS-PWM 变换器一样。图 5.10(c)是阻断电容的电压波形，当原边电流正向流动时，阻断电容电压是增加的；而当原边电流反向流动时，阻断电容电压是减小的。图 5.10(d)是滞后桥臂开关管的电流和驱动波形，该图说明滞后桥臂是零电流开关的。图 5.10(e)是超前桥臂开关管的电压和驱动波形，该图说明超前桥臂是零电压开关的。图 5.10(f)是超前桥臂和滞后桥臂的电压波形，由于超前桥臂有反并二极管，其电压应力为输入直流电压 V_{in}，而滞后桥臂没有反并二极管，其电压应力为 $V_{in}+V_{cbp}$，而且有反向电压 $-V_{cbp}$，因此需要串联二极管来承受这个反向电压。



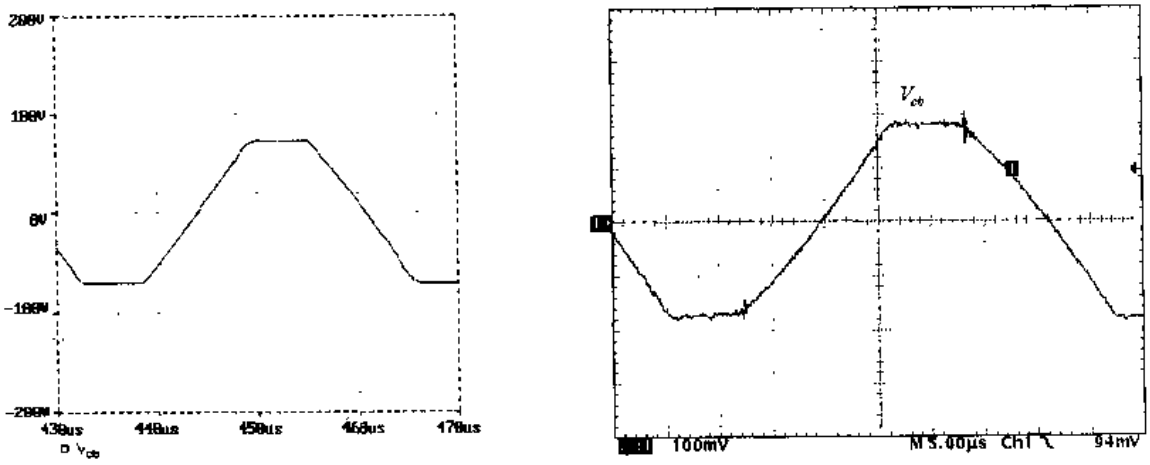
(a) 原边电压 V_{AB}(上面曲线)和原边电流 i_p(下面曲线)

(实验波形的时间标尺：5μs/div，电压标尺：250V/div，电流标尺：10A/div)



(b) V_{AB}(上面曲线)和原边电压 V_p(下面曲线)

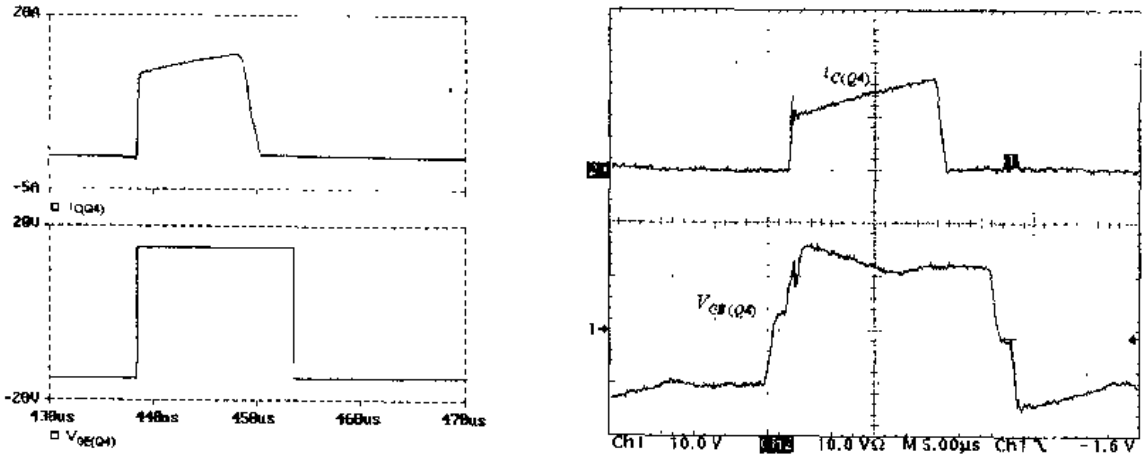
(实验波形的时间标尺：5μs/div，电压标尺：500V/div)



(c) 阻断电容电压 V_{cb}

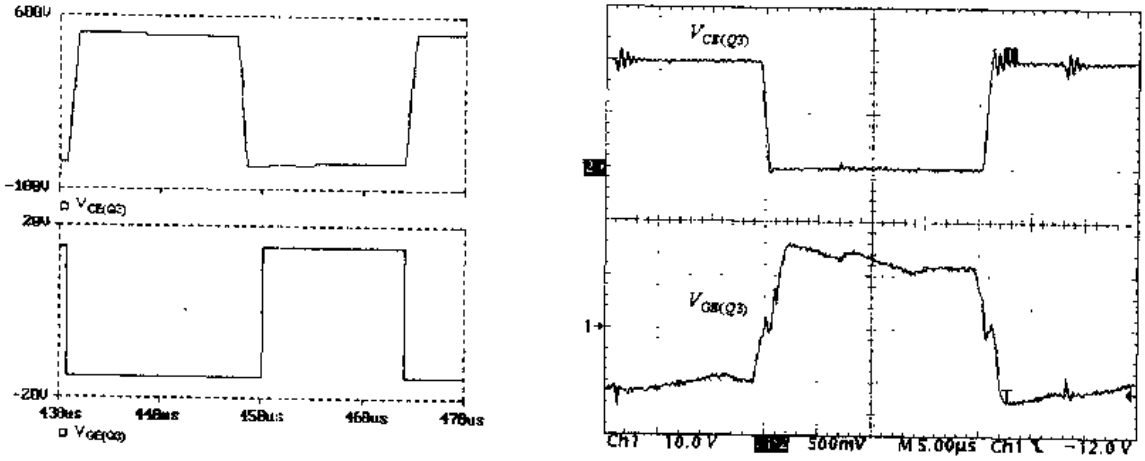
(实验波形的时间标尺：5μs/div，电压标尺：50V/div)

图 5.10 仿真与实验结果



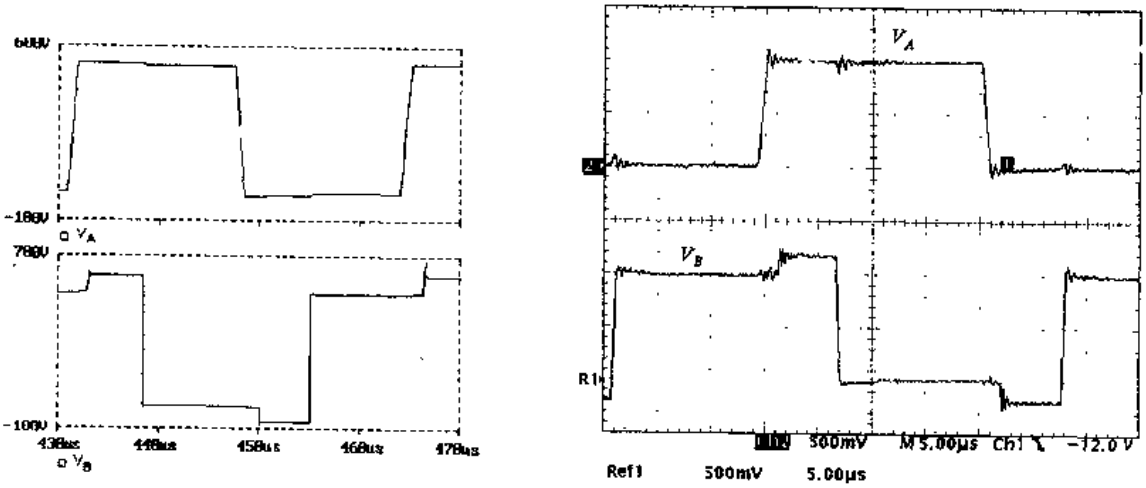
(d) 滞后桥臂中 Q_4 的 C 极电流 $i_{C(Q4)}$(上面曲线)和驱动电压 $V_{GE(Q4)}$(下面曲线)

(实验波形的时间标尺：5μs/div，电流标尺：10V/div，电压标尺：10V/div)



(e) 超前桥臂中 Q_3 的 CE 极电压 $V_{CE(Q3)}$(上面曲线)和驱动电压 $V_{GE(Q3)}$(下面曲线)

(实验波形的时间标尺：2505μs/div，电压标尺：250V/div(上)，电压标尺：10V/div(下))



(f) 超前桥臂中点电压 V_A(上面曲线)和滞后桥臂中点电压 V_B(下面曲线)

(实验波形的时间标尺：5μs/div，电压标尺：250V/div)

图 5-10(续)

图 5.11 给出了电源在额定输入 380V 交流电，不同的输出电流的整机变换效率。在 60A 时，变换效率最高，超过了 94%；在满载输出 100A 时变换效率为 93.8%；而采用 ZVS PWM DC/DC 变换器方案时满载效率为 92%。这主要是因为 ZVZCS PWM DC/DC 变换器方案在零状态时变压器和开关管中不存在通态损耗。

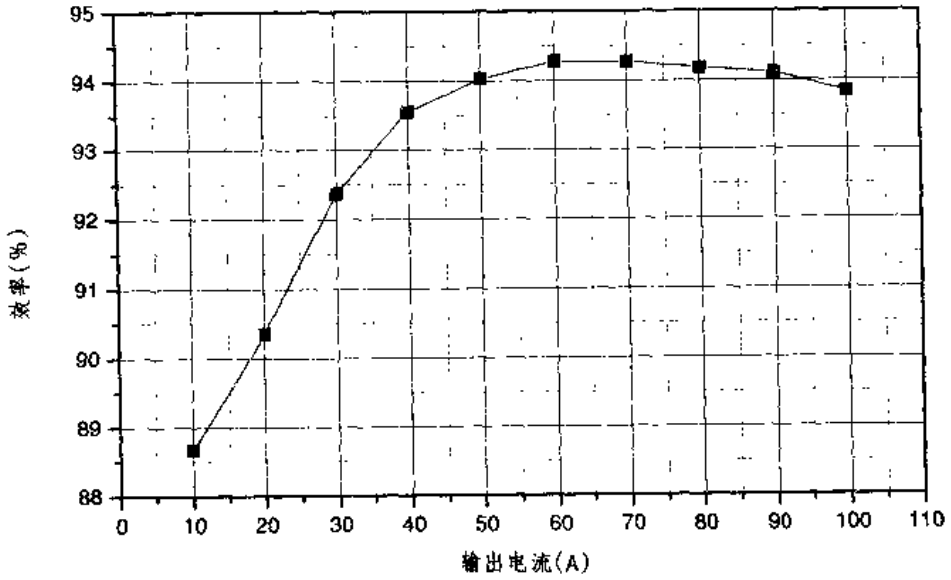


图 5.11 变换效率图

本章小结

本章提出了 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的两种控制方式和 5 种电路拓扑。以其中一种电路拓扑为例，分析了该电路的工作原理及其参数设计。该变换器有如下优点：

①不存在 ZVS PWM DC/DC 变换器的原边环流，提高了变换器的变换效率；

②可以在任意负载和输入电压变化范围内实现滞后桥臂的零电流开关。

第六章　PWM DC/DC 全桥变换器的主要元件、控制芯片及驱动电路

6.1　引　　言

在前几章中，我们讨论了 PWM DC/DC 全桥变换器的软开关技术。从本质上讲，无论是采用何种控制方式，无论是实现 ZVS 还是 ZVZCS，其不同之处只是在于变压器原边采用不同的电路拓扑，而其输入滤波电容、高频变压器、输出滤波电感和滤波电容的设计是完全相同的。本章讨论 PWM DC/DC 全桥变换器中这几种主要元件的设计。

在前几章中，我们也知道，全桥变换器无论是实现 ZVS 还是 ZVZCS，均可以采用移相控制方式。针对这种控制方式，Unitrode 公司推出了 UC3875 集成芯片，本章详细介绍它的使用方法。

驱动电路是电源中的一个重要的部分，本章提出一种适用于大容量 IGBT 和 MOSFET 的驱动电路。

6.2　输入滤波电容的选择

对于中小功率电源来讲，一般是采用单相 220V 交流电输入；而中大功率电源则是采用三相 380V 交流电输入。单相 220V（或三相 380V）/50Hz 的交流电 v_{line}经过全桥整流后得到脉动的直流电压 V_{in}，输入滤波电容 C_{in}用来平滑这一直流电压，使其脉动减小。C_{in}的选择是比较关键的，①C_{in}如果太小，直流电压 V_{in}的脉动就会比较大。为了得到所要求的输出电压，需要过大的占空比调节范围和过高的控制闭环增益；同时，直流电压 V_{in}的最小值 $V_{in(\min)}$也会较小，要求高频变压器的原副边匝比变小，导致开关管的电流增大，输出整流二极管的反向电压增大。②C_{in}如果太大，其充电电流脉冲宽度变窄，幅值增高，导致输入功率因数降低，EMI 增加，过高的输入电流（有效值）使得输入整流管和滤波电容的损耗增加；同时，电容过大，成本也会增加。

在有些应用场合，为了提高输入功率因数，输入交流电经过全桥整流后，不是直接采用电容滤波，而是采用电感和电容（即 LC）滤波方式。该滤波电感和电容的选择既要保证较小的直流电压脉动，又要保证高的输入功率因数，设计较为复杂，本章不讨论。

一般而言，下述的经验算法比较合理：在最低输入交流电时，整流滤波后的直流电压的脉动值 V_{pp}是最低输入交流电压峰值的 20%～25%[38]。假如已知输入交流电压的变化范围为 $V_{line(\min)}$～$V_{line(\max)}$，频率范围为 $f_{\min}$～$f_{\max}$，按照下面的步骤来计算 C_{in}的容量。

①线电压有效值：$V_{line(\min)}$～$V_{line(\max)}$；

②线电压峰值：$\sqrt{2}V_{line(\min)}$～$\sqrt{2}V_{line(\max)}$；

③整流滤波后直流电压的最大脉动值：

$$V_{pp}=\sqrt{2}V_{line(\min)}\times(20\%\sim25\%)\quad(\text{单相输入});$$

$$V_{pp} = \sqrt{2}V_{line(\min)} \times (7\% \sim 10\%) \quad (三相输入);$$

④整流滤波后的直流电压 V_{in}：$(\sqrt{2}V_{line(\min)} - V_{pp}) \sim \sqrt{2}V_{line(\max)}$

由于开关电源的损耗也来自于输入整流电路，因此输入功率 P_{in} 为：

$$P_{in} = P_{out}/\eta \tag{6.1}$$

式中 η 是电源的变换效率，P_{in} 和 P_{out} 的单位为瓦特(W)。

为了保证直流电压最小值符合要求，每个周期中 C_{in} 所提供的能量 W_{in} 约为：

$$W_{in} = \frac{P_{in}}{A \cdot f_{\min}} \tag{6.2}$$

式中 A 是输入交流电压的相数，输入为单相时，$A=1$；输入为三相时，$A=3$。W_{in} 单位为焦耳(Joule)，$f_{\min}$ 的单位为赫兹(Hz)。

每个半周期输入滤波电容所提供的能量为：

$$\frac{W_{in}}{2} = \frac{1}{2}C_{in}[(\sqrt{2}V_{line(\min)})^2 - (\sqrt{2}V_{line(\min)} - V_{pp})^2] \tag{6.3}$$

因此输入滤波电容容量为：

$$C_{in} = \frac{W_{in}}{(\sqrt{2}V_{line(\min)})^2 - (\sqrt{2}V_{line(\min)} - V_{pp})^2} \tag{6.4}$$

式中 C_{in} 的单位为法拉第(F)，所有电压的单位均为伏特(V)。

根据式(6.4)所计算的电容量和整流后的直流电压最大值 $\sqrt{2}V_{line(\max)}$，参考电容生产厂家提供的手册，可以选用相应的电解电容。如果式(6.4)所计算的电容量较大，可采用多个电解电容并联方式。如果要求电解电容耐压过高，可采用多个电容串联的办法。

电解电容既要为在后面的变换器提供高频脉冲电流，又要吸收变换器回馈的高频脉冲电流。由于电解电容存在等效串联电阻 ESR 和等效串联电感 ESL，变换器在吸收和回馈高频电流时，电解电容上的直流电压上将会产生高频尖峰电压，为了抑制高频电压尖峰，有必要在电解电容两端并联无极性小容量的高频电容。

如果最后选择电容量为 C_{in}^*，可根据式(6.5)计算出整流后的直流电压的最小值 $V_{in(\min)}$。

$$V_{in(\min)} = \sqrt{(\sqrt{2}V_{line(\min)})^2 - \frac{W_{in}}{C_{in}^*}} \tag{6.5}$$

6.3 高频变压器的设计

6.3.1 原副边变比

为了提高高频变压器的利用率，减小开关管的电流，降低输出整流二极管的反向电压，从而减小损耗和降低成本，高频变压器原副边变比应尽可能的大一些。为了在任意输入电压时能够输出所要求的电压，变压器的变比应按最低输入电压 $V_{in(\min)}$ 选择。选择副边的最大占空比为 $D_{sec(\max)}$，则可计算出副边电压最小值 $V_{sec(\min)}$ 为：

$$V_{sec(\min)} = \frac{V_{o(\max)} + V_D + V_{Lf}}{D_{sec(\max)}} \tag{6.6}$$

其中，$V_{o(max)}$是输出电压最大值，V_D 是输出整流二极管的通态压降，V_{Lf}是输出滤波电感上的直流压降，所有电压的单位均为伏特(V)。

故变压器原副边变比 K 为：

$$K = \frac{V_{in(min)}}{V_{sec(min)}} \tag{6.7}$$

6.3.2 确定原边和副边匝数

首先选定一个磁芯，为了减小铁损，根据开关频率 f_s，参考磁芯材料手册，可确定最高工作磁密 B_m，那么副边匝数 W_{sec}可由下式决定：

$$W_{sec} = \frac{V_{sec(min)} \cdot D_{sec(max)}}{4f_s \cdot A_e \cdot B_m} \tag{6.8}$$

式中 W_{sec}的单位为匝，A_e 为磁芯的有效导磁截面积，单位为(m^2)，f_s 的单位为赫兹(Hz)，B_m 的单位为特斯拉(T)。

根据副边匝数和变比，可以计算原边匝数为：

$$W_p = K \cdot W_{sec} \tag{6.9}$$

式中 W_p 的单位为匝。

6.3.3 确定绕组的导线线径

在选用绕组的导线线径时，要考虑导线的集肤效应。所谓集肤效应，是指当导线中流过交流电流时，导线横截面上的电流分布不均匀，中间电流密度小，边缘部分电流密度大，使导线的有效导电面积减小，电阻增加。在工频条件下，集肤效应影响较小，而在高频时影响较大。导线有效导电面积的减小一般采用穿透深度 Δ 来表示。所谓穿透深度 Δ，是指电流密度下降到导线表面电流密度的 0.368(即 $1/e$)时的径向深度。穿透深度 Δ 可用下式来表示：

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \gamma}} \tag{6.10}$$

式中 ω 为角频率，$\omega = 2\pi f_s$；μ 为导线的磁导率，铜的相对磁导率为 $\mu_r = 1$，那么，铜的磁导率为真空中的磁导率，即 $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$H/m；$\gamma$ 为导线的电导率，铜的电导率为 $\gamma = 58 \times 10^6/\Omega \cdot$ m；穿透深度 Δ 的单位为米(m)。

为了更有效地利用导线，减小集肤效应的影响，一般要求导线线径小于两倍穿透深度，即 $r \leqslant 2\Delta$。如果要求绕组的线径大于由穿透深度所决定的最大线径时，可采用小线径的导线多股并绕或采用扁而宽的铜皮来绕制，铜皮的厚度要小于 2 倍穿透深度。

6.3.4 确定绕组的导线股数

绕组的导线股数决定于绕组中流过的最大有效值电流和导线线径。在考虑集肤效应确定导线线径后，我们来计算绕组中流过的最大有效值电流。

(1) 原边绕组的导线股数

变压器原边有效值电流最大值为：

$$I_{p(\max)} = \frac{P_{o(\max)}}{\eta_{tr} V_{in(\min)}} \tag{6.11}$$

其中，$P_{o(\max)}$为变压器的最大输出功率(W)，η_{tr}为变压器的效率，$V_{in(\min)}$为整流后的直流电压最小值。

那么原边绕组的导线股数 WN_p 为：

$$WN_p = \frac{I_{p(\max)}}{J \cdot S_W} \tag{6.12}$$

式中 J 为导线的电流密度，一般取 $J=3\sim5\text{A/mm}^2$；S_W 为每根导线的导电面积(mm^2)。

(2) 副边绕组的导线股数

第三章已经讲过，副边的整流方式有两种，一种是全桥整流方式，一种是全波整流方式。

在全桥整流方式中，变压器只有一个副边绕组，根据变压器原副边电流关系，副边的有效值电流最大值为：

$$I_{sec(\max)} = K \cdot I_{p(\max)} \tag{6.13}$$

在全波整流方式中，变压器有两个副边绕组，每个绕组分别提供半个周期的负载电流，因此其有效值电流最大值为：

$$I_{sec(\max)} = I_{o(\max)} / \sqrt{2} \tag{6.14}$$

式中 $I_{o(\max)}$是输出电流最大值。

因此副边绕组的导线股数 WN_{sec} 为：

$$WN_{sec} = \frac{I_{sec(\max)}}{J \cdot S_W} \tag{6.15}$$

6.3.5 核算窗口面积

在计算出变压器的原副边匝数、导线线径及股数后，必须核算磁芯的窗口面积是否能够绕得下或是否窗口过大。如果窗口面积太小，说明磁芯太小，要选择大一点的磁芯；如果窗口面积过大，说明磁芯太大，可选择小一些的磁芯。重新选择磁芯后，从 6.3.2 节开始计算，直到所选磁芯基本合适。

6.4 输出滤波电感的设计

在 PWM DC/DC 全桥变换器中，原边的交流方波电压经过高频变压器变压和输出整流桥后，得到一个高频直流方波电压。从输出滤波器侧来看，PWM DC/DC 全桥变换器实际上类似于一个 Buck 变换器，只不过它的工作频率为开关频率的 2 倍。因此在设计 PWM DC/DC 全桥变换器的输出滤波电感和输出滤波电容时，可以选用 Buck 变换器的计算公式，只是要将其开关频率 f_s 改变为 $2f_s$。

6.4.1 输出滤波电感

在设计 Buck 变换器的输出滤波电感时，要求输出滤波电感电流在某一个最小电流

$I_{o(ccm)}$时保持连续。那么输出滤波电感可按下式计算[32]：

$$L_f = \frac{V_o}{2 \times (f_{Lf}) I_{o(ccm)}} \left(1 - \frac{V_o}{\frac{V_{in}}{K} - V_{Lf} - V_D} \right) \tag{6.16}$$

式中 L_f 的单位为亨(H)，f_{Lf}是输出滤波电感的工作频率(Hz)。

在工程设计时，一般的经验算法是要求输出滤波电感电流的最大脉动量 ΔI_{max}为最大输出电流的 20%，也就是说在输出满载电流的 10%的条件下，输出滤波电感电流应该保证连续。那么式(6.16)中的 $I_{o(ccm)}$可取 $10\% \times I_{o(max)}$。由于输入电压是变化的，有时输出电压也要求在一定范围内可调，为了保证滤波电感电流的最大脉动量不超过最大输出电流的 20%，式(6.16)中的 V_o 取 $V_{o(min)}$，V_{in}取 $V_{in(max)}$。全桥变换器的开关频率为 f_s，副边整流后的方波电压的频率为 $2f_s$，因此，式(6.16)中 $f_{Lf}=2f_s$。这样，式(6.16)可改写为下式：

$$L_f = \frac{V_{o(min)}}{2 \times (2f_s) \cdot (10\% I_{o(max)})} \left(1 - \frac{V_{o(min)}}{\frac{V_{in(max)}}{K} - V_{Lf} - V_D} \right) \tag{6.17}$$

式中 L_f 的单位为亨(H)，f_s 的单位为赫兹(Hz)。

6.4.2 输出滤波电感的设计

输出滤波电感的工作情况是：

①其电流是单向流动的，流过绕组的电流具有较大的直流分量，并叠加一个较小的交变分量，其频率为 $2f_s$，属于第三类工作状态[30]。因此磁芯的最大工作磁密可以取得很高，接近于饱和磁密。

②最大峰值电流为 $I_{Lf(max)} = I_{o(max)} + \frac{1}{2}\Delta I_{max}$，最大平均值电流为 $I_{Lf(max)} = I_{o(max)}$。

输出滤波电感的设计步骤为：

①初选磁芯大小，确定有效导磁面积 A_e。

②初选一个气隙大小，以计算绕组匝数。取气隙 δ，那么绕组匝数为：

$$W_{Lf} = \sqrt{\frac{L_f \cdot \delta}{\mu_0 \cdot A_e}} \tag{6.18}$$

式中 L_f 的单位为亨(H)，气隙 δ 的单位为米(m)，$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$H/m，$A_e$ 的单位为平方米(m^2)。

