

全桥硬开关逆变焊机分析

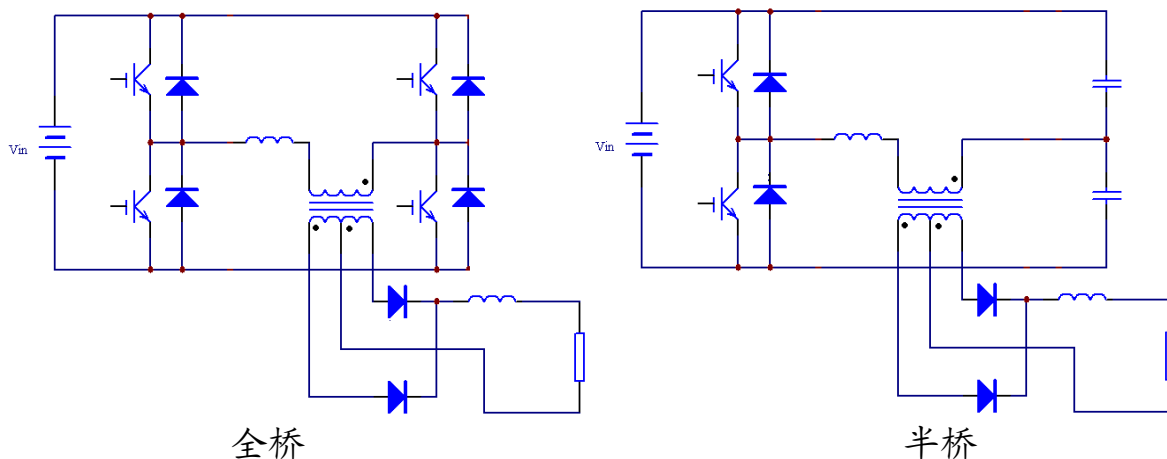
编写：陈浩 审阅：Norman Day

前言：

本文以 IGBT 全桥硬开关逆变焊机为基础，把理想和实测波形进行比较分析，进一步展示 IGBT 全桥硬开关逆变焊机的时序变化过程，让初学者能对模块在全桥硬开关逆变焊机中的应用有一个初步的了解。

全桥和半桥硬开关逆变焊机的区别：

硬开关逆变焊机主要有全桥和半桥两种，如图一所示。全桥和半桥架构的逆变原理、输出电压的调节和降压变压器相同，主要透过 PWM 的占空比因数来控制输出电压。最基本的区别是全桥硬开关逆变焊机运用 4 只开关管组成逆变电路。通常情况下，全桥硬开关逆变焊机都选用两个由两片 IGBT 芯片封装一个封装内的半桥模块来构架，（对于模块的选用，可参考应用心得文章《斯达 IGBT 模块在电焊机应用中的选型》）。一般常见的是上下管交替导通，对管同步导通；半桥硬开关逆变焊机用两只电容代替一组上下管，利用另一组上下管替换导通，两电容上的电压都是直流母线电压的二分之一，故焊机的调压范围也只有二分之一的直流母线电压，那么要设计最大输出功率相同的焊机，半桥硬开关逆变焊机所需的模块额定值是全桥的两倍，所以半桥硬开关逆变焊机在实际应用时相对受限。