③核算磁芯最高工作磁密 B_m。根据下式，可计算其最高工作磁密 B_m：

$$B_m = \mu_0 \cdot W_{Lf} \cdot I_{Lf(max)} / \delta \tag{6.19}$$

式中 B_m 的单位为特斯拉(T)。

如果 $B_m < B_s$，则符合要求；如果 $B_m > B_s$，则要重新调整气隙 δ。

④计算绕组的线径和股数。输出滤波电感电流最大有效值为 $I_{o(max)}$，取电流密度为 J，则绕组的导电面积 S_{Lf}为：

$$S_{Lf} = I_{o(max)} / J \tag{6.20}$$

式中 S_{Lf}的单位为 mm^2，电流密度 J 的单位为 A/mm^2。

输出滤波电感电流主要是直流分量，交流分量较小，集肤效应影响不是很大。因此可以选用线径较大的导线或扁铜线来绕制，只要保证足够的导电面积就行了。

⑤核算窗口面积。与变压器的设计一样，这里也要核算磁芯的窗口面积是否合适。要经过多次反复设计，直到选择到合适的磁芯。

6.5 输出滤波电容的选择

6.5.1 输出滤波电容量

输出滤波电容的容量与电源对输出电压峰峰值 ΔV_{opp} 的要求有关。可由下式来计算输出滤波电容的电容量 C_f[32]：

$$C_f = \frac{V_o}{8L_f f_{cf}^2 \Delta V_{opp}}\left[1 - \frac{V_o}{\frac{V_{in}}{K} - V_{Lf} - V_D}\right] \tag{6.21}$$

式中 C_f 的单位为法拉第(F)，f_{cf} 是输出滤波电容的工作频率(Hz)，ΔV_{opp} 的单位为伏特(V)，L_f 是输出滤波电感，单位为亨(H)。

与计算输出滤波电感同样的道理，式(6.21)中的 V_o 取 $V_{o(\min)}$，V_{in} 取 $V_{in(\max)}$，$f_{cf}=2f_s$。这样，式(6.21)可改写为下式：

$$C_f = \frac{V_{o(\min)}}{8L_f(2f_s)^2 \Delta V_{opp}}\left[1 - \frac{V_{o(\min)}}{\frac{V_{in(\max)}}{K} - V_{Lf} - V_D}\right] \tag{6.22}$$

考虑到电解电容有等效串联电阻 ESR，因此在实际选用电容时，一般选择多个电解电容并联使用。同时，容量比式(6.22)所决定的电容量大一些。

6.5.2 输出滤波电容的耐压值

输出滤波电容的耐压值决定于输出电压的最大值，一般比输出电压的最大值高一些，但不必高太多，以降低成本。比如，通讯电源的输出电压最大值为 60V，这时可选电解电容的耐压值为 63V。

另外，如果电源的工作条件比较恶劣，环境温度很高，为了提高电源的可靠性，一般要选用 105℃的电解电容；如果电源的工作条件较好，环境温度不是很高，可选用 85℃的电解电容。

6.6 UC3875 芯片

美国 Unitrode 公司针对移相控制方案最近推出了 UC3875 芯片。图 6.1 给出了它的内部结构图。它主要包括以下九个方面的功能：工作电源、基准电源、振荡器、锯齿波、误差放大器和软起动、移相控制信号发生电路、过流保护、死区时间设置、输出级。

6.6.1 工作电源

UC3875 的工作电源分为两个：V_{IN}(pin 11)和 V_c(pin 10)，其中 V_{IN} 是供给内部逻辑电路用，它对应于信号地 GND(pin 20)；V_c 供给输出级用，它对应于电源地 PWR GND (pin 12)。这两个工作电源应分别外接有相应的高频滤波电容，而且 GND 和 PWR GND

应该相联于一点以减小噪声干扰和减小直流压降。

V_{IN}设有欠压锁定输出功能(Under-Voltage Lock-Out，简称 UVLO)，当 V_{IN}的电压低于 UVLO 门槛电压时，输出级信号全部为低电平，当 V_{IN}高于 UVLO 门槛电压时，输出级才会开启，UC3875 的 UVLO 门槛电压为 10.75V。一般而言，V_{IN}最好高于 12V，这样能保证芯片更好地工作。V_c 一般在 3V 以上时就能正常工作，在 12V 以上工作性能会更好。因此一般可以把 V_{IN}和 V_c 接到同一个 12V 的电压源上。

6.6.2 基准电源

UC3875 在 1 脚提供一个 5V 的精密基准电压源 V_{REF}，它可为外部电路提供大约 60mA 的电流，内部设有短路保护电路。同时，V_{REF}也有 UVLO 功能，只有当 V_{REF}达到 4.75V 时，芯片才正常工作。V_{REF}最好外接一个 0.1μF、ESR 和 ESL 都很小的滤波电容。

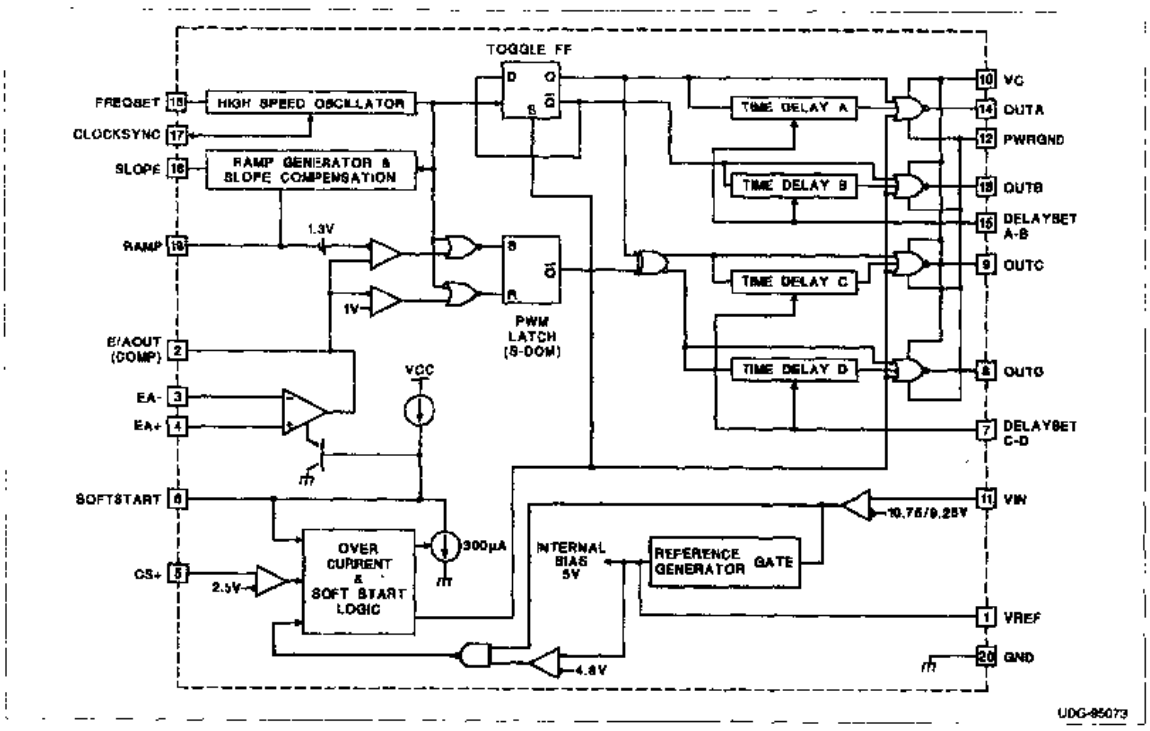


图 6.1 UC3875 的内部结构图

6.6.3 振荡器

芯片内有一个高速振荡器，在频率设置脚 FREQ SET (pin 16)与信号地 GND 之间接一个电容和一个电阻可以设置振荡频率，从而设置输出级的开关频率。

为了能让多个芯片并联工作，UC3875 提供了时钟/同步功能脚 CLOCK/SYNC (pin 17)。虽然每个芯片自身的振荡频率不同，但一旦它们联接起来，所有芯片都同步于最快的芯片，即所有芯片的振荡频率都变为最高的振荡频率。芯片也可同步于外部时钟信号，只要 CLOCK/SYNC 接一个振荡频率高于芯片的外部时钟信号。如果 CLOCK/SYNC 作为输出用，则它为外部电路提供一个时钟信号。

6.6.4 锯齿波

斜率设置脚 SLOPE (pin 18)与某一个电源 V_X 之间接一个电阻 R_{SLOPE}，为锯齿波脚 RAMP (pin 19)提供一个电流为 V_X/R_{SLOPE}的恒流源。在 RAMP 与信号地 GND 之间接一个电容 C_{RAMP}，就决定了锯齿波的斜率$\frac{dV}{dt}=\frac{V_X}{R_{SLOPE}\cdot C_{RAMP}}$，选定 R_{SLOPE}和 C_{RAMP}，就决定了锯齿波的幅值。如果 V_X 接整流后直流电压的采样电压，就可实现输入电压前馈。一般在电压型调节方式中，V_X 直接接 1 脚的 5V 基准电压。

RAMP 是 PWM 比较器的一个输入端，PWM 比较器的另一个输入端是误差放大器的输出端。在 RAMP 与 PWM 比较器的输入端之间有一个 1.3V 的偏置，因此适当地选择 R_{SLOPE}和 C_{RAMP}的值，就可使误差放大器的输出电压不能超过锯齿波的幅值，从而实现最大占空比限制。

6.6.5 误差放大器和软启动

误差放大器实际上是一个运算放大器，在电压型调节方式中，其同相端 E/A＋(pin 4)一般接基准电压，反相端 E/A－(pin 3)一般接输出反馈电压，反相端 E/A－与输出端 E/A OUT (COMP) (pin 2) 之间接一个补偿网络，E/A OUT 接到 PWM 比较器的一端。

软启动功能脚 SOFT-START(pin 6)与信号地 GND 之间接一个电容 C_{SS}，当 SOFT-START 正常工作时，芯片内有一个 9μA 的恒流源给 C_{SS}充电，SOFT-START 的电压线性升高，最后达到 4.8V。SOFT-START 在芯片内与误差放大器的输出相接，当误差放大器的输出电压低于 SOFT-START 的电压时，误差放大器的输出电压被箝在 SOFT-START 的电压值。因此 SOFT-START 工作时，输出级的移相角从 0°逐渐增加，使全桥变换器的脉宽从 0 开始慢慢增大，直到稳定工作，这样可以减小主功率开关管的开机冲击。当 V_{IN}低于 UVLO 门槛电压时，或电流检测端 C/S＋ (pin 5)电压高于 2.5V 时，SOFT-START 的电压被拉到 0V。当上述两种情况均不存在时，SOFT-START 恢复正常工作。

6.6.6 移相控制信号发生电路

移相控制信号发生电路是 UC3875 的核心部分。振荡器产生的时钟信号经过 D 触发器(Toggle FF)2 分频后，从 D 触发器的“Q”和“$\overline{Q}$”得到两个 180°互补的方波信号。这两个方波信号从 OUTA 和 OUTB 输出，延时电路为这两个方波信号设置死区。OUTA 和 OUTB 与振荡时钟信号同步。

PWM 比较器将锯齿波和误差放大器的信号比较后，输出一个方波信号，这个信号与时钟信号经过“或非门”后送到 RS 触发器，RS 触发器的输出“$\overline{Q}$”和 D 触发器的“Q”运算后，得到两个 180°互补的方波信号。这两个方波信号从 OUTC 和 OUTD 输出，延时电路为这两个方波信号设置死区。OUTC 和 OUTD 分别领先于 OUTB 和 OUTA，之间相差一个移相角，移相角的大小决定于误差放大器的输出与锯齿波的交截点。

6.6.7 过流保护

在芯片内有一个电流比较器，其同相端接电流检测端C/S+(pin 5)，反相端在内部接了一个2.5V电压。当C/S+电压超过2.5V时，电流比较器输出高电平，使输出级全部为低电平，同时，将软启动脚的电压拉到0V。当C/S+电压低于2.5V后，电流比较器输出低电平，软启动电路工作，输出级的移相角从0°慢慢增大。实际上，也可以把C/S+用作一个故障保护电路，例如输出过压、输出欠压、输入过压、输入欠压等。当这些故障发生时，通过一定的电路转换成高于2.5V的电压，接到C/S+端，就可以对电路实现保护了。

6.6.8 死区时间设置

为了防止同一桥臂的两个开关管同时导通，同时给开关管提供软开关的时间，两个开关管的驱动信号之间应该设置一个死区时间。芯片为用户提供了两个脚：A-B死区设置脚 DELAY SET A-B (pin 15)和C-D死区设置脚 DELAY SET C-D (pin 7)。在死区设置脚与信号地GND之间并接一个电阻和一个电容，就可以分别为两对互补的输出信号A-B，C-D设置死区时间。选择不同的电阻和电容，就可以设置不同的死区时间。

6.6.9 输出级

UC3875最终的输出就是四个驱动信号：OUTA (pin 14)，OUTB (pin13)，OUTC (pin 9)和OUTD (pin 8)，它们用于驱动全桥变换器的四个开关管。这四个输出均为图腾柱(totem-pole)驱动方式，都可以提供2A的驱动峰值电流，因此它们可以直接用于驱动MOSFET或经过隔离变压器来驱动MOSFET。

6.7 驱动电路

随着功率器件的发展，MOSFET和IGBT已逐渐取代BJT，MOSFET和IGBT均为电压型驱动方式，比电流型驱动的BJT的驱动方式要简单得多。在设计MOSFET和IGBT的驱动电路时，要考虑以下几个因素：

①驱动能力。也就是说，驱动电路需提供足够的电流，在所要求的开通时间和关断时间内对MOSFET和IGBT的输入电容C_{iss}充电和放电。输入电容C_{iss}包括栅-源之间的电容C_{GS}和栅-漏之间的电容C_{GD}，即$C_{iss}=G_{GS}+C_{GD}$。MOSFET和IGBT的开通和关断实质上是对其输入电容的充放电过程，栅极电压v_{GS}的上升时间t_r和下降时间t_f决定输入回路的时间常数，即：

$$t_r(\text{或 } t_f) = 2.2RC_{iss} \tag{6.23}$$

式中R是输入回路电阻，其中包括驱动电源的内阻R_i。从式(6.23)中可以知道驱动电源的内阻R_i越小，驱动速度越快。

②MOSFET和IGBT在关断时，可以加反向电压，以防止受到干扰时误开通。

③驱动信号有时要求在电气上进行隔离。

6.7.1 中小功率 PWM DC/DC 全桥变换器中 MOSFET 和 IGBT 的驱动电路

对于 PWM DC/DC 全桥变换器而言，同一桥臂的两只开关管的驱动信号 $S_{上管}$和 $S_{下管}$相差 180°，是刚好相反的，即一只开关管开通，另一只开关管要关断，或者同时关断，如图 6.2 所示。那么我们可以使其驱动信号为 $v_{GS(上管)}$和 $v_{GS(下管)}$。$v_{GS(上管)}$和 $v_{GS(下管)}$均为正负半周对称的交流信号，可以由高频变压器来产生。而 $v_{GS(上管)}$和 $v_{GS(下管)}$刚好是相反的信号，因此这两个信号可以由同一个驱动变压器来产生。该变压器有三个绕组，一个原边绕组，两个副边绕组。两个副边绕组分别驱动同一桥臂的两个开关管，如图 6.3 所示。

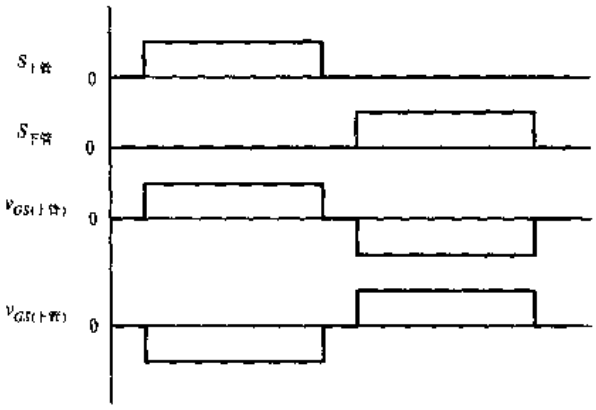


图 6.2 同一桥臂开关管的开关信号及其栅极驱动信号

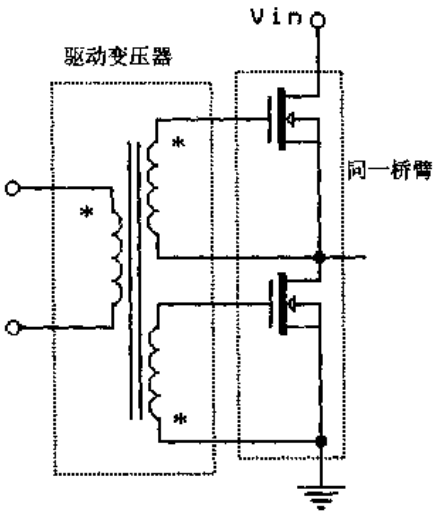


图 6.3 一个驱动变压器驱动同一桥臂的两只开关管

现在我们所要考虑的是驱动变压器原边信号的产生，在驱动小功率的 MOSFET 和 IGBT 时，如果控制芯片的驱动信号是图腾柱输出方式，且可提供一定的驱动电流，那么可以直接由控制芯片来驱动变压器，如图 6.4 所示。在图中，UC3875 提供了四个输出电流峰值为 2A 的图腾柱输出极，由于它们所直接驱动的是变压器，必须给每个输出端与工作电源 V_c 和工作地线之间接一个肖特基二极管，以防止损坏输出端。UC3875 的 OUTA(14 脚)的 OUTB(13 脚)驱动波形分别为图 6.2 中的 $S_{上管}$和 $S_{下管}$的波形。在驱动变压器的原边串接了一个 10Ω 电阻 R_g，使原边最大电流限制在 1.2A。

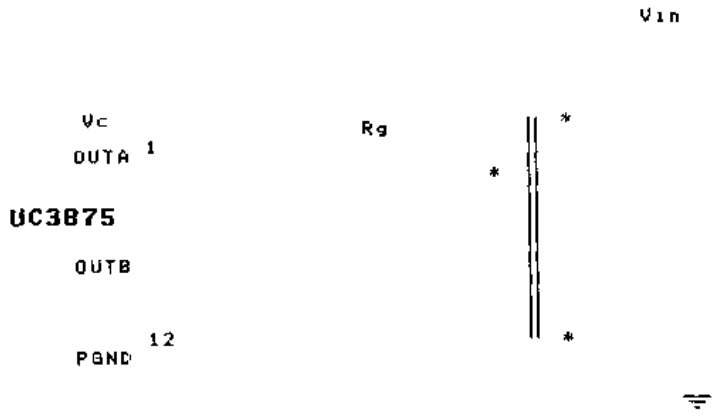


图 6.4　直接由控制芯片驱动变压器的驱动电路

如果要驱动功率较大的 MOSFET 和 IGBT，控制芯片的驱动能力就显得不够了，那么可以将控制芯片的驱动信号加以功率放大，如图 6.5 所示。图中 Q_1 和 Q_3、Q_2 和 Q_4 分别构成两对图腾柱，其输出用来驱动变压器。

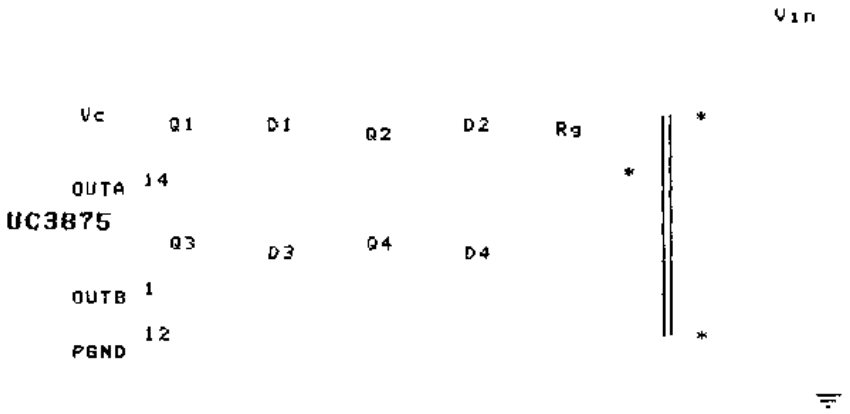


图 6.5　控制芯片后接功率放大电路的驱动电路

6.7.2　大功率 PWM DC/DC 全桥变换器中 MOSFET 和 IGBT 的驱动电路

对于大功率的 MOSFET 和 IGBT，上面所讨论的驱动电路的驱动能力不够，必须另行设计。目前所应用的驱动电路大都是进口的，如最早的 TF1205、TF1206 和最近的 EX840、EX841、EX850、EX851。这些驱动模块存在如下一些缺点：

①需要提供单独的浮地电源，如 TF1205 和 TF1206 需要±15V 工作电源，EX840、EX841、EX850 和 EX851 需要+20V 电源，使用起来不是太方便，尤其是在中小功率应用场合下。

②它们均采用光耦隔离，因此工作频率一般不超过 40kHz，有的甚至只有 10kHz，这就使得这些驱动模块无法在高频软开关变换器中使[illegible]大[illegible]

[illegible]

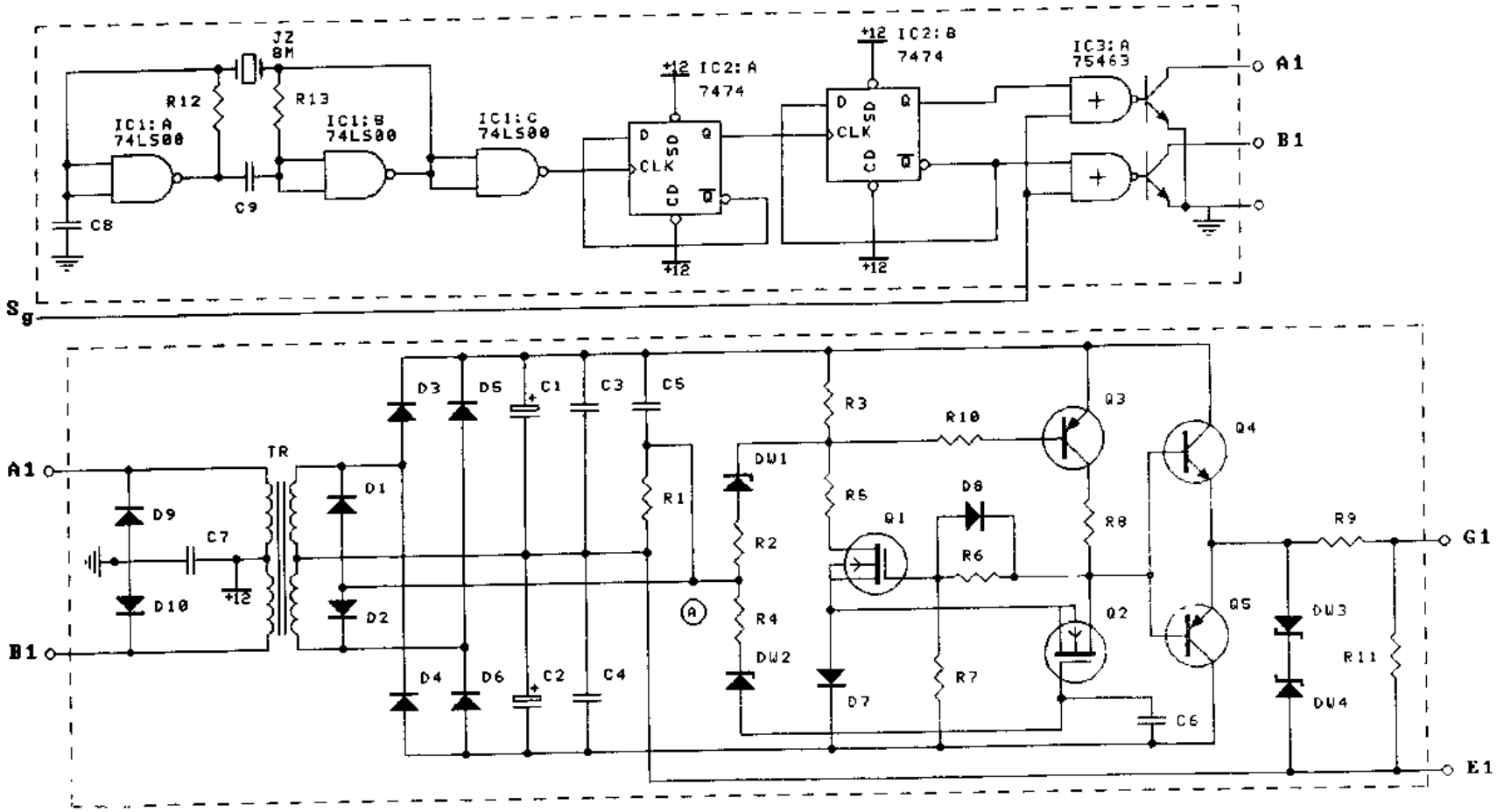

JZ
8M
R12
R13
IC1:A
74LS00
IC1:B
74LS00
IC1:C
74LS00
C8
C9
+12
IC2:A
7474
IC2:B
7474
IC3:A
75463
D
CLK
SD
CD
Q
A1
B1
Sg
TR
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D9
D10
C1
C2
C3
C4
C5
C7
R1
R2
R3
R4
R5
R6
R7
R8
R9
R10
R11
DW1
DW2
DW3
DW4
D7
D8
Q1
Q2
Q3
Q4
Q5
C6
G1
E1

图 6.6 驱动电路原理图

最近，美国的 UNITRODE 集成电路公司推出了 UC3726 和 UC3727 驱动电路对，这两个电路组合使用。它不需要单独的浮地电源，采用一个磁环隔离，这个磁环既传递驱动信号，又传递驱动能量。但它的外围电路比较繁琐，而且它刚刚面市，其价格较高，在国内很难购买到。

本节讨论一种新型的适用于 IGBT 和 MOSFET 的驱动电路，它采用一个磁环隔离，这个磁环既传递驱动信号，又传递驱动能量，因此无需附加单独的浮地电源。由于是磁环隔离，其工作频率可达到 100kHz。

本驱动电路分为高频载波电路和功率级电路两个部分。高频载波电路用于产生高频交流信号输送给高频隔离变压器，功率级电路产生驱动信号给所要驱动的器件 IGBT 或 MOSFET。

1. 高频载波电路

高频载波电路的基本思路是：①为了使驱动信号与给定驱动信号隔离，可用变压器来隔离。为了使变压器小型化，变压器应工作在高频下。②高频隔离变压器可用推挽电路来驱动，这就需要两个相差 180°互补工作的驱动信号。③当功率管需要开通时，高频隔离变压器开始工作；当功率管需要关断时，高频隔离变压器停止工作。这就要求推挽电路的控制信号受到给定驱动信号的控制，亦即可对给定驱动信号和一个高频方波信号进行简单的处理。

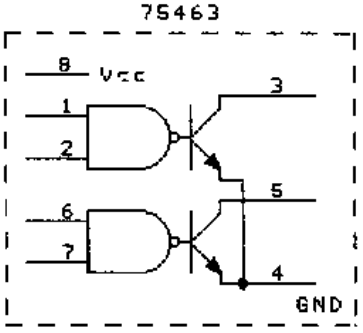


图 6.7　75463 内部结构图

图 6.6 是驱动电路原理图。晶振 JZ 及其外围电路 R_{12}、R_{13}、C_8、C_9 和 74LS00 产生 8MHz 的方波脉冲，经过 74LS74 两级分频后，在 74LS74 的 8 脚(Q)和 9 脚($\overline{Q}$)分别得到两个频率为 2MHz、相位相反的方波脉冲 Q 和 $\overline{Q}$。Q 和 $\overline{Q}$ 分别送到集成电路 75463 的 1 脚和 6 脚。75463 是一个 8 脚芯片，里面集成了两个两输入或非门电路，输出为 OC 门输出。如图 6.7 所示。给定驱动信号 S_g 分别送到 75463 的 2 脚和 7 脚，当 S_g 为低电平时，高频隔离变压器开始工作；当 S_g 为高电平时，高频隔离变压器停止工作。为了保护 75463 内部的三极管，给它们分别外接一个反并二极管 D_9 和 D_{10}。

2. 驱动电路的功率级电路

功率级电路的基本思路是：①IGBT 和 MOSFET 在关断时一般要加反压，以加速其关断。为了得到反压，变压器的副边绕阻采用中心抽头的方式，用桥式整流得到±15V 的电压。②输出采用图腾柱形式，以提高开关速度。

功率级电路如图 6.6 所示，D_3～D_6 是一个桥式整流电路，经 C_1～C_4 滤波后，得到±15V的驱动电压。R_1 和 D_1～D_2 组成一个双半波整流电路，用来检测高频隔离变压器 TR 是否有交流信号。如果有，R_1 上则有电压，即 A 点电压为－15V；如果没有，R_1 上则没有电压，即 A 点电压为 0V。电容 C_5 是滤波电容，用来滤除 A 点的高频分量。

当 A 点电压为－15V 时，稳压二极管 $DW1$ 击穿导通，R_3 使 Q_3 的 be 结正偏，Q_3 导通，同时使 Q_1 和 Q_4 导通。Q_1 导通后，为 Q_3 提供了基极电流，保证 Q_3 的导通。R_3、$DW1$ 和 R_2 只是起到一个触发作用，而 Q_1 则起到锁定的作用。Q_4 导通后，就给所要驱动的 IGBT或 MOSFET 提供正向驱动。

当 A 点电压为 0 时，稳压二极管 $DW1$ 关断，$DW2$ 击穿导通，驱动 Q_2 开通。Q_2 一旦导通，Q_1 立即关断，使得 Q_3 关断，Q_5 开通，对所要驱动的 IGBT 或 MOSFET 的栅极进行反向抽流，从而关断 IGBT 或 MOSFET。

Q_1 和 Q_2 采用 MOS 管是为了提高驱动电路的开通和关断速度。由于 MOS 管的 D 极和 S 极寄生有反并二极管，因此在 Q_1 和 Q_2 的 S 极通路中加入了一个二极管，防止 Q_1 和 Q_2 反向导通。D_8 用于加速 Q_1 的关断，为 Q_1 的反向基极电流提供低阻抗回路。$DW2$ 的作用是用来防止干扰，因为高频隔离变压器工作时，A 点的－15V 电压并不是很干净（虽然有滤波电容 C_5，但 C_5 不能选得过大，否则影响驱动电路的关断速度），依然有高频分量，其电压的最高值（比如－12V）有可能使 Q_2 误导通。加入一个 12V 的稳压管 $DW2$ 后就可以避免 Q_2 的误导通了。$DW3$ 和 $DW4$ 是两个反串联的稳压二极管，防止驱动电压过高，损坏 IGBT 或 MOSFET。R_9和 R_{11}起到防止 IGBT 或 MOSFET 的栅极发生振荡的作用。

图 6.8 是实验波形。这种驱动电路驱动的是德国 IXYS 公司生产的 IGBT 模块（两单元），其型号为 VII50-12S3（50A/1200V），工作频率为 30kHz。驱动 IGBT 的信号与给定驱动波形相位是相反的。这就要求在使用时，注意先要将控制电路的输出信号反相，这样在驱动电路的输出端才能得到与控制电路的输出信号同相的驱动信号。

图 6.8(a)是给定驱动信号（上面曲线）和高频隔离变压器副边波形（下面曲线）。当给定驱动信号为低电平时，高频隔离变压器副边有输出信号；而当给定驱动信号为高电平时，高频隔离变压器副边没有输出信号。

图 6.8(b)是给定驱动信号（上面曲线）和电阻 R_1 上的电压波形（A 点，下面曲线）。图中表明，当给定驱动信号为低电平时，A 点电压为－15V，由于滤波电容 C_5 不是太大，A 点电压不是很平滑，有高频分量。而当给定驱动信号为高电平时，A 点电压为 0V。从图 6.8(b)可以看出，当 A 点电压从－15V 回到 0V 时，C_5 有一个放电的过程，C_5 越大，放电过程越慢，A 点电压回到 0V 的时间越长，这使得驱动信号的关断延迟时间变长。

图 6.8(c)给出了给定驱动信号（上面曲线）和 IGBT 的驱动信号（下面曲线），从图中可以看出，开通延迟时间为 0.64μs（从给定驱动信号由高电平变成低电平到 IGBT 栅极电压由－15V 上升到＋15V），关断延迟时间为 0.06μs（从给定驱动信号由低电平变成高电平到 IGBT 的栅极电压由＋15V 下降到－5V，因为 IGBT 在加上－5V 电压时已完全关断）。因此该驱动电路优于目前广泛使用的 EX841（其延迟时间为 1μs 左右）。

本驱动电路适用于驱动 IGBT 和 MOSFET，其主要优点是：

①只用一个磁环隔离来构成隔离变压器，这个磁环既传递驱动信号，又传递驱动能

量；

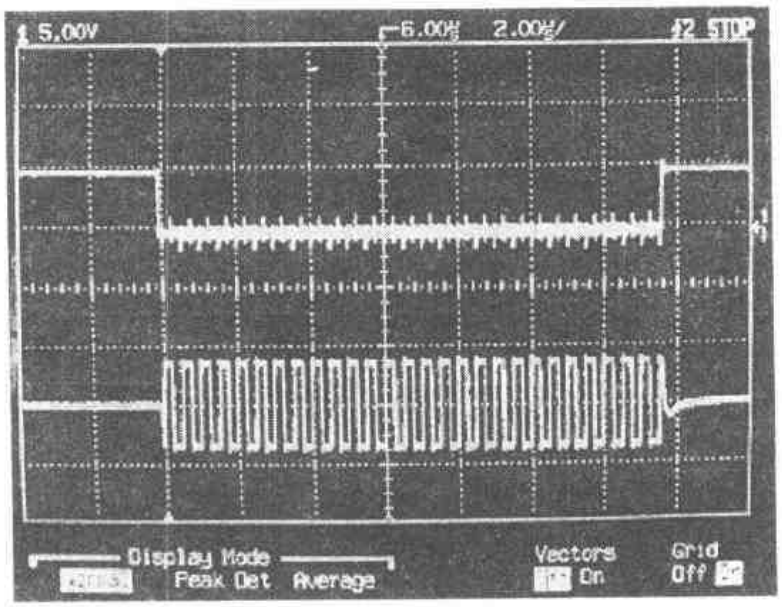
②不需要单独的浮地电源；

③工作频率高，可达到 100kHz；

④延迟时间小；

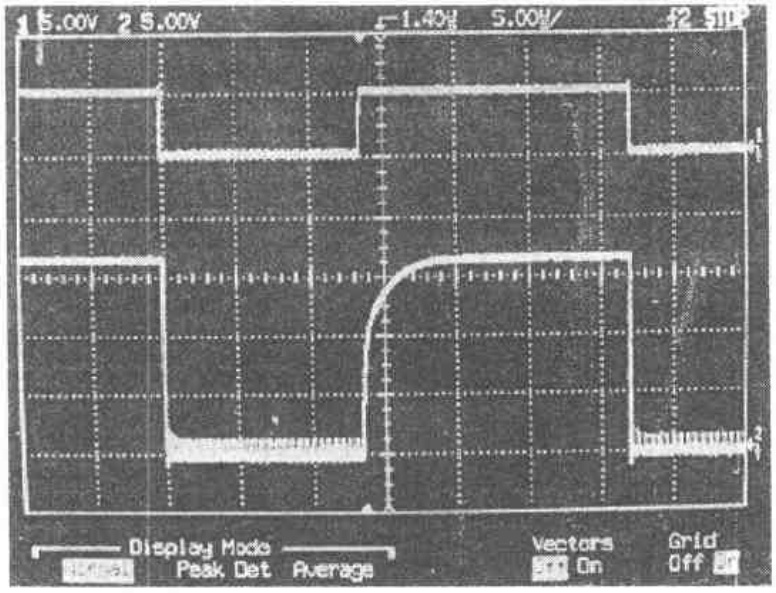
⑤电路简练，可靠性高；

⑥成本大大低于国外同类进口驱动模块。



(a) 给定驱动信号(上面)和高频隔离变压器副边波形(下面)

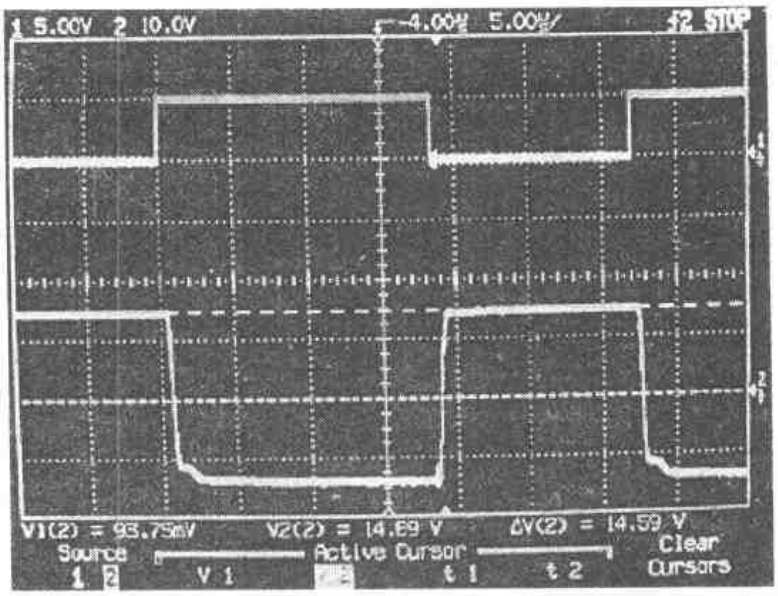
横坐标标尺：2μs/div；纵坐标标尺：5V/div（上），50V/div（下）



(b) 给定驱动信号(上面)和电阻 R_1 上的电压波形(下面)

横坐标标尺：5μs/div；纵坐标标尺：5V/div（上），5V/div（下）

图 6.8 实验波形



(c) 给定驱动信号(上面)和 IGBT 的驱动信号(下面)

横坐标：5μs/div；纵坐标：5V/div (上)；10V/div (下)

图 6.8(续)

本章小结

本章介绍了 PWM DC/DC 全桥变换器的主要元件，包括输入滤波电容、高频变压器、输出滤波电感和输出滤波电容的设计方法，介绍了 UC3875 的内部功能及使用。还讨论了几种简单实用的驱动电路，同时提出了一种适用于大功率 IGBT 和 MOSFET 的驱动电路。

第七章　48V/10A 移相控制 ZVS 通讯用开关电源

7.1　引　　言

近年来，我国通讯事业迅猛发展，大大推动了通讯电源的发展。通讯设备，如程控交换机的集成化，对电源设备的小型化提出了更高的要求。传统的可控硅相控稳压电源不仅体积庞大、重量笨重，而且输出纹波大、动态响应差、效率低，已不能满足通讯设备的要求。高频开关电源以其效率高、体积小、重量轻等优点已逐渐取代可控硅相控稳压电源。

在传统的开关电源中，功率开关管一般工作在硬开关条件下，其开关损耗较大，难以提高开关频率，因而限制了电源的小型化。本章讨论的通讯用开关电源采用第三章所介绍的移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器拓扑，利用 UC3875 芯片构成控制电路，实现功率开关管的零电压开关，从而减小功率开关管的开关损耗，可以提高开关频率，提高电源效率，实现电源的高效化和小型化。

本电源的设计指标如下：

- 输入交流电压：$220V^{+15\%}_{-20\%}$，50Hz(45～65Hz)；
- 输出直流电压：额定电压为 48V，浮充电压为 52.8V，均充电压为 57.6V；
- 输出电流：10A；
- 最大输出功率：600W；
- 效率：>85%；
- 电话衡重杂音电压(300～3400Hz)：<2mV；
- 峰一峰值杂音电压：<200mV；
- 负载效应(负载调整率)：<±0.5%；
- 源效应(电网调整率)：<±0.1%；
- 稳压精度：<直流输出电压整定值的 1%；
- 过载保护：限流。

7.2　主电路结构

电源的主电路结构如图 7.1 所示，由输入整流滤波电路，单相逆变桥，高频变压器，谐振电感和隔直电容，输出整流滤波电路等四部分组成。

1. 输入整流滤波电路

本电路是将单相交流电进行整流、滤波，为单相逆变桥提供一个平滑的直流电压。其中，EMI 是输入滤波器，它能减小电源内部对电网的干扰，同时又能抑制电网对电源的

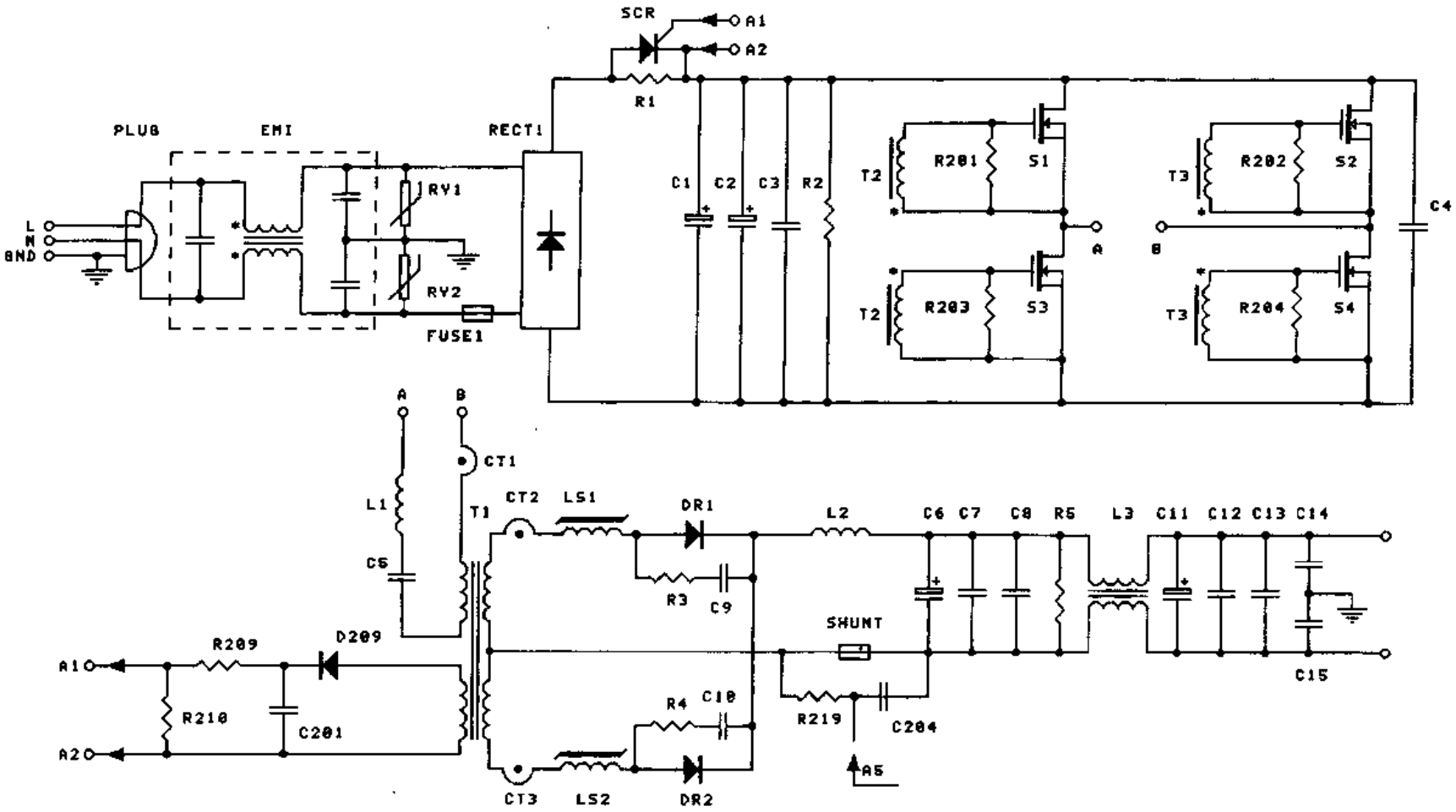

SCR
A1
A2
R1
PLUG
EMI
RECT1
L
N
GND
RV1
RV2
FUSE1
C1
C2
C3
R2
T2
R201
S1
R203
S3
T3
R202
S2
R204
S4
A
B
C4
CT1
CT2
CT3
LS1
LS2
DR1
DR2
L1
C5
T1
R3
C9
R4
C10
L2
C6
C7
C8
R5
L3
C11
C12
C13
C14
C15
SHUNT
R219
C204
A5
R209
D209
R210
C201

图 7.1 主电路结构

干扰。$RY1$ 和 $RY2$ 是压敏电阻，防止出现异常情况，如有雷击时电网电压过高，对电源造成破坏。$RECT$ 是单相整流桥。C_1 和 C_2 是电解电容，用来滤波。C_3 和 C_4 是涤纶电容，用于吸收直流母线上的高频电压尖峰。R_1 和可控硅 SCR 构成输入软启动电路，防止电源开机时出现过大的浪涌电流。开机时，通过 R_1 给电容 C_1～C_4 充电。启动完成后，高频变压器的控制绕组产生脉冲电压，经二极管 D_{209}和电容 C_{201}整流滤波，通过 R_{209}和 R_{210}触发 SCR 导通，将 R_1 短路。

2. 单相逆变桥

单相逆变桥由 S_1～S_4 四个功率开关管(MOSFET)组成，为高频变压器提供脉宽可调的高频交流方波电压。R_{201}～R_{204}是栅极电阻，与栅极并联。

3. 高频变压器、谐振电感和隔直电容

高频变压器 T_1 起到隔离和降压的作用，它有一个原边绕组、两个副边绕组和一个控制绕组，其中控制绕组用于触发 SCR 导通。谐振电感 L_1 用来帮助实现功率开关管的零电压开关，而隔直电容 C_5 则是用来防止高频变压器直流磁化。由于功率开关管的驱动电路的不一致、功率开关管的离散性和电压误差放大器的调节作用，单相逆变桥的交流方波电压中含有较小的直流分量，如果不用隔直电容将直流分量隔去，高频变压器就会饱和，导致单相逆变桥烧毁。

4. 输出整流滤波电路

输出整流滤波电路用来将变压器副边的高频交流方波电压整流和滤波，得到 48V 的直流电压。其中：$DR1$ 和 $DR2$ 是输出整流二极管，R_3 和 C_9、R_4 和 C_{10}分别为 $DR1$ 和 $DR2$ 的缓冲电路，饱和电感 $LS1$ 和 $LS2$ 用来减小 $DR1$ 和 $DR2$ 的反向恢复电流，L_2 是输出滤波电感，C_6～C_8、C_{11}～C_{13}是滤波电容，L_3 和 C_{14}、C_{15}构成去除共模杂音回路。

7.3 控制电路及保护电路

本电源的控制电路采用 UC3875 来实现，如图 7.2 所示。它具体分为如下几个部分：参数设置，电压反馈环节，输出电流限制。保护电路包括四个保护功能和一个报警功能。

1. 参数设置

R_{102}和 C_{103}设置开关频率，R_{107}和 C_{108}设置 OUTC 和 OUTD 的死区时间，R_{103}和 C_{104}设置 OUTA 和 OUTB 的死区时间，R_{101}和 C_{102}设置锯齿波的斜率和幅值，C_{107}设置软启动的时间。

2. 电压反馈环节

电压调节器利用 UC3875 内的误差放大器。输出电压经过电位器 $RV1$ 分压后经 R_{106}送到误差放大器的反相端，5V 基准电压经 R_{104}和 R_{105}分压后，得到 3V 电压送到同相端，作为电压给定信号。R_{108}和 C_{106}跨接在反相端和输出端作为补偿网络，构成比例积分(PI)

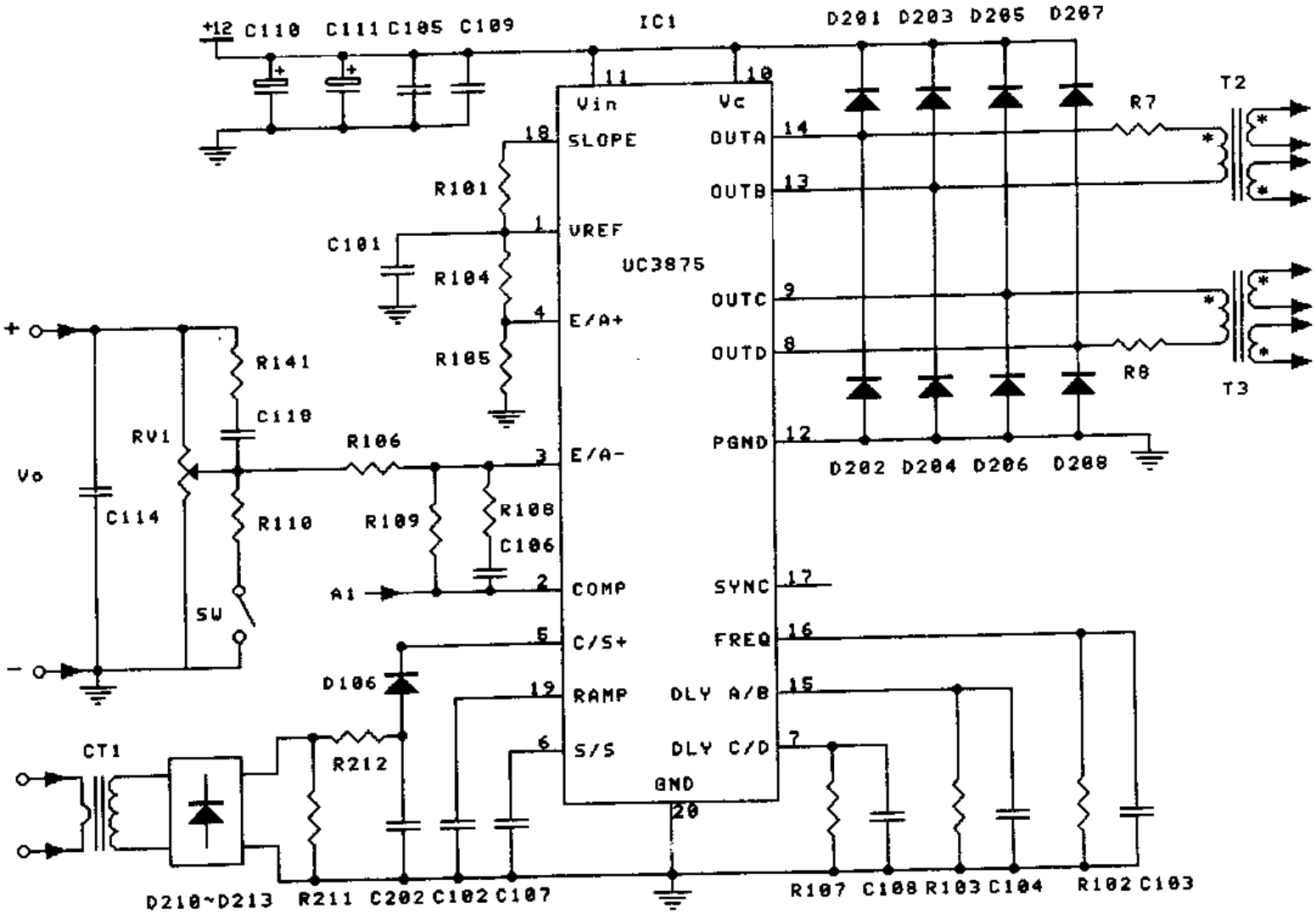

+12
C110
C111
C105
C109
IC1
D201
D203
D205
D207
Vin
Vc
SLOPE
OUTA
OUTB
VREF
UC3875
OUTC
OUTD
E/A+
E/A-
PGND
COMP
SYNC
C/S+
FREQ
RAMP
DLY A/B
S/S
DLY C/D
GND
R101
C101
R104
R105
R7
R8
T2
T3
D202
D204
D206
D208
R141
C118
RV1
R106
Vo
C114
R110
R109
R108
C106
A1
SW
D106
CT1
R212
D210~D213
R211
C202
C102
C107
R107
C108
R103
C104
R102
C103