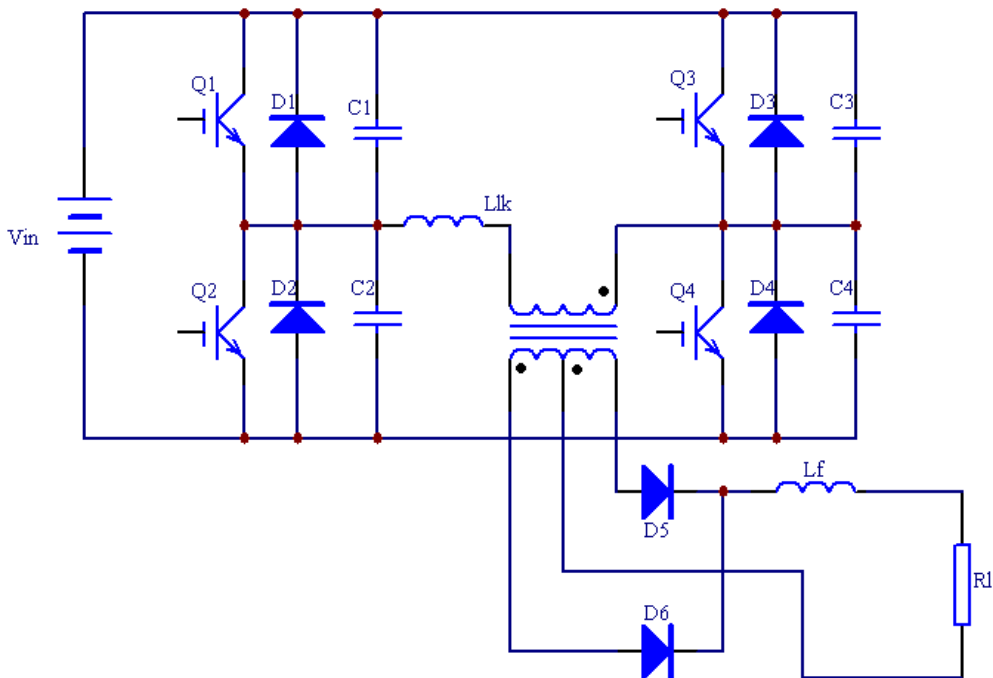


图一 硬开关逆变电路示意图



主电路结构:

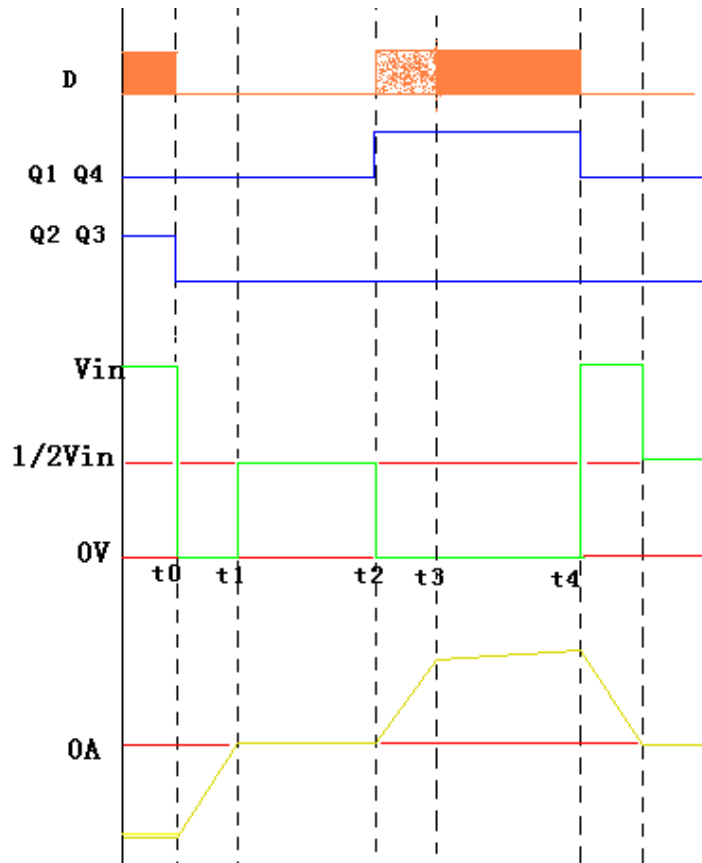
主逆变电路原理图如图二所示， V_{in} 一般为市电经过整流、滤波、稳压处理后的直流母线电压，Q1、Q2、Q3、Q4 为功率开关管 (IGBT)，D1、D2、D3、D4 为 IGBT 反并联续流二极管，C1、C2、C3、C4 为 IGBT 内部自身电容，IGBT 和 IGBT 反并联续流二极管一般封在一个 IGBT 模块中，直流母线电压正极电压加在模块上管 (Q1、Q3) 的集电极，负极电压加在下管 (Q2、Q4) 的发射极。Llk 等效为变压器原边的漏电感。变压器二次侧通常都采用中间抽头的方法，有两组输出，D5、D6 为变压器二次侧部分的整流二极管，L_f 为变压器二次侧等效电感。R1 为变压器二次侧等效电阻，在实际操作中相当于焊机焊接端设备和焊料或焊条在焊接回路中所等效的电阻。主逆变电路基本工作原理为：每个桥臂上的上开关管 Q1 (Q3) 和下开关管 Q2(Q4) 在一对相位互差 180° 的驱动波作用下，轮流导通和关断。Q1 和 Q4 驱动波形同步，Q2 和 Q3 驱动波形同步。输出电压的改变主要是通过调节各个 IGBT 开关管的占空比 D 来实现，即控制 Q1Q4 和 Q2Q3 在一个周期中的有效开通时间。在模块上下管开通过程中，一般必须保证足够的死区时间以避免直通。