图 7.2 控制电路图

调节器。为了提高PI调节器的动态特性，R_{108}和C_{106}上并接了R_{109}。调节$RV1$可以调节输出电压反馈系数，从而调节输出电压。

3. 输出电流限制

为了防止输出电流超过额定电流，控制电路中设置了输出限流电路，该电路也采用PI调节器，如图7.3所示。

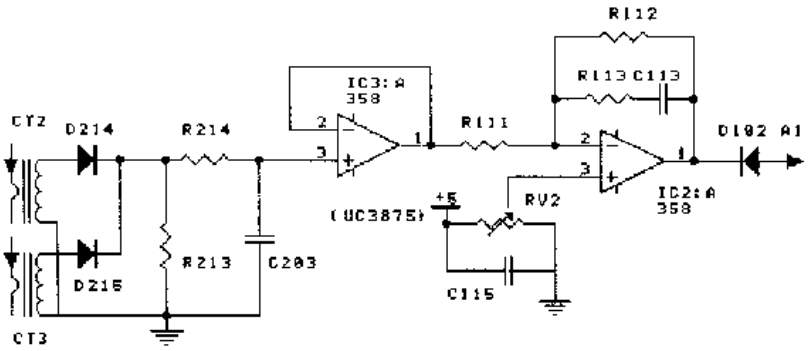


图7.3 输出电流限制电路

5V基准电压经电位器$RV2$分压后作为输出电流限制值给定。输出电流由磁环构成的电流互感器检测，两个电流互感器$CT2$和$CT3$分别检测两个输出整流管电流，然后相加，得到输出电流。R_{111}是输入电阻，R_{113}和C_{113}是补偿网络，R_{112}用来提高PI调节器的动态特性。输出限流电路的输出端经二极管D_{102}联到电压调节器的输出端，即图7.3的A1处。当输出电流未达到限流值时，电压调节器的输出电压起作用，与锯齿波比较，决定主电路的占空比。一旦输出电流达到限流值，输出限流电路的输出电压低于电压调节器的输出电压，二极管D_{102}导通，这时由输出限流电路的输出电压与锯齿波比较，来决定主电路的占空比。调节$RV2$可以调节输出电流限流值。

4. 保护电路

除了输出电流限制以外，本电源还设置有四个保护功能和一个告警功能：输入过压保护，输入欠压保护，输出过压保护，开关管过流保护和输出欠压告警。保护电路如图7.4所示。

前三种保护功能的实现电路是类似的，即输出(或输入)电压经过分压后送到比较器的反相端，比较器的同相端接给定电压。只是比较器的输出不同，即：输入过压和输出过压时，比较器输出低电平；输入欠压和输出欠压时，比较器输出高电平。前面三种保护电路的输出经过4011的运算后，成“或”的关系，即只要有一种故障发生，得到的故障信号(R_{131}和R_{132}的联结点)就为4V电压，通过二极管接到UC3875的电流检测端C/S+，使UC3875的输出全部关断。输出欠压时，比较器输出高电平，发光二极管$LED3$点亮，同时蜂鸣器发出声音报警。

为了保护主功率管不致过流烧毁，利用电流互感器$CT1$检测变压器的原边电流，D_{210}～D_{213}将检测到的电流信号整流后经由二极管D_{106}引到UC3875的电流检测端C/S+。当原边电流过流时，检测到的电流信号超过2.5V，UC3875的输出全部关断。

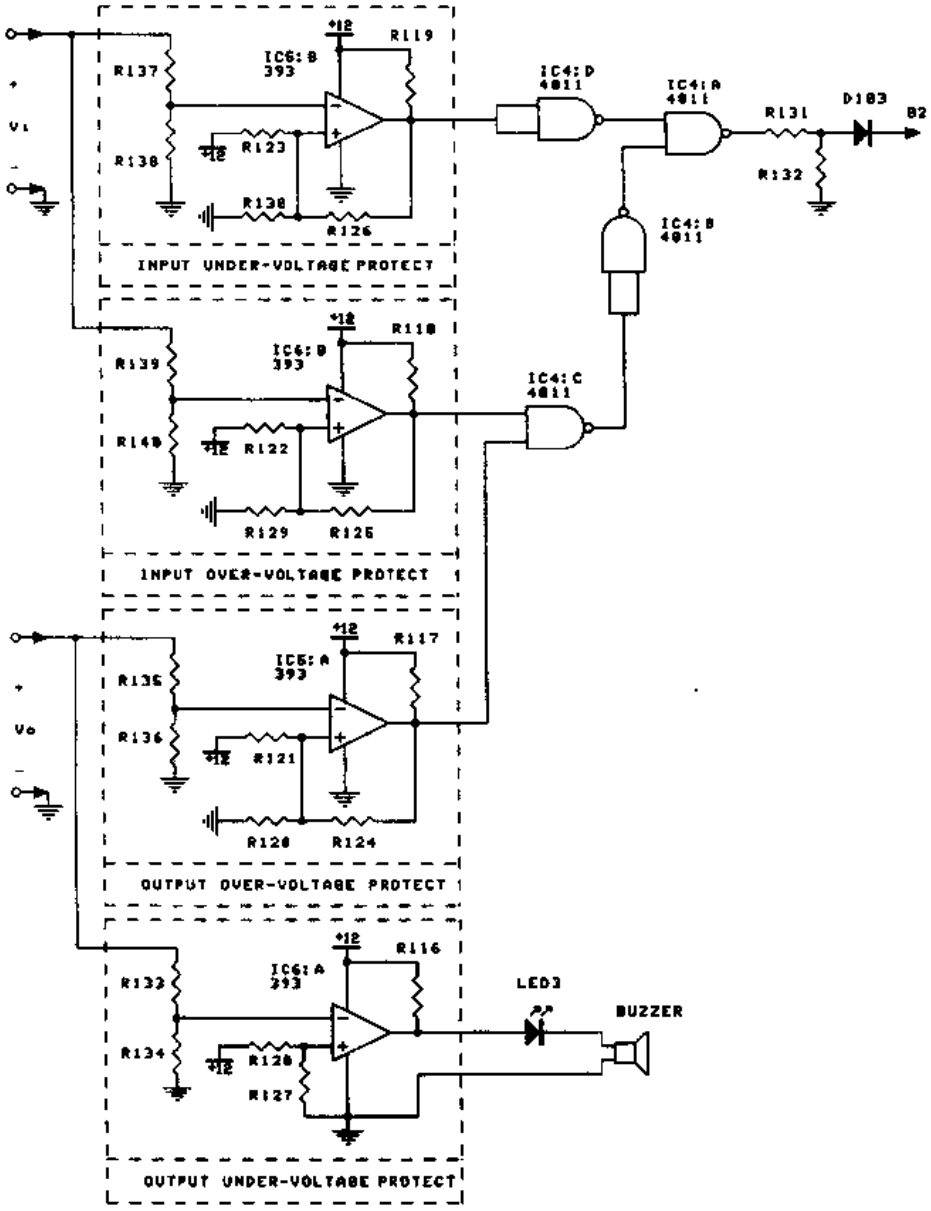


图 7.4　保护电路图

7.4　驱动电路

在选择开关管的驱动电路时，考虑了以下四个因素：

①本电源采用移相控制方案，每个桥臂的两个开关管 180°互补导通；

②主功率管选用的是 MOSFET，MOSFET 是电压型驱动方式；

③UC3875 提供了四个输出电流峰值为 2A 的图腾柱输出极；

④每个桥臂的两个开关管的驱动电路要相互隔离。

基于以上四点，构成了如图 7.5 所示的驱动电路，直接利用变压器来驱动。驱动变压器原边两端接到同一对输出脚，两个副边分别驱动同一桥臂的两个功率管。在驱动变压器的原边串接了电阻 R_7，其阻值为 10Ω，使原边最大电流限制在 1.2A。为了使 UC3875

不被低于 0V 和高于 V_c 的电压损坏，必须用肖特基管(Schottky)对输出极进行箝位。由于驱动变压器驱动同一个桥臂两个功率管，因此要求绕组之间必须有 500V 以上的绝缘电压。

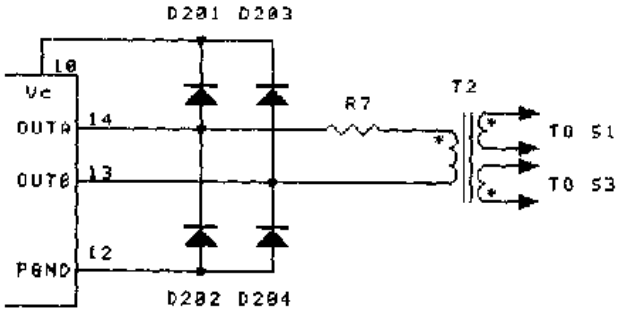
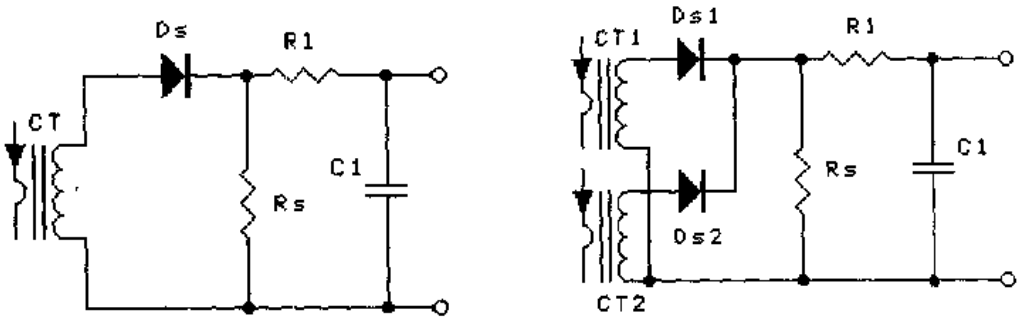


图 7.5 MOSFET 的驱动电路

7.5 电流检测电路

检测电流的方法很多，最简单的是采用电阻的方法，即在需要检测电流的回路中串联一个较小的电阻，检测电阻上的电压降就可检测电流大小。这种方法的不足是电阻上有损耗，同时没有电的隔离。比较精确而且有电隔离的检测方法是采用霍尔元件，但成本较高，而且需要精确的±15V 直流电源。既经济又简单的方法是选用磁环来构成电流互感器，但它只能检测交流信号。为了检测直流信号，应根据不同的电路结构来构成不同的电流互感器。这里介绍输出滤波电感电流 i_{Lf}的检测电路。

从图 7.1 中可以知道，输出滤波电感电流 i_{Lf}是两个输出整流二极管的电流之和。而输出整流管的电流是一个直流方波信号，可以用图 7.6(a)所示的方法来检测。当电流互感器 CT 的原边有电流流过时，副边也有电流流过，检测电阻 R_s 上有电压。当 CT 的原边没有电流时，副边也没有电流流过，这时二极管 D_s 反向击穿，给磁环去磁，使磁环磁复位。依据这样的原理，可以构成 i_{Lf}的检测电路，如图 7.6(b)所示。图中 R_1 和 C_1 是 RC 滤波环节，用来滤除电流尖峰。该电路简单可靠，损耗极小，成本低廉。



(a) 输出整流管电流的检测　　(b) 输出滤波电感电流的检测

图 7.6 电流检测电路

7.6 参数选择

前面介绍了电源的主电路结构，本节讨论主电路各元器件的参数设计。

7.6.1 输入滤波电容

在第六章中，我们讨论了输入滤波电容的计算方法。按照该方法，本电源输入电容的计算过程如下。在最低输入交流电时，这里取整流滤波后的直流电压的最大脉动值 V_{pp} 是最低交流电压峰值的 20%。这样，按照下面的步骤来计算 C_{in} 的容量。

- 相电压有效值：$220V^{+15\%}_{-20\%}=176\sim253V(AC)$
- 相电压峰值：249～358V
- 整流滤波后的直流电压的最大脉动值：50V　(249×20%)
- 整流滤波后的直流电压：200～358V(DC)

为了保证整流滤波后的直流电压最小值 $V_{in(min)}$ 符合要求，每个周期中 C_{in} 所提供的能量约为：

$$W_{in}=\frac{P_{in}}{f}=\frac{P_{in}/\eta}{f}=\frac{600/0.85}{45}=15.7(\text{焦耳}) \tag{7.1}$$

每个半周期输入滤波电容所提供的能量为：

$$\frac{W_{in}}{2}=\frac{1}{2}C_{in}[(\sqrt{2}V_{line(min)})^2-V_{in(min)}^2] \tag{7.2}$$

因此输入滤波电容容量为：

$$C_{in}=\frac{W_{in}}{(\sqrt{2}V_{line(min)})^2-V_{in(min)}^2}=\frac{15.7}{249^2-200^2}=713\mu F \tag{7.3}$$

根据电容生产厂家提供的手册，可选用两个 470μF/400V 的铝电解电容并联使用。那么根据式(7.2)可计算出 $V_{in(min)}$：

$$V_{in(min)}=\sqrt{(\sqrt{2}V_{line(min)})^2-\frac{W_{in}}{C_{in}}}=213V \tag{7.4}$$

7.6.2 高频变压器原副边变比

为了提高高频变压器的利用率，减小开关管的电流，降低输出整流二极管的反向电压，从而减小损耗和降低成本，高频变压器原副边变比应尽可能的大一些。为了在规定的输入电压范围内能够输出所要求的电压，变压器的变比应按最低输入电压 V_{in} 选择。考虑到移相控制方案存在副边占空比丢失的现象，我们选择副边的最大占空比为 0.85，则可计算出副边电压 $V_{sec(min)}$ 为：

$$V_{sec(min)}=\frac{V_{o(max)}+V_D+V_{Lf}}{D_{sec(max)}}=\frac{57.6+1.5+0.5}{0.85}=70.12V \tag{7.5}$$

其中，$V_{o(max)}$ 是最高输出电压，即均充电压，V_D 是输出整流二极管的通态压降，V_{Lf} 是输出滤波电感上的直流压降。

故变压器原副边变比为：$K=\frac{213}{70.12}=3.04$，选择变比为 $K=3$。

7.6.3 谐振电感值

谐振电感是用来帮助实现滞后桥臂的零电压开关，为开关管的零电压开关提供足够的能量。超前桥臂容易实现零电压开关，滞后桥臂实现零电压开关比较困难。为了实现滞后桥臂的零电压开关，必须满足下式：

$$\frac{1}{2}L_1I^2=\frac{4}{3}C_{MOS}V_{in}^2 \tag{7.6}$$

其中 L_1 是谐振电感，I 是滞后桥臂开关管关断时原边电流的大小，C_{MOS}是开关管漏源极电容，V_{in}是整流滤波后的直流电压。

谐振电感 L_1 的选择应考虑下述因素：

①为了在任意 V_{in}时均能实现滞后桥臂的零电压开关，V_{in}应取最大值 $V_{in(max)}$；

②考虑在 1/3 满载以上时实现零电压开关；

③负载电流为 1A 时滤波电感 L_f 的电流 i_{Lf}临界连续。也就是说，i_{Lf}的脉动量 Δi_{Lf}为 2A。

在 1/3 负载时，$I=\frac{I_{o(max)}/3+\Delta i_{Lf}/2}{K}=\frac{10/3+2/2}{3}=1.44(A)$，开关管 IRF840 的漏源极电容 $C_{MOS}=160pF$，$V_{in(max)}=358V$，极据式(7.6)可得：$L_1=26\mu H$。

7.6.4 开关频率

在谐振电感 L_1 确定后，可以计算出副边的最大占空比丢失 $D_{loss(max)}$。D_{loss}可由下式近似计算：

$$D_{loss}=\frac{L_r\dfrac{(I_o+\frac{1}{2}\Delta I)-[-(I_o-\frac{1}{2}\Delta I)]}{K}}{V_{in}\dfrac{T_s}{2}}=\frac{4L_rI_of_s}{V_{in}K} \tag{7.7}$$

从式(7.7)可知，当 I_o 最大、V_{in}最小时，副边占空比丢失最大，$D_{loss(max)}$为：

$$D_{loss(max)}=\frac{4\times 26\mu H\times 10A}{213V\times 3}\cdot f_s=1.62\mu s\cdot f_s \tag{7.8}$$

在前面讨论变压器变比时，在 V_{in}最小时，选择副边的最大占空比为 0.85。也就是说，$D_{loss(max)}\leqslant 1-0.85=0.15$，取 $D_{loss(max)}=0.13$，从式(7.8)中可得：$f_s=80kHz$。

实际上，我们在设计电源时，为了减小电源的体积和重量，总是希望提高开关频率。由于移相控制零电压开关 PWM DC/DC 变换器存在占空比丢失，当变压器的变比和谐振电感确定后，开关频率越高，占空比丢失越大。为了得到要求的输出电压，必须减小变压器的变比，这样又使原边电流增大，占空比丢失更大，所以开关频率不能无限制地提高。因此选择变压器变比 K、谐振电感和开关频率时，要做多次计算，直到得到一个比较优化的结果。

7.6.5 高频变压器

1. 确定原边和副边匝数

首先选定 TOKIN 公司的 FEE55A 磁芯。由于开关频率为 80kHz，为了减小铁损，可

确定最高工作磁密 $B_m=0.10T$，那么副边匝数 W_{sec} 可由下式决定：

$$W_{sec}=\frac{V_{sec(min)}\cdot D_{sec(max)}}{4f_s\cdot A_e\cdot B_m} \tag{7.9}$$

式中 A_e 为磁芯的有效导磁截面积。

查手册可知，FEE55A 的有效截面积 $A_e=328mm^2$。$D_{sec(max)}=0.85$，$V_{sec(min)}=\frac{V_{in(min)}}{K}=\frac{213}{3}=71V$。根据式(7.9)可算出副边匝数 $W_{sec}=5.75$，取 $W_{sec}=6$。

变压器原副变比为 3，因此变压器原边匝数 $W_p=18$。

2. 确定原边绕组导线线径和股数

在选用绕组的导线线径时，要考虑导线的集肤效应，一般要求导线线径小于两倍穿透深度。变压器的工作频率为 80kHz，在此频率下，铜导线的穿透深度为 $\Delta=0.2336mm$，因此绕组应选用线径小于 0.4672mm 的铜导线。这里选用由 15 股线径为 0.15mm 的漆包线绞结而成的多股线，多股线的导电面积为：

$$S_1=\frac{\pi d_1^2}{4}\times 15=\frac{\pi\times 0.15^2}{4}\times 15=0.2651mm^2 \tag{7.10}$$

变压器原边电流最大值为：

$$I_{p(max)}=\frac{P_{o(max)}}{\eta_{tr}V_{in(min)}} \tag{7.11}$$

其中，$P_{o(max)}$ 为变压器的最大输出功率，η_{tr} 为变压器的效率，$V_{in(min)}$ 为输入直流平均电压最小值。这里取 $V_{in(min)}=213V$，$P_{o(max)}=600W$，一般取 $\eta_{tr}=0.98$，那么，$I_{p(max)}=\frac{600W}{0.98\times 213V}=2.87A$。在输入电压最低时，取电流密度为 $J=5A/mm^2$，则原边导线总面积为 $S_p=\frac{2.87A}{5A/mm^2}=0.574mm^2$，需用 15 股线径为 0.15mm 的多股线 2(=0.574/0.2651)根。

3. 确定副边绕组导线线径和股数

变压器有两组副边绕组，构成双半波整流电路，因此每组副边绕组的最大电流有效值为 $I_{s(max)}=10/\sqrt{2}=7.071A$。取电流密度为 $J=3.5A/mm^2$，则副边导线总面积为 $S_s=\frac{7.071A}{3.5A/mm^2}=2.02mm^2$。上面已知道，在 $f_s=80kHz$ 时，铜导线的穿透深度为 $\Delta=0.2336mm$，因此绕组应选用线径小于 0.4672mm 的铜导线。这里副边绕组选用由 16 股线径为 0.21mm 的漆包线绞结而成的多股线，每根导线的导电面积为 $S_2=\frac{\pi d_2^2}{4}\times 16=\frac{\pi\times 0.21^2}{4}\times 16=0.554mm^2$。需用这种型号的多股线 4($=\frac{2.02}{0.554}=3.65$)根。

4. 绕制方式

为了减小漏感，采用原副边分层交叉绕法，同时，为了减小高频噪声，原副边之间要加入屏蔽层。具体步骤为：

①绕一组原边绕组，用一根 15 股线径为 0.15mm 的漆包线绞结而成的多股线绕制，

然后加屏蔽层；

②绕副边绕组，两组副边同时并绕。每组副边用两根16股线径为0.21mm的漆包线绞结而成的多股线，四根并绕，然后加屏蔽层；

③绕一组原边绕组，用一根15股线径为0.15mm的漆包线绞结而成的多股线绕制，然后加屏蔽层；

④绕副边绕组，两组副边同时并绕。每组副边用两根16股线径为0.21mm的漆包线绞结而成的多股线，四根并绕；

⑤绕一组控制绕组(1匝)。用一根ϕ0.31mm的漆包线绕制；

⑥浸漆处理。

7.6.6 谐振电感的设计

在7.6.3中已计算出谐振电感量为$L_1=26\mu H$，这里讨论它的设计。在本电源中，谐振电感的工作情况是：

①L_1的电流是双向流动的，其磁芯工作在第一、三象限，是双向磁化的，属于第一类工作状态，其工作频率为80kHz。为了减小铁损，磁芯的工作磁密不宜取得太高，查手册知，在100kHz时，材料为2500B的磁芯工作磁密一般低于200mT。

②L_1的电流最大值为$I_{L1(max)}=\dfrac{I_{o(max)}+\frac{1}{2}\Delta I_{max}}{K}=\dfrac{11+\frac{1}{2}\times 2}{3}=4(A)$。

谐振电感的设计步骤为：

①初选磁芯大小。初步选择TOKIN公司的FEER42磁芯，其有效导磁面积$A_e=182.5mm^2$；

②初选气隙大小，以计算绕组匝数。取气隙$\delta=4mm$，根据公式：

$$L=\frac{\mu_0 N^2 Ae}{\delta} \tag{7.12}$$

可得：绕组匝数$N=21.3$，取$N=22$。

③核算磁芯最高工作磁密B_m。根据公式：

$$B_m=\frac{\mu_o NI}{\delta} \tag{7.13}$$

可得：$B_m=27.6mT$。

④计算绕组的线径和股数。谐振电感是与变压器原边串联的，其电流有效值等于变压器原边电流有效值，那么谐振电感电流有效值的最大值为$I_{L1(max)}=2.65A$，同样需用2根由15股线径为0.15mm的漆包线绞结而成的多股线。

⑤核算窗口面积。当用15股线径为0.15mm的漆包线绞结而成的多股线来绕制时，其总面积为$S_{L1}=\dfrac{\pi\times 0.15^2}{4}\times 15\times 2\times 22=11.66mm^2$，取填充系数$K_u=0.5$，则需要磁芯的窗口面积为$A_{CW}=\dfrac{S_{L1}}{K_u}=\dfrac{11.6}{0.5}=23.32mm^2$。手册中表明，FEER42的窗口面积为$A_{CW}=241.0mm^2$，大大超过所需要的窗口面积。

⑥从前面的分析中可知，用FEER42磁芯来绕制谐振电感是不合理的，应选择更小型号的磁芯。在本电源中，考虑到订货及其他原因，暂时选用FEER42磁芯，并将气隙减

小为 $\delta=2\text{mm}$，相应地，绕组匝数变为 $N=15$，磁芯最高工作磁密 $B_m=37.7\text{mT}$，大大低于 200mT，其铁损一定很小。实验表明，在满载工作时，磁芯温升为 25℃。

7.6.7 输出滤波电感的设计

1. 输出滤波电感量

在第六章中，式(6.17)给出了输出滤波电感的计算公式。为了本章的完整性，重新写在下面。

$$L_f=\frac{V_{o(\min)}}{2\times(2f_s)\cdot(10\%I_{o(\max)})}\left(1-\frac{V_{o(\min)}}{\frac{V_{in(\max)}}{K}-V_{Lf}-V_D}\right) \tag{7.14}$$

考虑到输入电压是变化的，而输出也有两种电压值，即浮充电压和均充电压，L_f 应取最大值。当输入电压最高，$V_{in(\max)}=358\text{V}$，输出电压最低，$V_{o(\min)}=48\text{V}$ 时，根据式(7.14)，L_f 取最大值 $L_f=88\mu\text{H}$。

2. 输出滤波电感的设计

输出滤波电感的工作情况是：

①L_f 的电流是单向流动的，流过绕组的电流具有较大的直流分量，并叠加一个较小的交变分量，其频率为 160kHz(2×80kHz)，属于第三类工作状态。因此磁芯的最大工作磁密可以取得很高，接近于饱和磁密。

②L_f 的电流最大值为 $I_{Lf(\max)}=I_{o(\max)}+\frac{1}{2}\Delta I_{\max}=11+\frac{1}{2}\times2=12(\text{A})$，有效值电流的最大值为 $I_{Lf(\max)}=11\text{A}$。

输出滤波电感的设计步骤为：

①初选磁芯大小。初步选择 TOKIN 公司的 FEER42 磁芯，其有效导磁面积 $A_e=182.5\text{mm}^2$。

②初选一个气隙大小，以计算绕组匝数。取气隙 $\delta=1\text{mm}$，根据式(7.12)，可得：绕组匝数 $N=19.6$，取 $N=20$。

③核算磁芯最高工作磁密 B_m。根据式(7.13)，可得：$B_m=\frac{\mu_o N I_{Lf(\max)}}{\delta}=\frac{4\pi\times10^{-7}\times20\times12}{1\times10^{-3}}=302\text{mT}$，FEER42 磁芯的材质为 2500B，其饱和磁密为 $B_s=490\text{mT}$，显然 $B_m<B_s$，符合要求。

④计算绕组的线径和股数。输出滤波电感电流有效值的最大值为 $I_{Lf(\max)}=11\text{A}$，取电流密度为 $J=3.5\text{A/mm}^2$，则需要 6 根由 16 股线径为 0.21mm 的漆包线绞结而成的多股线来并绕。

⑤核算窗口面积。当用 6 根由 16 股线径为 0.21mm 的漆包线绞结而成的多股线来绕制时，其总的导电面积为 $S_{Lf}=\frac{\pi\times0.21^2}{4}\times16\times6\times20=66.50\text{mm}^2$，取填充系数 $K_u=0.5$，则需要磁芯的窗口面积为 $A_{CW}=S_{Lf}/K_u=66.50/0.5=133.0\text{mm}^2$。手册表明，FEER42 的窗口面积为 $A_{CW}=241.0\text{mm}^2$，超过所需窗口面积，因此可以绕下。

⑥从前面的分析中可知，用 FEER42 磁芯来绕制输出滤波电感是合理的。

7.6.8 输出滤波电容的选择

1. 输出滤波电容量

在第六章中，式(6.22)给出了输出滤波电容的计算公式，现重新写在下面。

$$C_f = \frac{V_{o(\min)}}{8L_f(2f_s)^2\Delta V_{opp}}\left[1 - \frac{V_{o(\min)}}{\frac{V_{in(\max)}}{K} - V_{Lf} - V_D}\right] \tag{7.15}$$

根据邮电部标准，输出电压的峰峰值 $\Delta V_{opp}<200\text{mV}$，考虑到功率开关管开关和输出整流二极管开关时造成的电压尖峰以及直流母线电压残留的 100Hz 纹波，可令输出电压的交流纹波为 $\Delta V_{opp}=50\text{mV}$。与计算输出滤波电感同样的道理，当输入电压最高，$V_{in(\max)}=358\text{V}$，输出电压最低，$V_{o(\min)}=48\text{V}$ 时，根据式(7.15)，C_f 取最大值 $C_f=31.48\mu\text{F}$。考虑到电解电容有寄生电阻 ESR，这里选用两个容量为 3300μF 的电解电容并联使用。

2. 输出滤波电容的耐压值

本电源的最大输出电压为 57.6V，可以选用耐压值为 63V。

综上所述，选用两个 3300μF/63V 的电解电容并联使用，作为输出滤波电容。

7.6.9 主功率管的选择

考虑到功率器件的开关速度和驱动电路的简洁，本电源拟选用 MOSFET 作为功率开关管来构成全桥电路。

1. 额定电压

前面已知，整流滤波后的直流母线电压最大值为 358V，如果主电路工作在硬开关条件下，功率开关管的额定电压一般要求高于直流母线电压的两倍。而本电路工作在零电压开关条件下，功率开关管的额定电压可降低一些，可选为 500V。

2. 额定电流

从 7.6.6 中已知，输出滤波电感电流的最大值为 $I_{Lf(\max)}=12\text{A}$，那么变压器原边电流最大值为 $I_{p(\max)}=12\text{A}/K=12\text{A}/3=4\text{A}$，这也是功率开关管中流过的最大电流。考虑到 2 倍余量，可以选用 $2\times4=8\text{A}$ 的功率开关管。

综合上面对额定电压和额定电流的要求，功率开关管可以选用 IRF840，其漏源电压为 500V，最大漏极电流为 8A。

7.6.10 输出整流二极管的选择

本电源的开关频率为 80kHz，输出整流二极管应选用外延型快恢复二极管。

1. 额定电压

变压器副边是双半波整流电路，加在整流管上的反向电压为 $V_{DR}=2V_{in}/K$。对于本电路而言，整流管上承受的最大反向电压为 $V_{DR(\max)}=2V_{in(\max)}/K=2\times358/3=240\text{V}$。在

整流管开关时，有一定的电压振荡．因此要考虑 2 倍余量，可以选用 2×240＝480V 的整流管。

2. 额定电流

在双半波整流电路中，在一个开关周期内，整流管的开关情况是：①当变压器副边有电压时，只有一个整流管导通；②当变压器副边电压为零时，两个整流管同时导通，可近似认为它们流过的电流相等，即均为负载电流的一半。这样可按下式来近似计算整流管的电流：

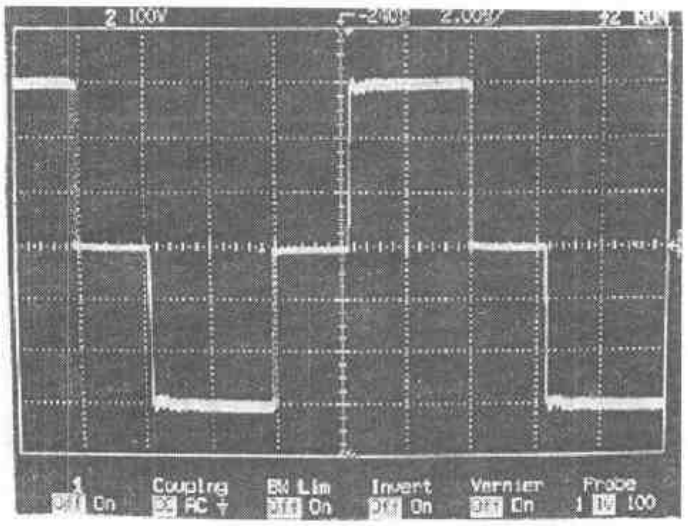
$$I_{DR}=\sqrt{\frac{I_o^2D_{sec}+\left(\frac{1}{2}I_o\right)^2(1-D_{sec})\times 2}{2}} \tag{7.16}$$

变压器副边的最大占空比为 0.85，负载电流的限流值为 11A，根据上式可以算出 $I_{DR}=7.48\text{A}$。整流管中流过的最大电流为 $I_{DR(\max)}=I_{o(\max)}+\frac{1}{2}\Delta I_{Lf}=11+\frac{1}{2}\times 2=12\text{A}$ 。

根据上面的计算，可以选用 IXYS 公司生产的 DESI12-06A 快恢复二极管，其电压和电流定额为 12A/600V。

7.7 实验结果

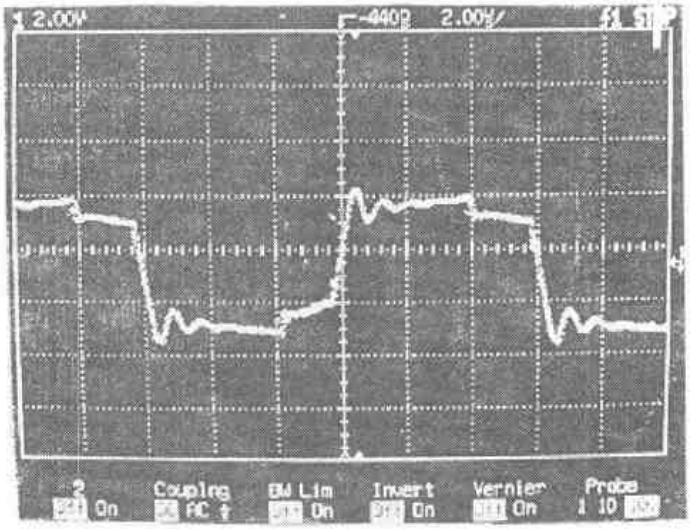
图 7.7 给出了输入交流电压 220V，输出 52.8V，满载 10A 时的实验波形，其中图 7.7(a)是逆变桥输出电压，图 7.7(b)是原边电流波形，图 7.7(c)是副边整流后的电压波形。从波形中可以看出，所有波形均很干净，原边电流由于有谐振电感的存在，没有传统硬开关变换器所出现的开通电流尖峰。副边电压有少许振荡，这是输出整流管的反向恢复和变压器的副边漏感造成的。



(a) 逆变桥输出电压

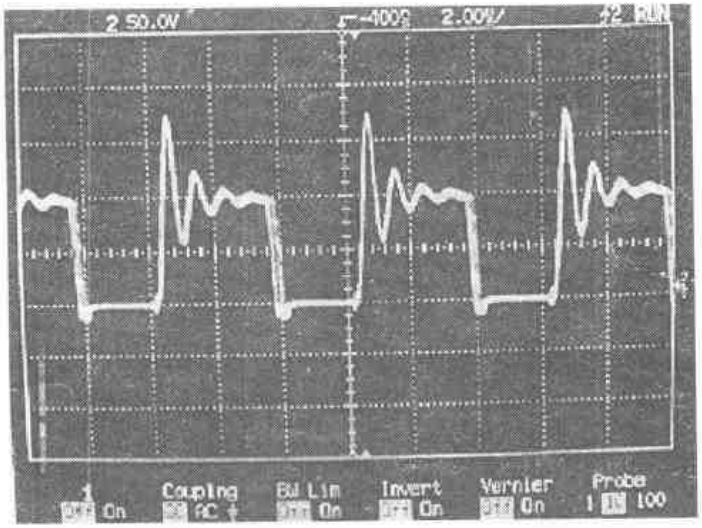
(时间标尺：2μs/div；电压标尺：100V/div)

图 7.7 实验波形



(b) 原边电流波形

(时间标尺:2μs/div; 电流标尺:1A/div)



(c) 副边整流后的电压波形

(时间标尺:2μs/div; 电压标尺 50V/div)

图 7.7(续)

图 7.8 是超前桥臂的一个 MOSFET 的驱动波形(上面)及其漏源极电压波形(下面)。从中可以看出,当驱动电压变为正方向时,其漏源极电压已经为零了,其内部寄生的反并二极管已经导通,此时开通 MOSFET 就是零电压开通。这说明移相控制方案实现了开关管的零电压开关。

图 7.9 是输出满载 10A 时输出电压的峰峰值波形,从中可以看出,峰峰值不超过 200mV,达到设计要求。

用邮电部眉山设备厂生产的 QP670 I 型杂音计测试输出电压的电话衡重杂音,测试结果表明,电话衡重杂音<0.2mV,大大低于标准中所规定的 2mV。

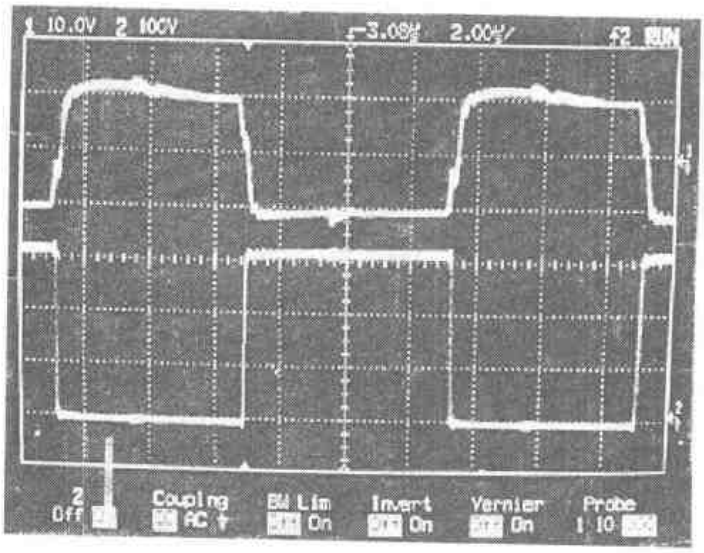


图 7.8 开关管的驱动波形(上面)及其漏源电压波形(下面)

(时间标尺:2μs/div;电压标尺:10V/div(上);电压标尺:100V/div(下))

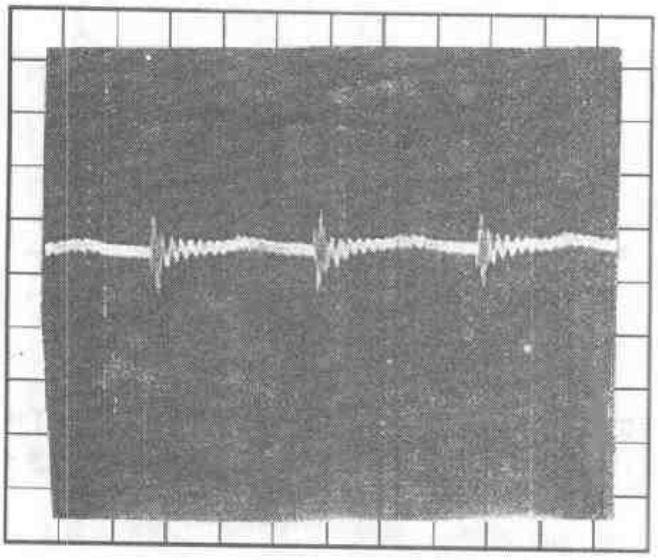
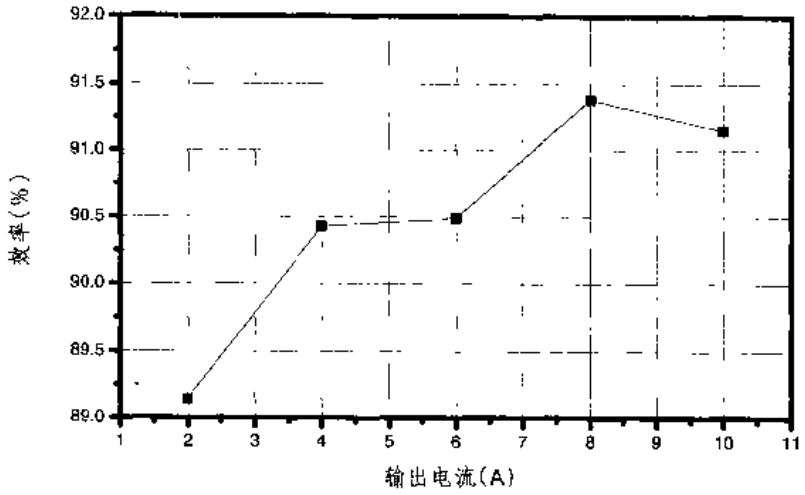


图 7.9 输出电压的峰峰值

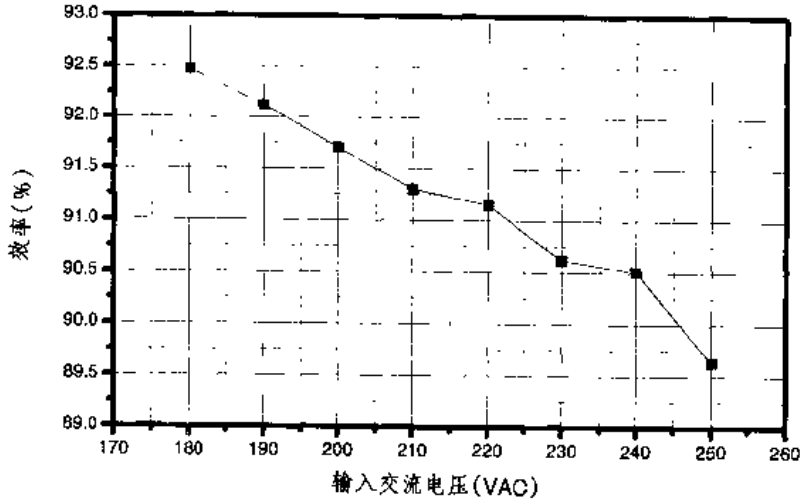
(电压标尺:100mV/div;时间标尺:2μs/div)

图 7.10 给出了该电源的整机变换效率曲线,其中图 7.10(a)是在额定输入 220V 交流电,不同的输出电流下电源的变换效率。图中表明,在 8A 时效率最高,10A 时效率大于 91%。图 7.10(b)是在输出满载 10A 时,在不同的输入交流电压时,电源的变换效率。图中表明,在输入电压保证能输出满载电压的前提下,输入电压越高,变换效率越低。这是因为:①输入电压太高,变压器没有得到充分利用;②移相控制方案中存在零状态,原边电流处于自然续流状态。在这段时间里,原边电压没有能量传递到输出级,而在变压器、谐振电感和开关管中却存在通态损耗。而且输入电压越高,零状态所占时间越长,

所占比例越高。因此要提高变换效率，就要充分利用输入电压，减小零状态。



(a) 效率与输出电流的关系图



(b)效率与输入电压的关系图

图 7.10　电源的效率曲线

7.8　本电源的特色

本电源的特色体现在如下几个方面：

①实现了开关管的零电压开关。本电源采用移相控制方案，合适选取谐振电感的大小，在$\frac{1}{3}$满载以上，任意输入电压范围内实现所有开关管的零电压开关。

②采用磁环检测电流，简单可靠，成本低廉。

③直接利用变压器来驱动 MOSFET，驱动电路简单。

④体积小、重量轻。本电源的外形尺寸为 300mm(长)×60mm(宽)×165mm(高)。

⑤效率高。在额定输入电压下，输出满载时电源的变换效率高于 91%。

本章小结

本章讨论了 48V/10A 开关电源的研制，经测试，所有性能指标均超额达到邮电部标准。而且，本电源采用了移相控制方案，实现了开关管的零电压开关，提高了变换效率，在额定输入电压下，输出满载时电源的变换效率高于 91%。而且，开关管工作在零电压条件下，大大提高了开关管的可靠性。电源采用 UC3875 专用芯片，也可提高电源的可靠性。

第八章　软开关 PWM DC/DC 全桥变换器的其他电路拓扑

8.1　引　　言

前几章讨论了 PWM DC/DC 全桥变换器的软开关技术，分析了 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器和 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器各自的控制方式和典型的电路拓扑。实际上，PWM DC/DC 全桥变换器实现软开关的拓扑结构多种多样、丰富多采。但总的来讲，可归纳为两类，即 ZVS 和 ZVZCS。电路拓扑的不同，只不过是实现方式上的不同而已。

本章分三部分介绍这些电路，8.2 节介绍 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的一些拓扑结构，这些电路主要是针对滞后桥臂的零电压开关在电路上采取的一些措施，8.3 节介绍 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的一些拓扑结构，8.4 节介绍减小 PWM DC/DC 全桥变换器的输出整流管高频振荡的一些拓扑结构。

8.2　ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的其他拓扑

第三章指出，ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的超前桥臂依靠输出滤波电感和漏感的能量实现 ZVS，容易实现。而滞后桥臂只能依靠漏感能量来实现 ZVS，实现起来比较困难。许多学者提出了实现滞后桥臂 ZVS 的策略，归纳起来，可分为如下三种：

①加入原边电感(变压器漏感或单独的电感)；

②利用变压器的励磁电流；

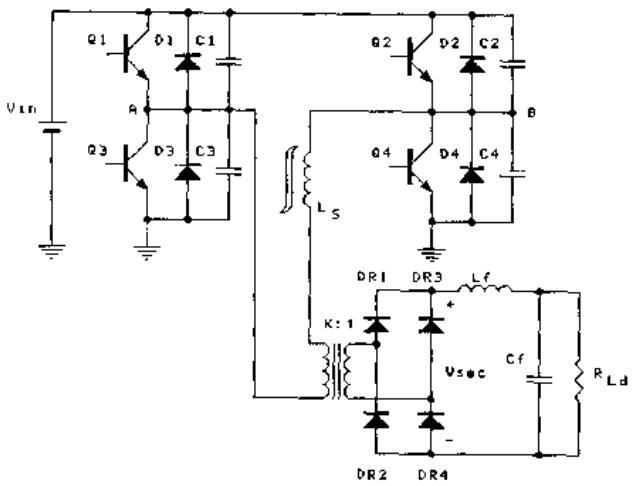
③并联辅助电路。

8.2.1　原边电感采用饱和电感

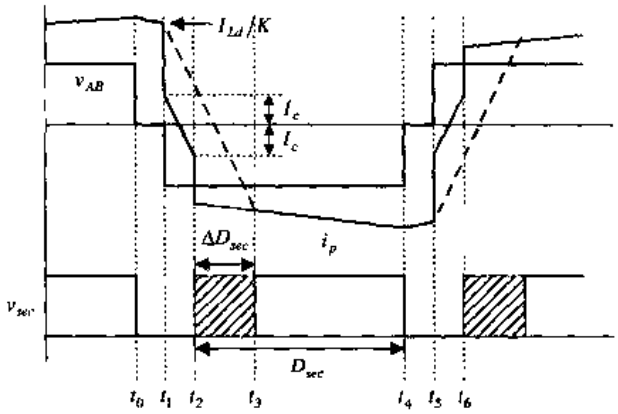
增大漏感或加入一个谐振电感可以改善滞后桥臂的 ZVS，但会带来副边占空比的丢失。为了克服这个问题，可以采用饱和电感的办法[16]，就是将原边电感改为饱和电感。图 8.1 是它的主电路及主要波形。

从图 8.1 中可以看出，当 Q_4 在 t_1 时刻关断时，原边电流开始并不是线性地减小，而是立即减小到饱和电感的饱和电流值 I_c，进入线性状态，并且继续减小。在 t_2 时刻减小到 $-I_c$，此时饱和电感脱离线性状态，进入饱和状态，原边电流立即从 $-I_c$ 减小到 $-I_{Ld}/K$(I_{Ld}是负载电流，K 是变压器原副边匝比)，这样就减小了原边电流从 I_{Ld}/K 变化到 $-I_{Ld}/K$ 的时间，提高了副边有效占空比 D_{sec}。与线性电感相比，采用饱和电感时副边占空比增加了 ΔD_{sec}，如图中阴影部分。同时，饱和电感的加入还带来以下两个优点：

①滞后桥臂可以选择固定的延迟时间。无论负载如何变化，开关管的并接电容充放电的初始电流均为 I_c，因此并接电容充放电的时间 t_c 是恒定的。



(a) 主电路



(b) 主要波形

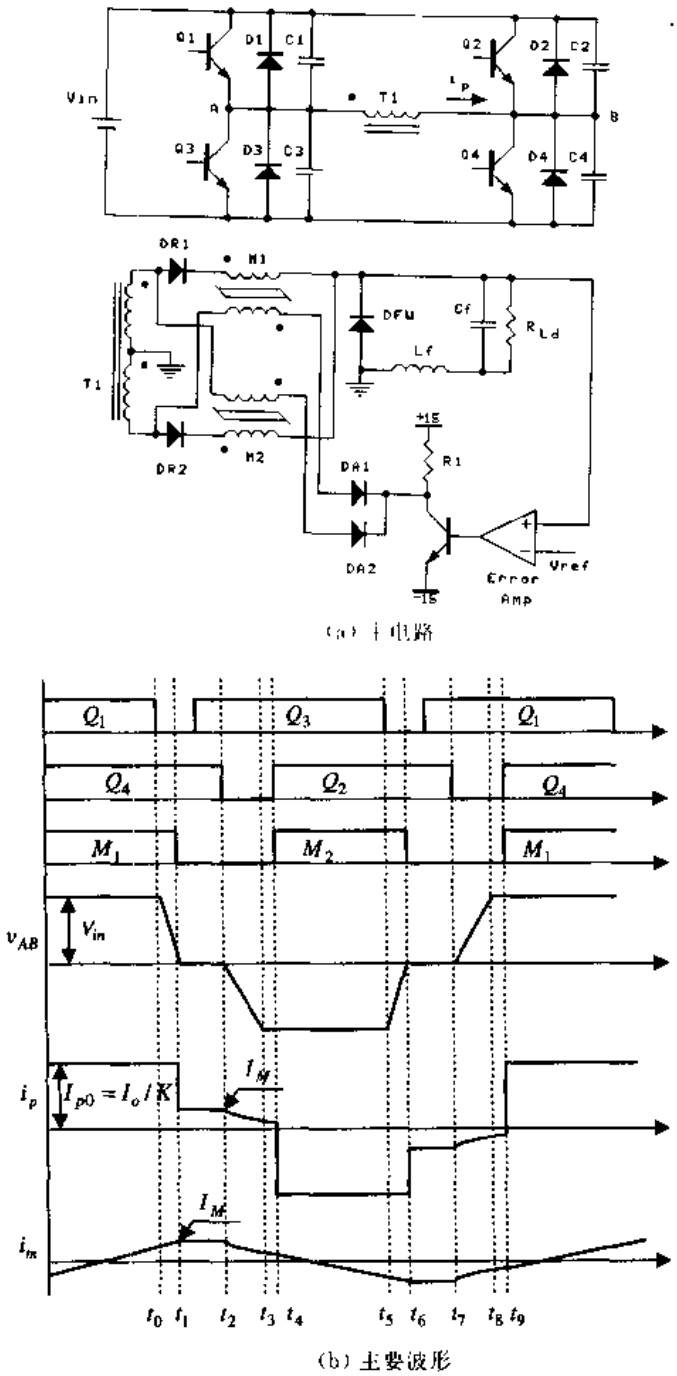
图 8.1 利用饱和电感方法

②减小了整流二极管的结电容与漏感的寄生振荡。当采用线性电感或漏感时，在 t_2 和 t_6 时刻，整流二极管的结电容与漏感产生振荡，二极管要承受很高的反压。当采用饱和电感，在 t_2 和 t_6 时刻，饱和电感很快就进入饱和状态，其电感量很小，因此寄生振荡大大减小。

8.2.2 利用励磁电流

为了实现零电压开关，文献[17]提出了一种磁放大器方式实现的零电压开关全桥变换器，如图 8.2 所示。

这种方案的主要思路是：超前桥臂依然利用输出滤波电感电流来实现零电压开关，如在 t_0 时刻 Q_1 的关断。在 t_1 时刻，Q_3 的并联电容上的电压下降到零，其反并二极管 D_3 导通。这时磁放大器 M_1 关断，输出滤波电感电流流经续流二极管 D_{FW}，此时变压器两个副边绕组开路，原边电流为励磁电流 i_m。当滞后桥臂开关管 Q_4 关断时，励磁电流给 C_4 充电，给 C_2 放电。由于励磁电感较大，有足够的能量来实现滞后桥臂的零电压开关。而且，它可以在恒定移相角的情况下，通过调节副边的磁放大器的开通时间来达到调节电压的目的，因而它可以带多个相互独立的负载，实现多个负载之间的解耦控制。