图二 主逆变电路结构示意图



理想电路控制时序分析:



图三 理想波形图

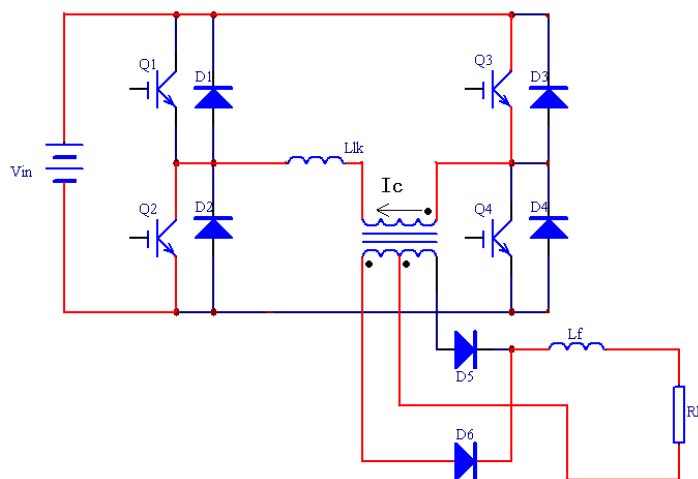
图三为 IGBT 全桥硬开关逆变焊机的理想波形图。图中绿色表示 Q1 的集电极—发射极电压波形，黄色表示变压器一次侧上的电流波形。以下分析忽略 IGBT 内部自身电容 C1、C2、C3 和 C4 的影响，忽略变压器中的激磁电感，假设 I_f 为二次侧电感 L_f 上电流， I_c 为变压器一次侧的电流，定义 Q1Q2 流向 Q3Q4 的方向为电流正方向，在一个开关周期中输出电压 V_o 可视为恒定值。变压器的匝数比为 $n: 1$ 。占空比 D 中橙色部分为有效占空比 D_1 ，点状橙色部分为由于变压器漏感的作用而丢失的占空比 D_2 。

t_0 — t_1 阶段:

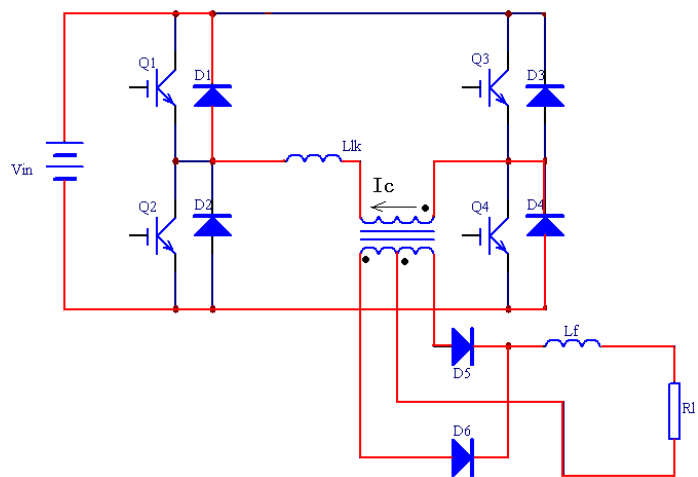
在 t_0 之前，Q2 和 Q3 开启，等效电路图如图四。在 t_0 — t_1 阶段，Q2 和 Q3 关断，由于变压器漏电感 L_{lk} 的作用，使变压器一次侧电流 I_c 不能突变，为了保障电流 I_c 的路径，D1 和 D4 就顺偏导通进入续流阶段。由于在变压器一次侧的电压极性反转，故二次侧电压也发生反转，变压器二次侧 D6 上的电流开始减小，当电流小于



二次侧电感电流 I_f 时，一部分电流将通过二极管 $D5$ 导通，开始输出电流从 $D6$ 向 $D5$ 的换流过程，此时变压器二次侧电压为零，无需考虑二次侧的影响，一次侧电流完全加在漏感 L_{lk} 上。此过程中 $D1$ 处于开启状态， $Q1$ 两端电压为零，变压器一次侧电流 I_c 的变化率为 $\frac{di}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{lk}}$ ，电流正向抬升，等效电路图如图五。