(a) 主电路

(b) 主要波形

图 8.2 磁放大器方式实现的零电压开关全桥变换器

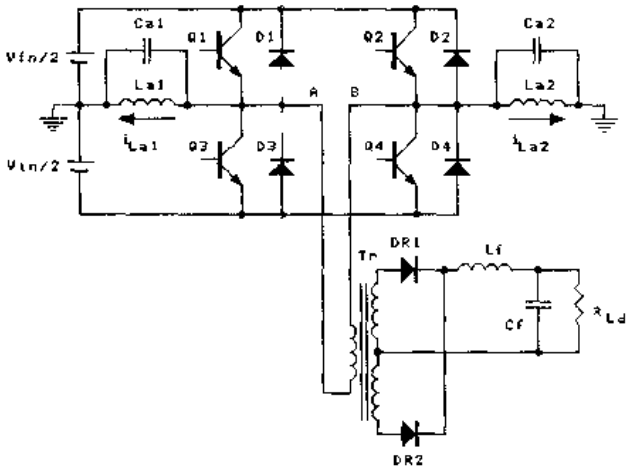
8.2.3 并联辅助电路

在第四章中，我们提出了电流增强原理，并且讨论了几种辅助网络。这里再介绍几种电路，其基本原理都是增加一个辅助电路，利用辅助电路的电流来帮助漏感实现滞后桥臂的 ZVS。

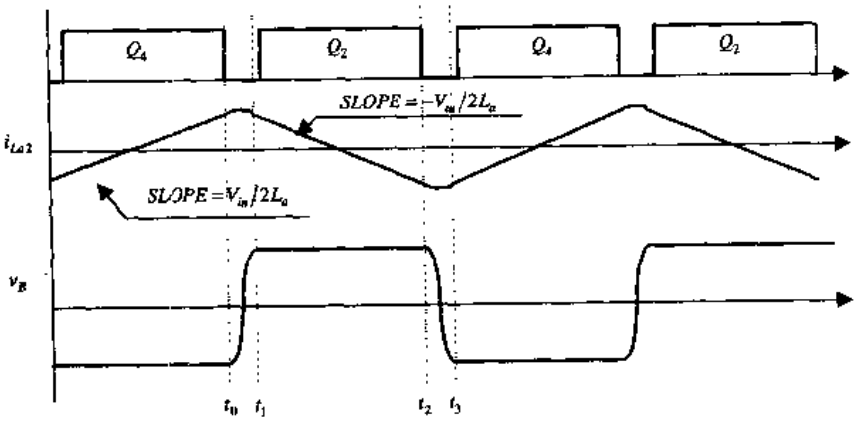
1. 伪谐振全桥 DC/DC 变换器

伪谐振全桥DC/DC 变换器[7]及其主要波形如图 8.3 所示。它在每个桥臂的中点与电

源地之间接了一个辅助电感和辅助电容并联的支路，该电路其实是第四章中图4.9(a)所示电路的变形。图 8.3 中的电容 C_{a1} 和 C_{a2} 起到开关管吸收电容的作用，即相当于图 4.9(a)中开关管的并联电容 C_1～C_4，而 L_{a1} 和 L_{a2} 相当于图 4.9(a)中的 L_a。该电路同样是利用辅助电感电流来帮助漏感对辅助电容进行充放电，从而减小漏感值，减小过渡时间。



(a) 主电路



(b) 主要波形

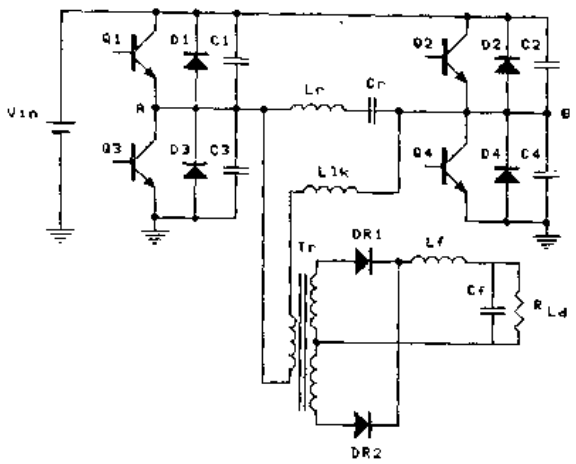
图 8.3 伪谐振全桥 DC/DC 变换器的主电路图及其主要波形

这种变换器的缺点在于：在开关管的开关过程中，辅助电路中电感的初始电流是变化的，这是由于为了得到所要求的输出电压，不断地调节移相角，因而滞后桥臂的两个开关管并不是完全的 180°导通，有时候一个开关管的导通超过了 180°，而一个开关管的导通却小于 180°。不确定的辅助电感的初始电流以及变化的负载电流依然使延迟时间的选择变得很困难。

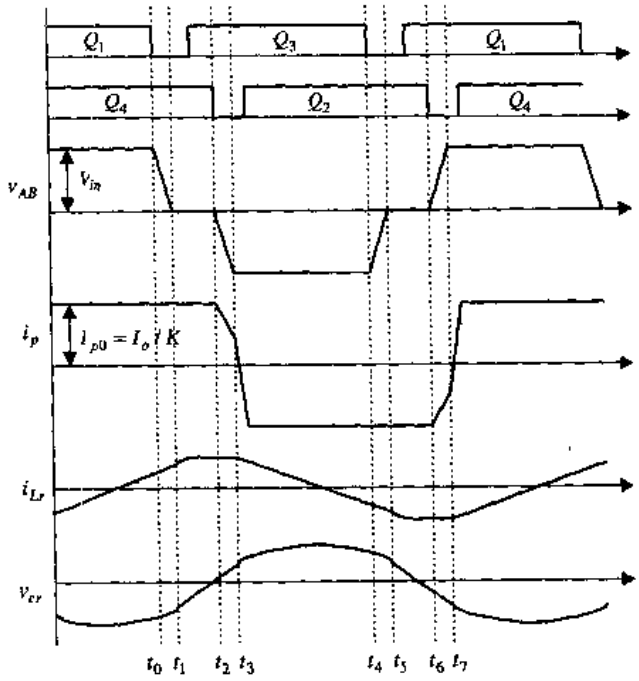
2. 加入 LC 谐振支路的全桥 DC/DC 变换器

加入 LC 谐振支路的全桥 DC/DC 变换器也是利用辅助电路中辅助电感的能量，来帮助漏感对开关管的并联电容进行充放电，从而减小漏感值，达到减小过渡时间的目的[8]。其主电路与相关的波形如图 8.4 所示。

这种变换器的缺点是：在不同的负载情况下，在不同的输入电压时，变换器的占空比是不同的，这样加在 LC 谐振支路的电压脉宽不一样，因此该支路中电感的初始电流



(a) 主电路



(b) 主要波形

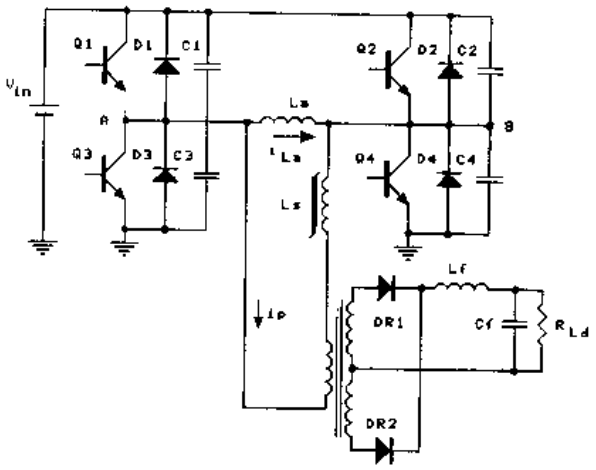
图 8.4 加入 LC 谐振支路的全桥 DC/DC 变换器的主电路及其主要波形

是变化的。不同的辅助电感的初始电流以及变化的负载电流，同样使延迟时间的选择变得很困难。

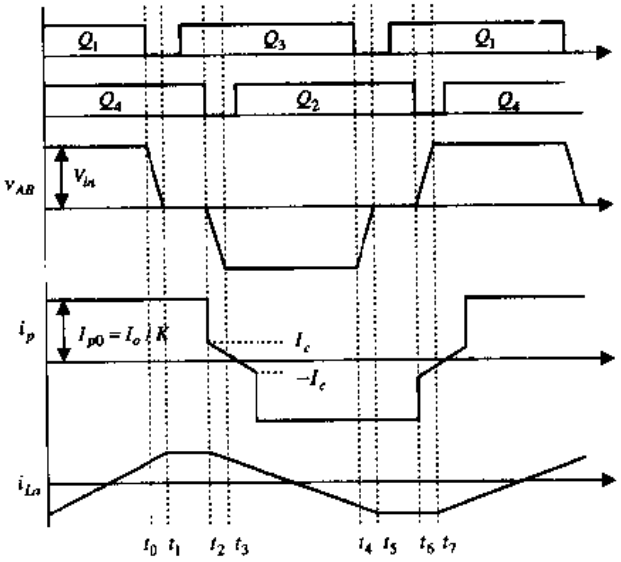
3. 加入电感支路的全桥 DC/DC 变换器

这个电路的主电路及其相关波形如图 8.5 所示[9-12]。它的思路与加入 LC 谐振支路的全桥 DC/DC 变换器类似，它只用一个电感，而去掉了电容，显得更简单。同时，它吸收了文献[16]中方法的优点，在主回路中串联了一个饱和电感，减小了占空比的丢失。

该变换器的缺点同样是：在不同的负载情况和不同的输入电压时，变换器的占空比不同，加在电感支路的电压脉宽不一样，使得输助电感的初始电流是变化的。不同的辅助电感的初始电流同样不便于选择延迟时间。



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 8.5 加入电感谐振支路的全桥 DC/DC 变换器的主电路及其主要波形

4. 辅助电路可控的全桥 DC/DC 变换器

图 8.6 是这个拓扑的主电路和波形图[13]。辅助电路由电感 L_a 与开关管 Q_{a1} 和 Q_{a2} 构成，用来帮助滞后桥臂实现 ZVS。当 Q_4 准备关断之前的 t_2 时刻，开通 Q_{a1}，电感 L_a 的电流线性增加。在 t_3 时刻，同时关断 Q_4 和 Q_{a1}，原边电流和辅助电感电流同时给 C_4 充电、给 C_2 放电。

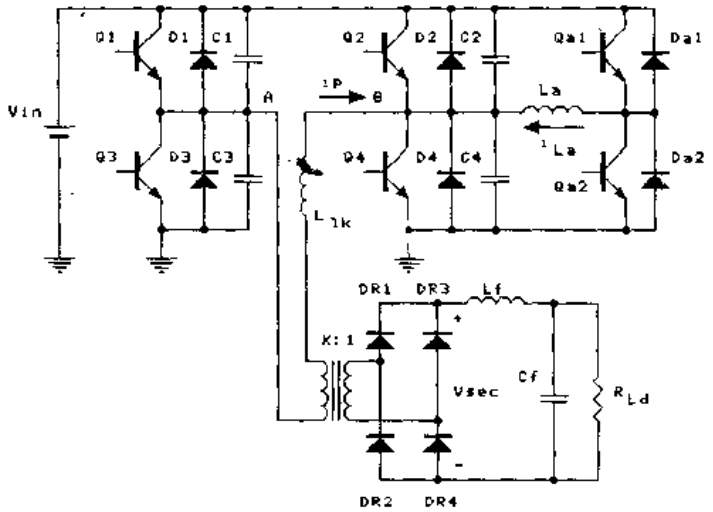
该拓扑的优点是：

①漏感 L_{lk} 可以取得很小，以减小占空比丢失；

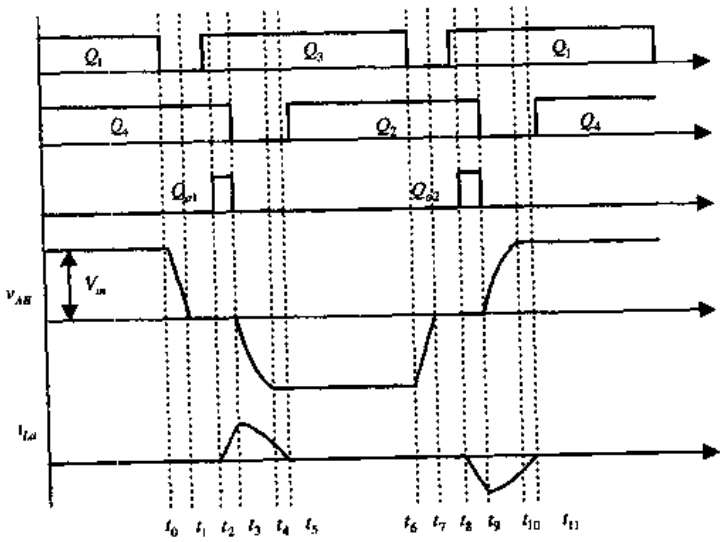
②辅助电路工作时间很短，减小了辅助开关管和辅助电感以及滞后桥臂的通态损耗；

③辅助电路中所有元器件的电流和电压应力很小，且电流应力与负载无关，比负载电流小得多，电压应力等于 V_{in}。

该拓扑的缺点是：



(a) 主电路



(b) 主要波形

图 8.6 辅助电路可控的全桥 DC/DC 变换器的主电路及其主要波形

①增加了两个辅助开关管，需要增加两套驱动电路，而且有一套是浮地的。

②两个辅助开关管是硬关断的，有关断损耗。

5. 并联辅助电路的共同特点

以上分析了四种不同的电路拓扑，它们的共同特点是：

①辅助电路均与主功率回路是并联的。其工作情况与负载无关，电流和电压应力均很小。

②辅助电路帮助原边电感(或漏感)实现滞后桥臂的 ZVS。这样可以减小原边电感(或漏感)，从而减小占空比丢失。

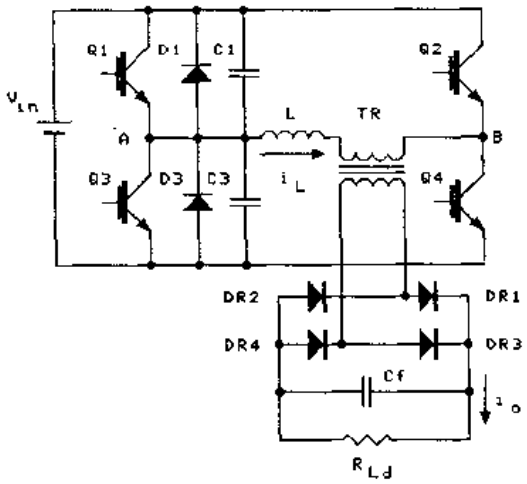
8.3 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的其他拓扑

第五章讨论了 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的控制方法及其拓扑结构，这里介

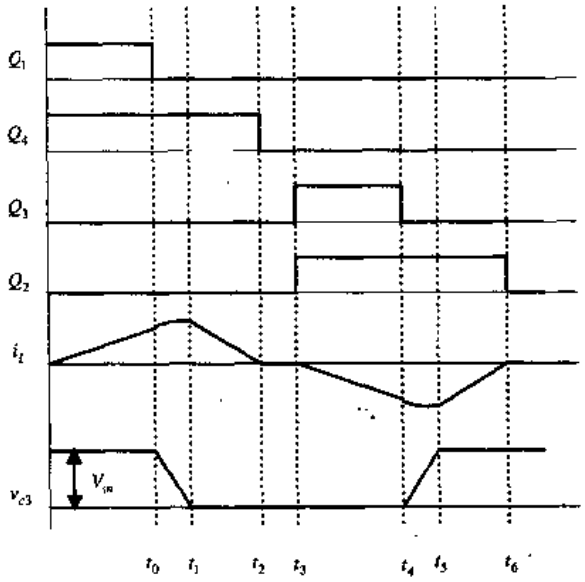
绍另外三种电路拓扑，其控制方式与第五章的一样，但主电路有一些自己的特点。鉴于这三种拓扑比较类似，为了叙述方便，用拓扑提出者来命名它们：E. C. Nho 电路，K. Chen 电路，B. Masserant 电路。

8.3.1 E. C. Nho 电路

E. C. Nho 电路及其相关波形如图 8.7 所示[18]。超前桥臂的开关管 Q_1 和 Q_3 有反并二极管和并联电容，滞后桥臂的开关管 Q_2 和 Q_4 没有反并二极管和并联电容。在 t_0 时刻，Q_1 关断，Q_1 的电流转移到 C_1 和 C_3 两条路径中，电感 L 的电流 i_L 给 C_1 充电，同时使 C_3 放电。这时 L 和 C_1、C_3 谐振工作。在 t_1 时刻，C_3 电压下降到零，Q_3 的反并二极管 D_3 导通。这时开通 Q_3，则 Q_3 是零电压开通。在$[t_1, t_2]$时段里，电感电流 i_L 线性下降，在 t_2 时刻下降到 0，这样 Q_4 是零电流关断。在 t_3 时刻开通 Q_2，显然 Q_2 是零电流开通。$[t_3, t_6]$的工作情况与$[t_0, t_3]$类似。



(a) 主电路



(b) 相关波形

图 8.7 E. C. Nho 电路及相关波形

但这种拓扑结构也有缺陷：

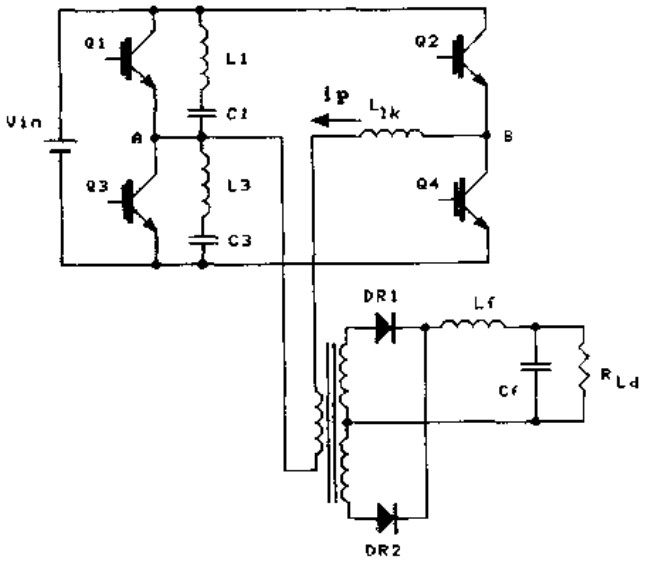
①L 要折衷选择。L 太小，在负载电流很小时超前桥臂不能实现零电压开关；L 太大，又限制了 i_L 的变化速度，i_L 下降到零的时间就会增加，这样就限制了变换器开关频率的提高。

②变换器给负载的供电方式是电流源形式，电感 L 的电流是交流变化的，而且是断续的，因此对输出电容和负载而言，其输入电流脉动很大，因而滤波电容要求很大，才能保证输出电压的脉动很小。

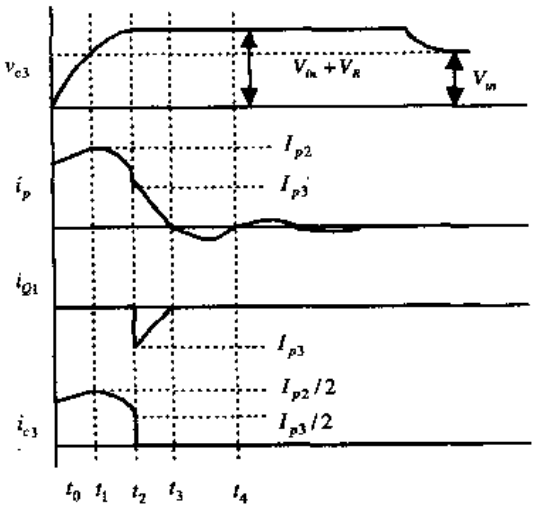
③该电路可以工作在电流临界连续状态，但必须采用频率控制，不利于滤波器的优化设计。

8.3.2 K. Chen 电路

图 8.8 给出了 K. Chen 电路及其相关波形[19,20]。该电路采用 IGBT 作为主开关管，



(a) 主电路



(b) 相关波形

图 8.8 K. Chen 电路及相关波形

与 E.C. Nho 电路类似，超前桥臂的开关管 Q_1 和 Q_3 有并联电容，但没有反并二极管，电感 L_1 和 L_2 很小，不影响开关管的 ZVS，但带来两个好处：①限制振荡的电流峰值；②在负载很小，开关管不能实现 ZVS 时，限制开关管的开通电流尖峰。滞后桥臂开关管 Q_2 和 Q_4 没有反并二极管和并联电容。

在 t_0 时刻，Q_3 关断，原边电流 i_p 给 C_3 充电，同时给 C_1 放电。这时 Q_3 仍然存在电流拖尾，但由于它是零电压关断，因此关断损耗很小。在 t_1 时刻，C_3 电压超过 V_{in}时，由于没有反并二极管，A 点电压继续升高，直到 t_2 时刻 Q_1 反向雪崩击穿，从而将 A 点电压箝在 $V_{in}+V_R$，V_R 是 Q_1 反向雪崩击穿电压(Reverse Avalanche Voltage)。这时原边电流 i_p 通过 Q_1 流入电源。Q_1 此时类似于一个稳压二极管，其 V_R 加到了漏感 L_{lk}两端，i_p 线性减小。在 t_3 时刻，i_p 减小到零并且开始反向，反向的 i_p 流经 Q_2，帮助 Q_2 移去存储电荷。在 t_4 时刻，Q_2 的存储电荷被全部移去，这样 Q_2 关断时不存在电流拖尾，Q_2 就是零电流关断。Q_2 关断后，Q_4 开通，开始另一个半周的工作。这里要说明的是，在$[t_3, t_4]$时段 i_p 反向时，C_1 充电，C_3 放电。由于这段时间很短，A 点电压基本不变，保持在 $V_{in}+V_R$。

K. Chen 电路利用 IGBT 的反向击穿特性，解决了滞后桥臂 IGBT 关断时的电流拖尾问题，可以提高 IGBT 的开关频率，而且在负载很小时也能实现零电流开关。但是这个电路也付出了代价，漏感 L_{lk}中的能量$\frac{1}{2}L_{lk}i_p^2$ 和 i_p 反向时漏感 L_{lk}中的能量全部消耗在反向击穿的 IGBT 中。

8.3.3 B. Masserant 电路

为了使漏感能量不消耗在 IGBT 中，B. Masserant 提出了一种采用有源缓冲电路实现 ZCS/ZVS 的电路结构[21]，如图 8.9 所示。与 K. Chen 电路不同的是，每个 IGBT 中串接了一个二极管，用来防止 IGBT 的反向雪崩击穿。

当 Q_3 关断时，原边电流 i_p 给 C_3 充电，同时给 C_1 放电。由于没有反并二极管，C_3 的电压会超过 V_{in}，当 A 点电压升高到 V_{CS2}时，二极管 D_6 导通，将 A 点电压箝在 V_{CS2}。由于 $V_{CS2}>V_{in}$，而且 C_2 较大，V_{CS2}基本是恒定的，那么原边电流 i_p 很快减小到零，并且反向，在 Q_2 和 D_2 中有一个很小的反向电流，直到 Q_2 和 D_2 反向恢复完成，切断 i_p 的通路，此时在 B 点产生一个电压尖峰，该尖峰通过 D_5 被 V_{CS1}箝位。Q_1 和 Q_4 工作时与上述情况类似。

Buck 电路 A1 和 A2 分别用来调节 V_{CS2}和 V_{CS1}的电压，将多余的能量回馈到电源中去，使 V_{CS2}和 V_{CS1}的电压值基本不变。

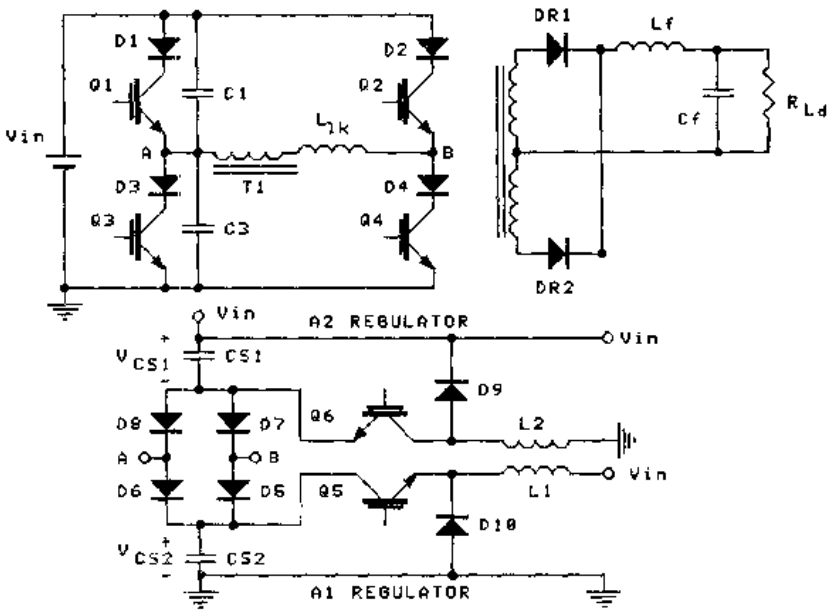
这个拓扑存在如下缺陷：

①IGBT 的电压定额要求较高。文献[21]中提到，在 $V_{in}=270$VDC 时，IGBT 上所承受的最高电压为 400V；

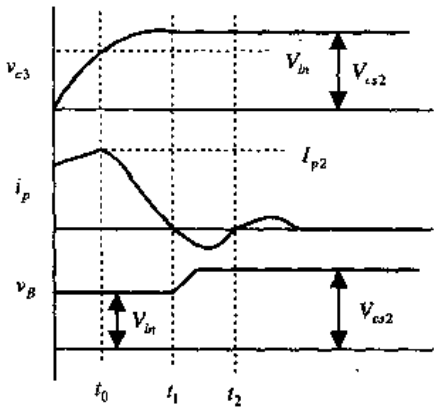
②输出整流管的电压定额要求较高；

③D_1～D_4 上有通态损耗；

④增加了两套 Buck 电路，而且是高电压输入/高电压输出，开关管和续流二极管的电压定额较高。开关管工作在硬开关状态。



(a) 主电路



(b) 相关波形

图 8.9 B. Masserant 电路及相关波形

8.3.4 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的共同特点

从以上三种拓扑的分析可以得出 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的共同特点：

①超前桥臂一般并联有吸收电容，用来实现 ZVS；

②滞后桥臂没有并联吸收电容和反并二极管，只能单方向导通，用来实现 ZCS；

③原边电流没有环流，减小了通态损耗，有利于提高效率；

④这种控制方式适用于 IGBT 和 BJT 作功率器件。

8.4 减小输出整流二极管的寄生振荡

虽然前面讨论的 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器和 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换