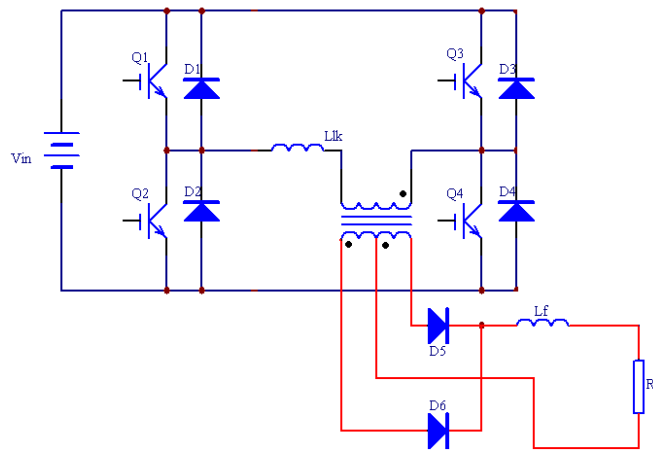
图四 t_0 之前等效电路图



图五 t_0-t_1 阶段等效电路图

t_1-t_2 阶段:

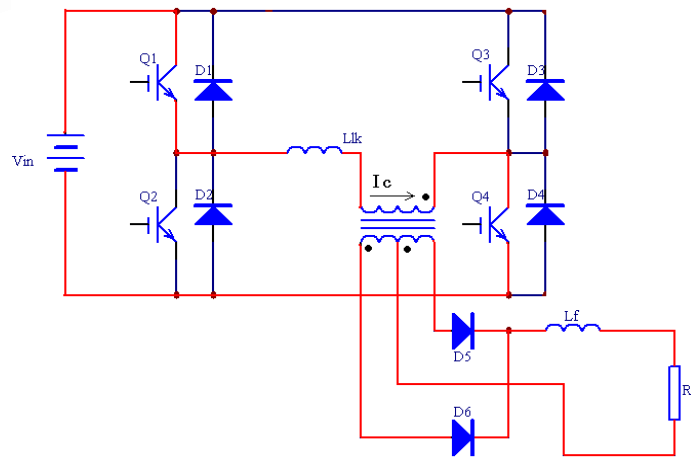
t_1 时刻， $D1$ 和 $D4$ 续流结束，在此阶段，原边电感 L_{lk} 上的电量已完全损耗， $Q1$ 、 $Q2$ 、 $Q3$ 、 $Q4$ 、 $D1$ 、 $D2$ 、 $D3$ 和 $D4$ 都属于关断状态，由于 $Q1$ 和 $Q2$ 在此状态下的等效电阻相同，故 $Q1$ 两端的电压为 $1/2V_{in}$ ，变压器一次侧电流 I_c 为零。等效电路图如图六。



图六 t1—t2 阶段等效电路图

t2—t3 阶段:

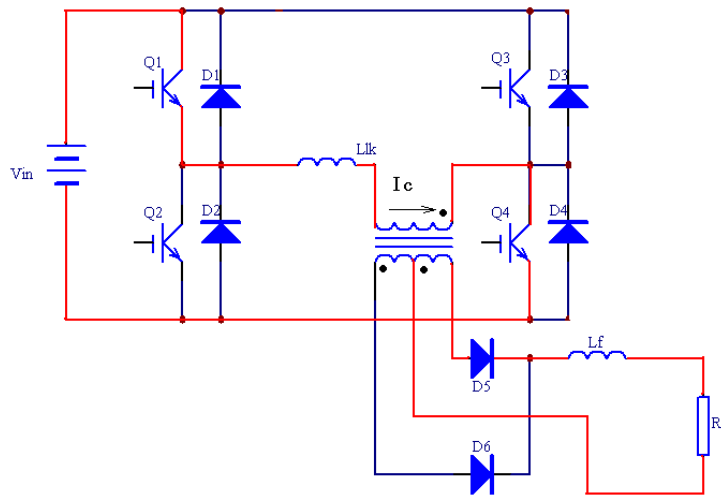
t2 时刻，Q1 和 Q4 开启。在 t2—t3 阶段，变压器一次侧电流 I_c 尚未达到可以提供二次侧电流的条件，故变压器二次侧 D5、D6 的电流仍处于换向过程，输出电压为零，无需考虑二次侧的影响，一次侧电流完全加在漏感 L_{lk} 上。此阶段中 Q1、Q4、D5、D6 开启，Q1 两端的电压为零，电流 I_c 的变化为 $\frac{di}{dt} = \frac{V_{in}}{L_{lk}}$ ，电流正向抬升，等效电路图如图七。