器实现了开关管的软开关，但其输出整流二极管不是工作在软开关状态。输出整流二极管在换流时，变压器的副边存在寄生振荡。本节讨论其产生原因及抑制办法。

8.4.1 整流桥的寄生振荡

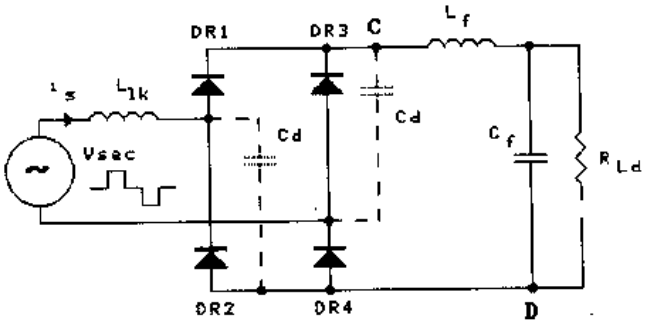
整流桥的寄生振荡产生于变压器的漏感(或附加的谐振电感)与变压器的绕组电容和整流管的结电容之间。

当副边电压为零时，在全桥整流器中四只二极管全部导通，输出滤波电感电流处于自然续流状态。而当副边电压变化为高电压 V_{in}/K(K 为变压器变比)时，整流桥中有两只二极管要关断，两只二极管继续导通。这时候变压器的漏感(或附加的谐振电感)就开始和关断的整流二极管的电容谐振。即使采用快恢复二极管，二极管依然会承受至少两倍的尖峰电压。

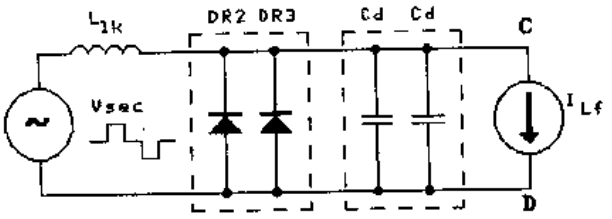
整流桥换流的等效电路图如图 8.10 所示。从中可以看出，副边漏感上电流 I_{L1k}是负载电流和将关断的二极管的反向快复电流(亦可称为 C_d 的充电电流)之和，其大小为：

$$I_{L1k} = I_{Lf} + \frac{V_{in}/K}{\sqrt{\frac{L_{1k}}{2C_d}}} \tag{8.1}$$

而二极管的反向电压峰值为 $2V_{in}/K$。



(a) 整流桥换流时的电路



(b) 等效电路

图 8.10 输出整流二极管换流的等效电路

8.4.2 减小尖峰电压的对策

为了减小输出整流二极管上的尖峰电压，必须采用有效的缓冲电路，有许多文献对此作了研究，归纳起来有五种方式：

①RC 缓冲电路；

②RCD 缓冲电路；

③主动箝位缓冲电路；

④第三个绕组加二极管箝位缓冲电路；

⑤原边侧加二极管箝位缓冲电路。

1. RC 缓冲电路

图 8.11 是传统的 RC 缓冲电路，它是在整流管上并联一个 R_s 和 C_s 的串联支路。

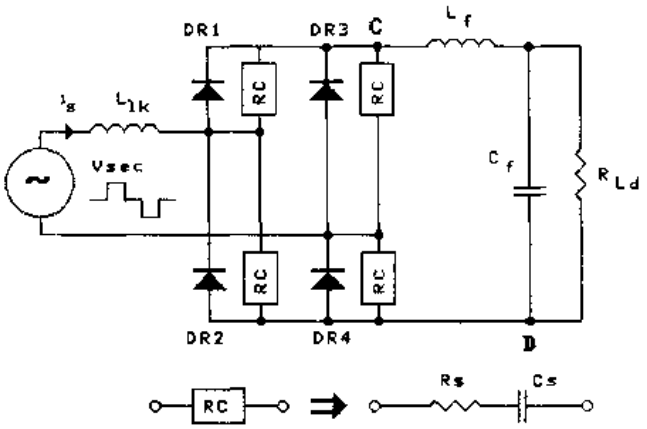


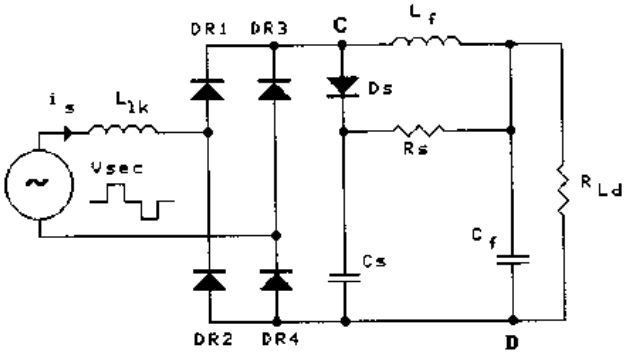
图 8.11 传统的 RC 缓冲电路

当电流从原来导通的二极管中换到将要导通的二极管中时，被关断的二极管上的并联 RC 支路起到箝位作用。而当二极管再次导通时，RC 支路上的电容 C_s 的电荷将被放掉，所有能量 $\frac{1}{2}C_sV_{sec}^2$ 释放在电阻 R_s 上。因此这种吸收网络是有损耗的，相当于把整流二极管的关断损耗转移到了 RC 缓冲网络上，不利于提高变换器的效率。

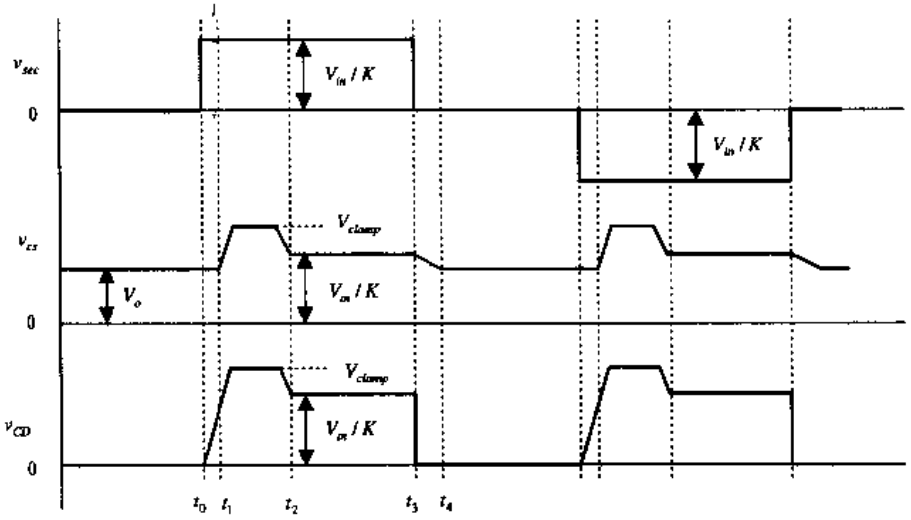
2. RCD 缓冲电路

图 8.12 是一种改进的缓冲电路[22, 23]，它与前面的 RC 吸收电路有很大区别，由箝位二极管 D_s、箝位电容 C_s 和回馈电阻 R_s 组成，C_s 的容量较大。在 t_0 时刻，C_s 的电压为输出电压 V_o，此时副边电压 v_{sec} 从零变为 V_{in}/K（或 $-V_{in}/K$），漏感与整流二极管的结电容开始谐振，v_{CD} 上升。在 t_1 时刻，v_{CD} 上升到输出电压 V_o 时，二极管 D_s 导通，C_s 参与谐振。由于 C_s 的容量较大，v_{CD} 略有增加，其最大值为 V_{clamp}。在 t_2 时刻，漏感与二极管的结电容和箝位电容 C_s 的谐振工作结束，v_{CD} 和 C_s 电压稳定在 V_{in}/K。当 t_3 时刻副边电压变为零时，D_s 关断，箝位电容 C_s 通过回馈电阻 R_s 将谐振过程中增加的电荷回馈到输出电压中。在 t_4 时刻，C_s 电压下降到输出电压 V_o 时，RCD 缓冲电路工作结束。

从上面的分析可以看出，RCD 缓冲电路的优点是：它可以将整流桥上的电压箝在一个适当的电压值 V_{clamp}，V_{clamp}比 V_{in}/K 高一些，但 $V_{clamp}<2V_{in}/K$，抑制了高频电压振荡。同时又将箝位电容 C_s 上增加的能量 $\Delta E_{cs}=\frac{1}{2}C_s[(V_{in}/K)^2-V_o^2]$一部分回馈到负载中去。虽然有一部分消耗在电阻 R_s 上，但与传统的 RC 缓冲电路相比，吸收电路的损耗有所减小。



(a) 电路图



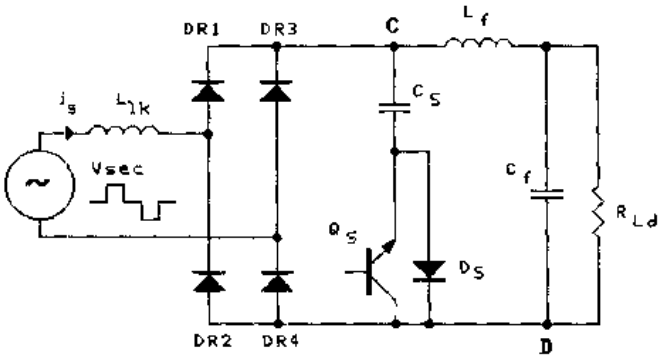
(b)主要波形图

图 8.12 RCD 缓冲电路

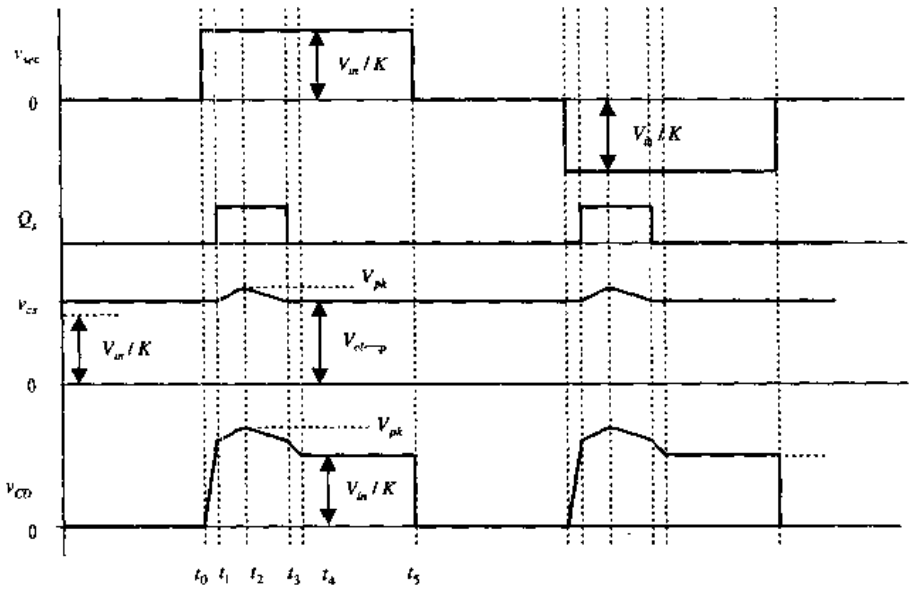
3. 主动箝位缓冲电路

虽然 RCD 缓冲电路减小了损耗，但依然有能量消耗在 R_s 上。为了消除损耗，文献[24]提出了一种主动箝位电路，它由箝位开关管 Q_s、箝位二极管 D_s 和箝位电容 C_s 组成，C_s 的容量较大。如图 8.13 所示。

在 t_0 时刻，C_s 的电压为 V_{clamp}，此时副边电压 v_{sec}从零变为 V_{in}/K(或$-V_{in}/K$)，漏感与整流二极管的结电容开始谐振，v_{CD}上升。在 t_1 时刻，v_{CD}上升到 V_{clamp}时，二极管 D_s 导通，C_s 参与谐振。由于 C_s 的容量较大，V_{CD}略有增加，其最大值为 V_{pk}。由于此时 D_s 导通，可以零电压开通箝位开关管 Q_s。在 t_2 时刻，v_{CD}电压开始下降，此时 C_s 的电荷通过 Q_s 释



(a) 电路图



(b)主要波形图

图 8.13 主动箝位电路

放。C_s 的电压在 t_3 时刻下降到 V_{clamp}，此时关断 Q_s，使电容 C_s 上的电荷保持平衡，即通过 D_s 给 C_s 增加的电荷等于通过 Q_s 给 C_s 放掉的电荷。由于有 C_s，Q_s 是零电压关断。v_{CD}继续下降，并且在 t_4 时刻稳定在 V_{in}/K。

从上面的分析可以看出，主动箝位缓冲电路可以将整流桥上的电压箝在一个适当的电压值 V_{clamp}，V_{clamp}比 V_{in}/K 略高一些。而且该缓冲电路中没有电阻，因而没有损耗。同时 Q_s 是零电压开关，不存在开关损耗，因此主动箝位缓冲电路比 RC 缓冲电路和 RCD 缓冲电路要好得多。

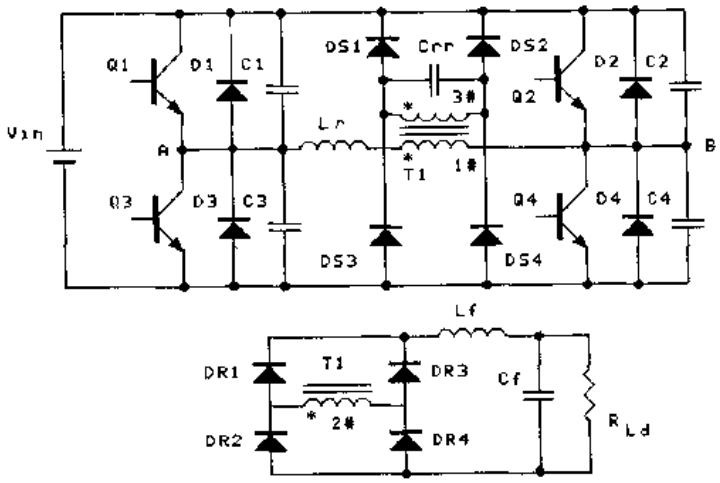
4. 第三个绕组加二极管箝位缓冲电路

主动箝位缓冲电路加了一个开关管，因而也增加了一套控制电路和驱动电路。文献[25，26]提出了一种缓冲电路，如图 8.14 所示。

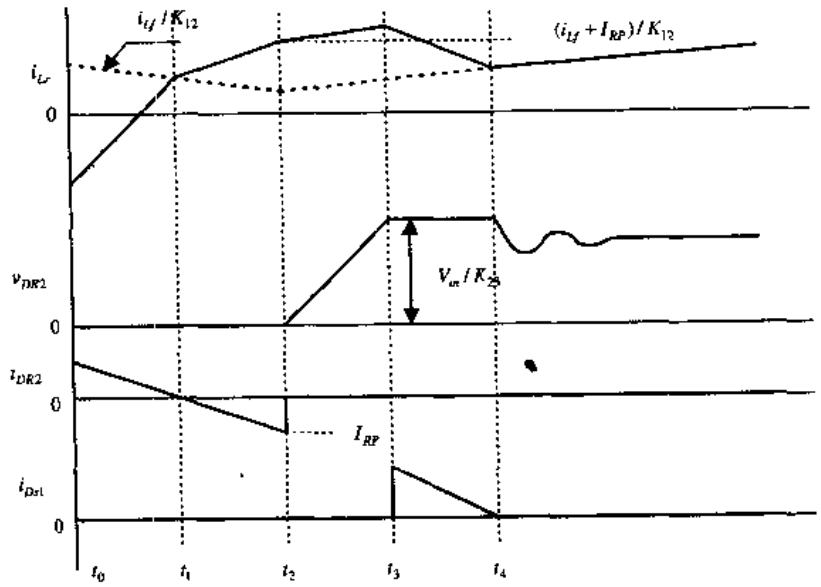
与一般的全桥电路比较，该电路增加了一个绕组，即第三个绕组，同时还增加了四个二极管 D_{s1}～D_{s4}，和一个电容 C_{rr}。

在 t_0 时刻，滞后桥臂开关管 Q_2 零电压关断，谐振电感 L_r 的电流开始减小并且反向，

在 t_2 时刻达到$(i_{Lf}+I_{RP})/K_{12}$。i_{Lf}是输出滤波电感电流，I_{RP}是二极管的反向恢复电流，K_{12}是原副边匝比。在 t_2 时刻，L_r 和 C_{rr}开始谐振工作，$DR1$ 和 $DR4$ 继续导通，$DR2$ 和 $DR3$ 零电压关断，消除了整流桥的尖峰电压和 $DR2$ 与 $DR3$ 的反向恢复损耗。在 t_3 时刻，C_{rr}的电压上升到 V_{in}，二极管 D_{s1}和 D_{s4}导通，L_r 中多余的电流通过 D_{s1}和 D_{s4}回馈到输入电源中，i_{Lr}线性下降。在 t_4 时刻，i_{Lr}下降到 i_{Lf}/K_{12}。由于 C_{rr}的电压被箝位在 V_{in}，这样副边整流桥的电压被箝在 V_{in}/K_{23}，K_{23}是副边绕组与第三个绕组的匝比。Q_4 关断时与 Q_2 关断类似。



(a) 主电路

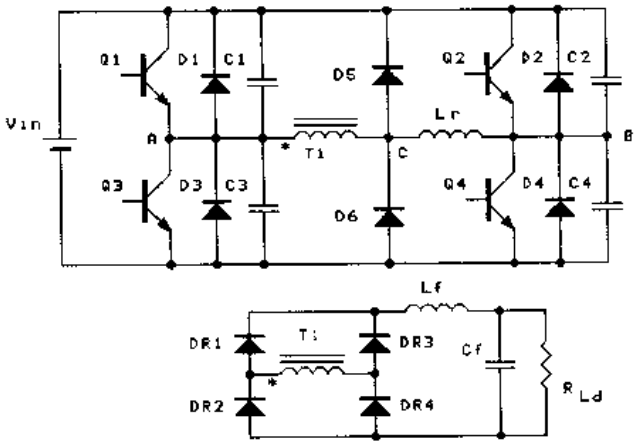


(b) 波形图

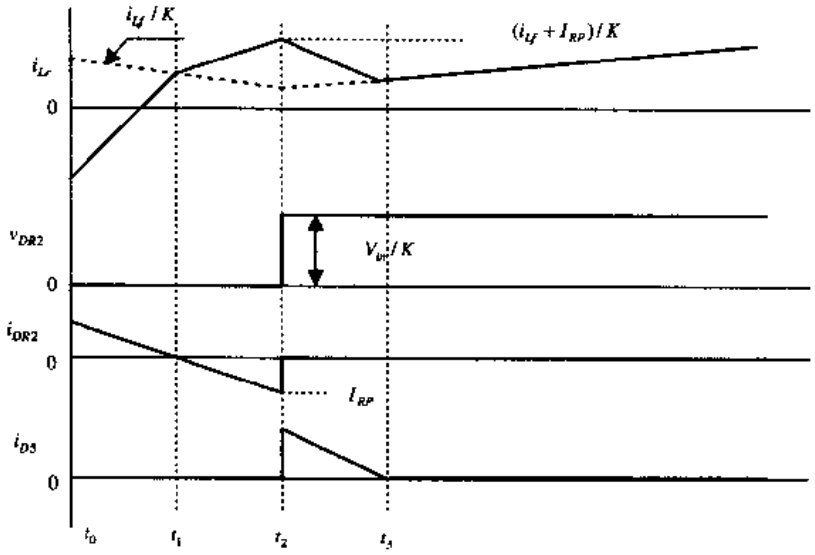
图 8.14　第三个绕组加二极管箝位缓冲电路及其波形图

5. 原边侧加二极管箝位缓冲电路

图 8.15 给出了原边加二极管箝位的全桥电路[27-29]，它的工作原理类似于图 8.14 的电路。



(a) 主电路



(b) 波形图

图 8-15 原边加二极管箝位缓冲电路及其波形图

滞后桥臂开关管 Q_2 关断时，谐振电感 L_r 的电流反向并在 t_2 时刻达到$(i_{Lf}+I_{RP})/K$。i_{Lf}是输出滤波电感电流，I_{RP}是二极管的反向恢复电流，K 是变压器原副边匝比。在 t_2 时刻，$DR2$ 和 $DR3$ 关断，$DR1$ 和 $DR4$ 继续导通。i_{Lr}中比 i_{Lf}/K 多余的电流通过 D_5 回馈到输入电源中，i_{Lr}线性下降。由于 D_5 导通，将 C 点电压箝在 V_{in}，从而将整流桥电路箝在 V_{in}/K，消除了整流桥的尖峰电压和二极管反向恢复造成的损耗。在 t_3 时刻，i_{Lr}下降到 i_{Lf}/K，D_5 自然关断。Q_4 关断时与 Q_2 关断类似。

本章小结

本章介绍了软开关 PWM DC/DC 全桥变换器的其他一些电路拓扑，它们也可归纳为 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器和 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器两类。本章还分析了全桥电路输出整流桥寄生振荡的产生机理，介绍了抑制方法及相应的电路拓扑。

参 考 文 献

[1] 阮新波、严仰光，全桥变换器的控制策略，电气自动化，1997年增刊，205—211。

[2] 阮新波，移相控制零电压开关PWM变换器的研究，南京航空航天大学工学博士学位论文，1996年5月。

[3] D. M. Sable, and F. C. Lee, The operation of a full-Bridge, zero-voltage-switched PWM converter, Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar, 1989, 92—97.

[4] Q. Chen, A. W. Loft, and F. C. Lee, Design trade-offs in 5-V output off-line zero-voltage-switching, PWM converter, International Telcommunications Energy Conference, 1991, 616—623.

[5] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, Design considerations for high-voltage, high power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter, IEEE APEC, 1990, 275—284.

[6] A. W. Lofti, J. A. Sabate, and F. C. Lee, Design optimization of the zero-voltage-switched PWM converter, Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar, 1990, 30—37.

[7] O. D. Patterson, and D. M. Divan, Pseudo-resonant full bridge dc/dc converter, IEEE—PESC, 1987, 424—430.

[8] L. Z. Zhu, and Z. D. Fang, Constant frequency full-bridge ZVS dc/dc converter with adding LC resonant link, Proceedings of Chinese-Japanese Power Electronics Conference, 1992, 17—25.

[9] S. Hamada, T. Kanazawa, Y. Ogino and M. Nakaoka, A new constant frequency phase-shifted PWM zero-voltage-switching dc/dc converter incorporating non-controlled saturable reactor, IEEE Trans. Magn., Vol. 25, No. 5, 3991—3993.

[10] S. Hamada, Y. Ogino, and M. Nakaoka, Saturable reactor assisted soft-switching PWM full-bridge dc-dc power converters, IEE Proceedings-B, Vol. 138, No. 2, 1991, 95—103.

[11] S. Hamada, Y. Maruyama, and M. Nakaoka, Saturable reactor assisted soft-switching technique in PWM dc-dc converter, IEEE PESC, 1992, 93—100.

[12] S. Hamada, and M. Nakaoka, Analysis and design of a saturable reactor assisted soft-switching full-bridge dc-dc converter, IEEE Trans. PE, Vol. 9, No. 3, 1994, 309—317.

[13] J. G. Cho, J. A. Sabate, and F. C. Lee, Novel full-bridge zero-voltage-transition PWM dc/dc converter for high power applications, IEEE APEC, 1994, 143—149.

[14] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. C. Hua and F. C. Lee, Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter for high power applications, IEEE—PESC, 1994, 102—108.

[15] J. G. Cho, J. W. Baek, D. W. Yoo, H. S. Lee, Novel zero-voltage and zero-current-switching (ZVZCS) full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding, IEEE—PESC, 1997, 227—232.

[16] G. C. Hua, F. C. Lee, and M. M. Jovanovic, An improved zero-voltage-switched PWM converter using a saturable inductor, IEEE-PESC, 1991, 189—194.

[17] R. Watson, and F. C. Lee, Analysis, design, and experimental results of a 1kw ZVS-FB-PWM converter employing magamp secondary side control, Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar, 1993, 207—212.

[18] E. C. Nho, and G. H. Cho, A new zero-voltage zero-current mixed mode switching dc/dc converter with low device stresses, IEEE—IECON, 1989, 15—20.

[19] K. Chen, and T. A. Stuart, A 1.6kW 110kHz dc/dc converters optimized for IGBT's, IEEE Trans. PE, Vol. 8, No. 1, 1993, 18—25.

[20] K. Chen, and T. A. Stuart, A study of IGBT turn-off behavior and switching loss for zero-voltage zero-current switching, IEEE APEC, 1992, 411—418.

[21] B. J. Masserant, J. L. Shriver, and T. A. Stuart, A 10kW dc/dc converter using IGBTs with active snubbers,

452635

IEEE Trans. AES, Vol. 29, No. 3, 1993, 865—865.

[22] R. A. Fisher, K. D. T. Ngo, A 500kHz, 250W dc-dc converter with multiple outputs controlled by phase-shifted PWM and magnetic amplifiers, Proceedings of HFPC, 1988, 100—110.

[23] L. H. Mweece, C. A. Wright, and M. F. Schlecht, A 1kW 500kHz front-end converter for a distributed power supply system, IEEE—APEC, 1989, 423—432.

[24] J. A. Sabate, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, High-voltage, high power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber, Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar, 1991, 125—130.

[25] I. D. Kim, E. C. Nho, and G. H. Cho, A soft-switching constant frequency PWM dc/dc converter with low switch stress and wide linearity, IEEE IECON, 1990, 875—881.

[26] I. D. Kim, E. C. Nho, and G. H. Cho, Novel constant frequency PWM dc/dc converter with zero-voltage-switching for both primary switches and secondary rectifying diodes, IEEE Trans. IE, Vol. 39, No. 5, 1992, 444—452.

[27] R. Redl, N. O. Sokal, and L. Balogh, A novel soft-switching full-bridge dc/dc converter: analysis, design considerations and experimental results at 1.5kW 100kHz, IEEE Trans. PE, Vol. 6, No. 3, 1991, 408—418.

[28] R. Redl, L. Balogh, and D. W. Edwards, Switch transitions in the soft-switching full-bridge PWM phase-shifted dc/dc converter: analysis, and improvements, Proceedings of INTELEC, 1993, 350—357.

[29] R. Redl, L. Balogh, and D. W. Edwards, Optimum ZVS full-bridge dc/dc converter: analysis, design considerations and experimental results, IEEE APEC, 1994, 159—165.

[30] 丁道宏，电力电子技术，航空工业出版社，1992。

[31] 叶慧贞、杨兴洲，开关稳压电源，国防工业出版社，1990。

[32] 叶治政、叶靖国，开关稳压电源，高等教育出版社，1989。

[33] 蔡宣三、龚绍文，高频功率电子学，第一版，科学出版社，1993。

[34] 张占松、蔡宣三，开关电源的原理与设计，电子工业出版社，1998。

[35] UC1726/UC2726/UC3726 —— Isolated Drive Transmitter, Featured Products from Unitrode Integrated Circuits, 1995, 8—12.

[36] UC1727/UC2727/UC3727 —— Isolated High Side IGBT Driver, Featured Products from Unitrode Integrated Circuits, 1995, 13—18.

[37] Phase shift resonant converter UC3875/6/7/8, Product & Applications Hand Book 1995—1996, Unitrode Integrated Circuits Corporation.

[38] Line input ac to dc conversion and input filter capacitor selection, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-900, 1993.

[39] Bill Andreycak, Design review: 500 watt, 400W/in³ phase shifted ZVT power converter, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-900, 1993.

[40] Ruan Xinbo and Yan Yangguang, An improved phase-shifted zero-voltage and zero-current switching PWM converter, IEEE—APEC, 1998, 811—815.

[41] 阮新波、严仰光，采用辅助谐振网络实现零电压开关的移相控制全桥变换器，电工技术学报，1998年4月第2期，第13卷，47—52。

[42] 阮新波、严仰光，移相控制零电压开关PWM变换器中输出整流二极管的换流分析，电气自动化，1997年增刊，236—240。

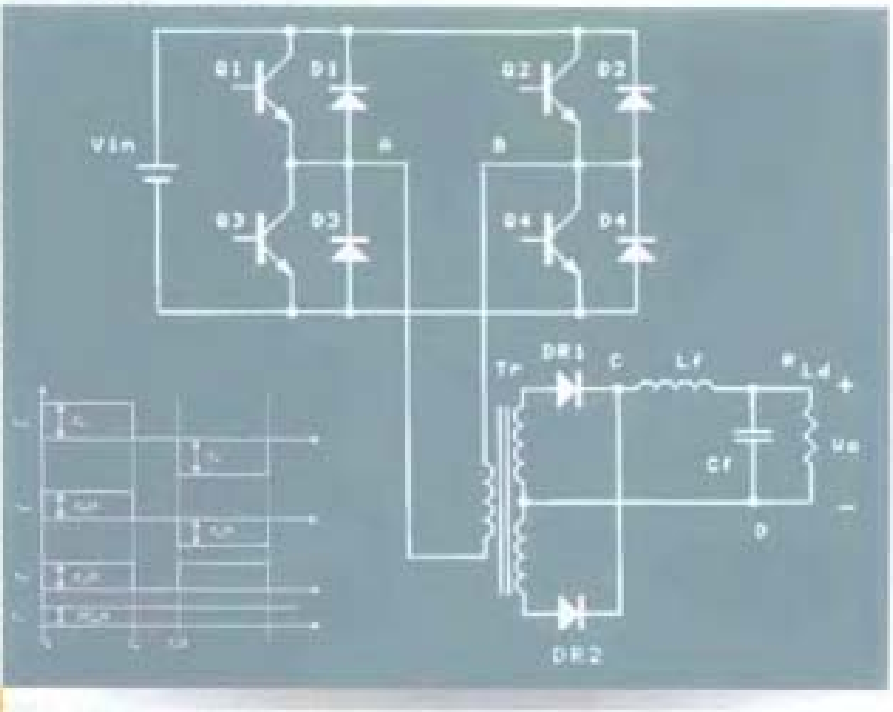
[43] 阮新波，PWM DC/DC全桥变换器的软开关技术研究，南京航空航天大学博士后研究报告，1998年6月。

[44] 徐明，PWM软开关拓扑理论研究，浙江大学博士学位论文，1997年7月。

实用电源技术丛书

脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关技术

阮新波　严仰光 著



科学出版社

TN624
R88

452805

实用电源技术丛书

脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术

阮新波　严仰光　著

中文藏书
图书馆

00452805

TN624
R88

科学出版社
1999

内容简介

脉宽调制(PWM)DC/DC全桥变换器广泛应用于中大功率场合，因此研究其软开关技术具有十分重要的意义。本书共分八章，介绍电力电子变换器的基本类型和PWM DC/DC全桥变换器的基本工作原理，系统地提出它的九种控制方式，引入超前桥臂和滞后桥臂的概念，提出超前桥臂和滞后桥臂实现软开关的原则及策略，将PWM DC/DC全桥变换器归纳为ZVS PWM DC/DC全桥变换器和ZVZCS PWM DC/DC全桥变换器两种类型，并讨论了这两类变换器的电路结构、控制方式和工作原理。本书还分析了PWM DC/DC全桥变换器的主要元件，包括输入滤波电容、高频变压器、输出滤波电感和滤波电容的设计，介绍了移相控制芯片UC3875的使用，同时介绍了IGBT和MOSFET的驱动电路，给出一种采用ZVS PWM DC/DC全桥变换器的通讯用开关电源的设计实例，并介绍了软开关PWM DC/DC全桥变换器的其他一些电路拓扑。

本书是一本理论知识与工程设计相结合的专著，可作为高校电力电子技术专业及相关专业的硕士生、博士生和教师的参考书，也可供从事开关电源研究开发的工程技术人员参考使用。

DV60/10

图书在版编目(CIP)数据

脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关技术/阮新波，严仰光著. -北京：科学出版社，1999

(实用电源技术丛书)

ISBN 7-03-007499-8

I. 脉… II. ①阮… ②严… III. 变换器-控制开关 IV. TN624

中国版本图书馆CIP数据核字(1999)第10483号

科学出版社 出版

北京东黄城根北街16号

邮政编码：100717

新蕾印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行　　各地新华书店经售

*

1999年9月第一版　　开本：787×1092 1/16

1999年9月第一次印刷　　印张：8 3/4

印数：1—3 000　　字数：187 000

定　价：13.00元

(如有印装质量问题，我社负责调换(环伟))

序　言

什么是电源？很难用一句话概括。但是，现代人谁能离得开电源？衣食住行离不开电源，文化娱乐、办公学习、科学研究、工农业生产、国防建设、教育、环境保护、医疗卫生、交通运输、照明、通讯、宇宙探索等等，哪一样能少得了电源？只要用电就离不了电源。绝大部分的电是由发电厂生产发送的，称为市电。白炽灯、电炉、交流电动机等只要接通市电就行；计算机、电视机、X 光机等虽然也是打开开关就能工作，但是这些机器里面都已经做了电能变换处理，将正弦波的交流市电转换成各自需要的直流电、高压电、脉冲电；在无法提供市电的岛屿、车船上，可以用蓄电池经过电能变换获得跟市电一样的交流电，让计算机、仪器设备等工作起来；进入太空的卫星、飞行器，把太阳能收集起来，再经过电能变换，获得需要的各种电能来维持长期运行；电能是宝贵的资源，需要珍惜和节约。绿色照明的节能荧光灯、高光效的 HID 灯电子镇流器，是经过功率因数校正和高频化处理的电源装置，既省电又净化了电网；交流电动机经过频率变换即所谓变频调整速实现了电动机科学运转及电能的合理使用；水力发电、火力发电、核电站是电的主要来源。太阳光、风力、沼气、潮汐、生物能、化学能等等在特定环境里也能发电，作为电力的补充，这些补充发电需要经过 DC/DC 和 DC/AC 电能变换使其便于储存，并转换成与电网频率一致的正弦波。电网不稳定给用电设备带来许多麻烦，甚至无法正常工作；太阳、风力受四季和天气影响，发出的电更是不稳，很多场合需要稳压供电，这有赖于电能变换加以调整。总括起来，所谓电源乃是利用电能变换技术将市电或电池等一次电能转换成适合各种用电对象的二次电能的系统或装置。

上述电能变换主要体现在变压、调压，整流、滤波，稳定，变换等。而这些基本的电能变换是通过一系列的技术方法实现的，并且这些技术方法分别适用于不同的环境条件和要求。

变压：变压器是交流变压最常用的装置，相位控制也能完成交流变压，线性补偿、频率变换、时间分割（脉冲宽度调制，即著名的 PWM）等都能实现变压。直流变压最常用的手段就是 DC/DC 变换，无源和有源分压器是小功率直流变压较简便的方法。

调压：在变压的基础上加以步进和连续的设置就成为调压。根据需要可以手动、自动或遥控。

整流：整流是最早使交流电转换成直流电的方法。利用单相性的无源器件来实现则最简单，利用有源开关的同步整流器能将整流器的损耗减至极小。

滤波：滤波为获得平滑的直流，可以通过无源或有源的滤波电路来实现。

稳定：将变压或调压引入自动负反馈控制，就能使之稳定。若反馈量分别是电压、电流、功率、频率、相位，则响应获得稳压、稳流、恒功率、稳频、稳相的稳定电源。

变换：变换的特定含义是由一种状态转变到另一种状态。比如交流-直流之间的转换；正弦波、方波、三角波、梯形波、脉冲波、特物波等波形转换；低频-高频转换；光、热、机械、风、磁、理化等能量与电能之间的转换。

电能变换涉及的技术非常多，常见的有参数稳压、线性反馈稳压、磁放大器技术、数控调压技术、相控技术、变频、PWM、SPWM、软开关 PWM、移相谐振、无功补偿、功率因数校正、裂相、电流均分、传感采样、驱动保护、储能、充电、抗干扰、电磁兼容等等。实际需要推动这些技术不断发展和进步，使电源装置能满足负载各种各样的需求。

造就这些电源装置还需要专用的元器件和材料。电能变换用到的器材有功率开关器件、专用的集成电路、软磁材料以及外围无器件等。由于很多电源装置结构相当复杂，为简化设计而出现的集功率开关、变换控制电路、传感保护电路为一体的智能功率集成模块受到欢迎。

厚膜集成的电源模块、积木式的功能模块，灵活机动，既能单独使用，又能相互组合成较大的电源系统。在这里器件和整机的界限已相当模糊。

不同的负载要求不同的电源装置，万能的电源至少今天还未出现。一个特定用途的电源装置，应当具有符合负载要求的性能参数和外特性，这是基本的要求。安全可靠是必须加以保证的。高效率、高功率因数、低噪音是普遍关注的品质。无电网污染、无电磁干扰、省电节能等绿色指标是全球范围的热门话题，并有相关的国际和国家标准规范进行约束。有时特定的使用环境又要求电源具备一些额外的适应性能力，比如高温、高寒、高湿、抗辐射、抗振动、防爆、体积小、重量轻、智能化等。

电源技术发展到今天，已磁汇了电子、功率集成、自动控制、材料、传感、计算机、电磁兼容、热工等诸多技术领域的精华，已从多学科交叉的边沿学科成长为独树一帜的功率电子学。

电源技术又是实用性极强的技术，服务于各行各业、各个领域的各式各样的负载，它们的性能特点以及采用的技术方法千差万别，这就造就了电源技术的丰富内涵。

由中国电源学会和科学出版社联合组织出版的《实用电源技术丛书》将展示多彩的电源世界，帮助读者全面了解当今电源的方方面面，并希望读者能从这套丛书中获得启示，在实际工作中找到最佳的电源方案。为此，丛书的选题为求从实际需要出发，内容突出实用性、新颖性和广泛性，写作侧重于原理阐述、实例解剖和经验介绍。我们将尽力让《实用电源技术丛书》成为广大读者的良师益友，但是，电源技术浩若湮海，有限的书目实难尽述。另外，电源的新技术不断涌现，且成长周期相当短，作者的实践有限，谬误之处在所难免，敬请读者指正。

《实用电源技术丛书》编辑委员会

《实用电源技术丛书》编辑委员会

顾　问：蔡宣三　丁道宏

主　任：倪本来

副主任：王鸿麟　张建荣　侯振程

委　员：马传添　马鹤亭　区键昌　刘凤君　庄蓄田
李厚福　李朔生　李宗光　陈　坚　严仰光
张　立　张广明　张志国　张　嵘　张承志
张占松　张卫平　陆　鸣　段军政　季幼章
周庭光　赵良炳　赵修科　徐德高　徐会明
徐泽玮　徐德洪　徐兰筠　袁维慈　黄济青
龚绍文　喻　翔　谭　信

前　言

电力电子技术近年来发展迅猛，随着通讯技术和电力系统的发展，对通讯用开关电源和电力操作电源的性能、重量、体积、效率和可靠性提出了更高的要求。为了满足这些要求，软开关技术应运而生，许多学者先后提出了谐振变换器(Resonant converter)、准谐振变换器(Quasi-resonant converter)和多谐振变换器(Multi-resonant converter)。它们实现了开关管的零电压开关(Zero-voltage-switching，ZVS)或零电流开关(Zero-current-switching，ZCS)，减小了开关损耗，提高了变换器的变换效率，开关频率大大提高，减小了体积和重量。但是这些变换器的电流和/或电压应力较大，而且要采用频率调制(Frequency modulation)，不利于优化设计滤波器。为了保留谐振变换器的优点，实现开关管的软开关，同时采用 PWM 控制方式，实现恒定频率调节，利于优化设计滤波器，90 年代出现了零转换变换器(Zero transition converter)。所谓零转换变换器，就是只是在开关管开关过程中变换器工作在谐振状态，实现开关管的零电压开关或零电流开关，其他时间均工作在 PWM 控制方式下。

由子单管构成的变换器，如 Buck、Boost、Cuk、Forward、Flyback 等一般适用于中小功率的应用场合，而全桥变换器则适用于中大功率应用场合，特别是通讯用开关电源和电力操作电源，因此研究其软开关技术具有十分重要的意义。

本书作者阮新波于 1993 年攻读博士学位开始到 1998 年博士后出站，一直师从导师严仰光教授，不间断地研究 PWM DC/DC 全桥变换器的软开关技术，历时近 6 年。在这些年里，我们与国内许多电源专业厂商和研究机构有过十分愉快的合作和交流。在作者获得博士学位后，博士论文《移相控制零电压开关 PWM 变换器的研究》受到许多同行的关注，他们多次鼓励作者，希望我们以博士论文为蓝本，将我们的研究内容整理出版，奉献给从事电源技术研究的同行们。我们诚惶诚恐，一直不敢这样做，主要是我们的研究还比较肤浅，惟恐辜负大家的期望。1998 年 6 月，作者完成《PWM DC/DC 全桥变换器的软开关技术研究》博士后研究报告，再次受到鼓励。几经考虑，作者斗胆将这两篇论文重新整理成书，奉献给同行，希望没有让大家失望。我们也希望电力电子和电源界的各位前辈和同行批评指正，提出宝贵意见和建议。

本书共分八章，第一章介绍电力电子变换器的基本类型和 PWM DC/DC 全桥变换器的基本工作原理。第二章系统地提出 PWM DC/DC 全桥变换器的九种控制方式，归纳出两类开关切换方式，引入超前桥臂和滞后桥臂的概念，提出超前桥臂和滞后桥臂实现软开关的原则及策略，将 PWM DC/DC 全桥变换器归纳为 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器和 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器两种类型。第三章和第四章讨论 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的电路结构、控制方式和工作原理。第五章讨论 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的电路结构、控制方式和工作原理。第六章讨论 PWM DC/DC 全桥变换器的主要元件，包括输入滤波电容、高频变压器、输出滤波电感和滤波电容的设计，介绍目前常用的移相控制芯片 UC3875 的使用，同时提出一种适用于 IGBT 和 MOSFET 的驱动电路。第七章

讨论一种采用 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的通讯用开关电源的设计实例。第八章介绍软开关 PWM DC/DC 全桥变换器的其他一些电路拓扑。

本书第一章由严仰光教授执笔，其他各章由阮新波博士执笔。

清华大学蔡宣三教授和南京航空航天大学丁道宏教授在百忙之中详细认真审阅了全部书稿，提出了许多宝贵建议，南京航空航天大学甘鸿坚博士认真校阅了全部书稿，在此一并表示衷心的感谢。

本书的出版得到了中国电源学会秘书长倪本来先生和科学出版社的大力支持，科学出版社 6 室的张建荣老师和汤秀娟老师为本书的出版作了大量工作，深圳驰源实业有限公司为本书的出版提供了经济资助，特此致谢。

作　者

1999 年 2 月于南京航空航天大学

目　录

第一章　全桥变换器的构成及原理 …… 1

1.1　概述 …… 1
1.1.1　电力电子变换器的分类与要求 …… 1
1.1.2　电力电子技术的发展方向 …… 1
1.1.3　直流变换器的分类与特点 …… 2
1.2　全桥逆变器及其控制 …… 2
1.2.1　双极性控制方式 …… 3
1.2.2　有限双极性控制方式 …… 4
1.2.3　移相控制方式 …… 5
1.3　PWM DC/DC 全桥变换器 …… 6
1.3.1　具有续流管的 DC/DC 全桥变换器 …… 6
1.3.2　没有续流管的 DC/DC 全桥变换器 …… 8
1.3.3　DC/DC 全桥变换器中直流分量的抑制 …… 8
本章小结 …… 10

第二章　PWM DC/DC 全桥变换器软开关技术的理论基础 …… 11

2.1　基本工作原理 …… 11
2.2　PWM DC/DC 全桥变换器的控制策略 …… 11
2.2.1　基本控制策略 …… 11
2.2.2　开关管导通时间定义 …… 13
2.2.3　PWM DC/DC 全桥变换器的控制策略族 …… 13
2.3　PWM DC/DC 全桥变换器的两类切换方式 …… 16
2.3.1　三种工作状态 …… 16
2.3.2　三种切换方式 …… 16
2.3.3　斜对角两只开关管同时关断切换方式 …… 16
2.3.4　斜对角两只开关管关断时间错开切换方式 …… 18
2.4　PWM DC/DC 全桥变换器软开关的实现原则 …… 20
2.5　PWM DC/DC 全桥变换器的两类软开关方式 …… 21
本章小结 …… 21

第三章　ZVS PWM DC/DC 全桥变换器 …… 22

3.1　ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及控制方式 …… 22
3.1.1　滞后桥臂的控制方式 …… 22

3.1.2 超前桥臂的控制方式 …… 23
3.1.3 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的控制方式 …… 23
3.2 移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的工作原理 …… 24
3.3 两个桥臂实现 ZVS 的差异 …… 29
3.3.1 实现 ZVS 的条件 …… 29
3.3.2 超前桥臂实现 ZVS …… 29
3.3.3 滞后桥臂实现 ZVS …… 29
3.4 实现 ZVS 的策略及副边占空比的丢失 …… 30
3.4.1 增加励磁电流 …… 30
3.4.2 增大谐振电感 …… 30
3.4.3 副边占空比的丢失 …… 30
3.5 整流二极管的换流情况 …… 31
3.5.1 全桥整流方式 …… 31
3.5.2 全波整流方式 …… 32
3.6 仿真结果 …… 33
本章小结 …… 36

第四章 采用辅助网络的移相控制 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器 …… 37

4.1 引言 …… 37
4.2 辅助网络的工作原理 …… 37
4.3 电流增强原理 …… 40
4.4 工作原理 …… 41
4.5 实现零电压开关的条件 …… 45
4.6 参数设计 …… 45
4.6.1 辅助网络的参数选择 …… 46
4.6.2 L_r,C_r 和 I_c 的确定 …… 46
4.6.3 V_{cg}的选取 …… 47
4.6.4 N 值的选取 …… 47
4.6.5 A_g 的取值 …… 48
4.6.6 I_{ag}的选取 …… 49
4.6.7 当负载电流小于 I_c 时 v_{c4}的情况 …… 49
4.6.8 参数设计步骤 …… 50
4.7 副边占空比丢失及死区时间的选取 …… 51
4.7.1 副边占空比的丢失 …… 51
4.7.2 与只采用饱和电感方案的比较 …… 52
4.7.3 滞后桥臂死区时间的选取 …… 53
4.8 仿真与实验结果 …… 53
4.9 其他辅助网络构成的 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器 …… 57
本章小结 …… 58

第五章 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器 …… 59

5.1 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及控制方式 …… 59
5.1.1 超前桥臂的控制方式 …… 59
5.1.2 滞后桥臂的控制方式 …… 60
5.1.3 电流复位方式 …… 60
5.1.4 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的电路拓扑及控制方式 …… 64
5.2 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的工作原理 …… 65
5.3 参数设计 …… 69
5.3.1 实现滞后桥臂 ZCS 的条件 …… 69
5.3.2 最大占空比 D_{max} …… 69
5.3.3 滞后桥臂的电压应力 …… 69
5.3.4 阻断电容的选择 …… 70
5.4 仿真与实验结果 …… 70
本章小结 …… 73

第六章 PWM DC/DC 全桥变换器的主要元件、控制芯片及驱动电路 …… 74

6.1 引言 …… 74
6.2 输入滤波电容的选择 …… 74
6.3 高频变压器的设计 …… 75
6.3.1 原副边变比 …… 75
6.3.2 确定原边和副边匝数 …… 76
6.3.3 确定绕组的导线线径 …… 76
6.3.4 确定绕组的导线股数 …… 76
6.3.5 核算窗口面积 …… 77
6.4 输出滤波电感的设计 …… 77
6.4.1 输出滤波电感 …… 77
6.4.2 输出滤波电感的设计 …… 78
6.5 输出滤波电容的选择 …… 79
6.5.1 输出滤波电容量 …… 79
6.5.2 输出滤波电容的耐压值 …… 79
6.6 UC3875 芯片 …… 79
6.6.1 工作电源 …… 79
6.6.2 基准电源 …… 80
6.6.3 振荡器 …… 80
6.6.4 锯齿波 …… 81
6.6.5 误差放大器和软启动 …… 81
6.6.6 移相控制信号发生电路 …… 81
6.6.7 过流保护 …… 82

6.6.8 死区时间设置…… 82
6.6.9 输出级…… 82
6.7 驱动电路…… 82
6.7.1 中小功率 PWM DC/DC 全桥变换器中 MOSFET 和 IGBT 的驱动电路 … 83
6.7.2 大功率 PWM DC/DC 全桥变换器中 MOSFET 和 IGBT 的驱动电路 …… 84
本章小结 …… 89

第七章 48V/10A 移相控制 ZVS 通讯用开关电源…… 90

7.1 引言…… 90
7.2 主电路结构…… 90
7.3 控制电路及保护电路…… 92
7.4 驱动电路…… 95
7.5 电流检测电路…… 96
7.6 参数选择…… 97
7.6.1 输入滤波电容…… 97
7.6.2 高频变压器原副边变比…… 97
7.6.3 谐振电感值…… 98
7.6.4 开关频率…… 98
7.6.5 高频变压器…… 98
7.6.6 谐振电感的设计 …… 100
7.6.7 输出滤波电感的设计 …… 101
7.6.8 输出滤波电容的选择 …… 102
7.6.9 主功率管的选择 …… 102
7.6.10 输出整流二极管的选择…… 102
7.7 实验结果 …… 103
7.8 本电源的特色 …… 106
本章小结…… 107

第八章 软开关 PWM DC/DC 全桥变换器的其他电路拓扑 …… 108

8.1 引言 …… 108
8.2 ZVS PWM DC/DC 全桥变换器的其他拓扑 …… 108
8.2.1 原边电感采用饱和电感 …… 108
8.2.2 利用励磁电流 …… 109
8.2.3 并联辅助电路 …… 110
8.3 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的其他拓扑 …… 114
8.3.1 E.C.Nho 电路…… 115
8.3.2 K.Chen 电路 …… 116
8.3.3 B.Masserant 电路 …… 117
8.3.4 ZVZCS PWM DC/DC 全桥变换器的共同特点 …… 118

8.4 减小输出整流二极管的寄生振荡 …… 118
8.4.1 整流桥的寄生振荡 …… 119
8.4.2 减小尖峰电压的对策 …… 120
本章小结…… 124
参考文献…… 125