图七 t2—t3 阶段电路等效图

t3—t4 阶段:

此阶段一次侧电流 I_c 值上升到可以提供二次侧电流的条件，故此时 D5、D6 换流结束，D6 关闭，D5 导通。此阶段 Q1、Q4 开启，故 Q1 两端的电压为零，变压器一次侧电流 I_c 的变化为 $\frac{di}{dt} = \frac{V_{in} - nV_o}{L_{lk} + n^2 L_f}$ ，等效电路图如图八。

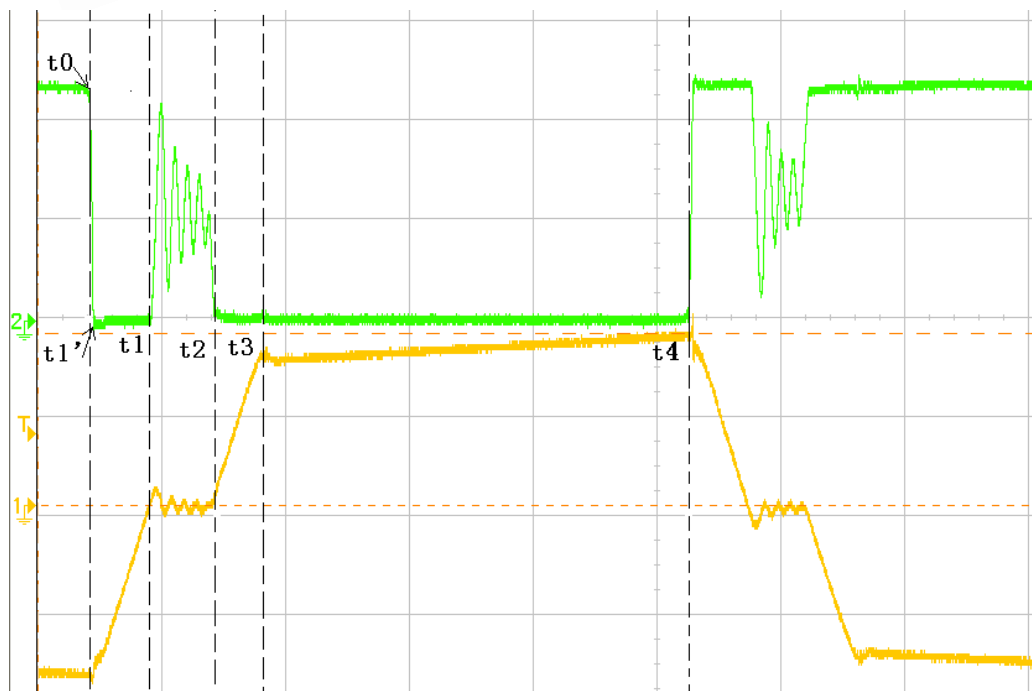


图八 t3—t4 阶段电路等效图

后半周期反之亦然。但上述波形分析中部分假设与实际操作中存在一定的差异，特别是对于 IGBT 内部电容的假设。下面我们就以实际波形为主来说明出现此差异的主要原因。

实测波形与拓扑电路分析：

以下实测波形的测试负载均利用电阻箱模拟输出。



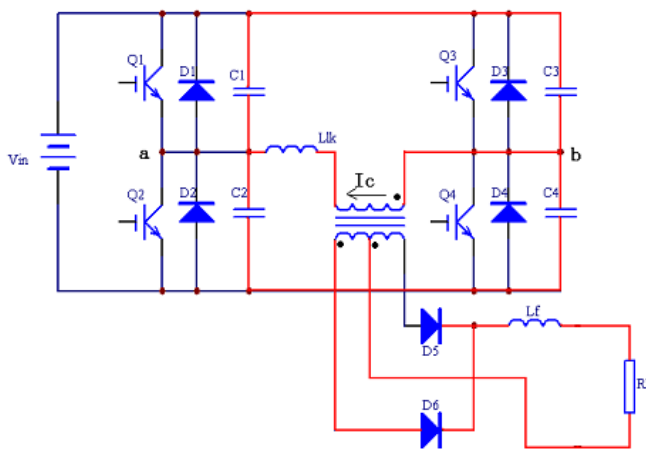
图九 大负载实测波形图



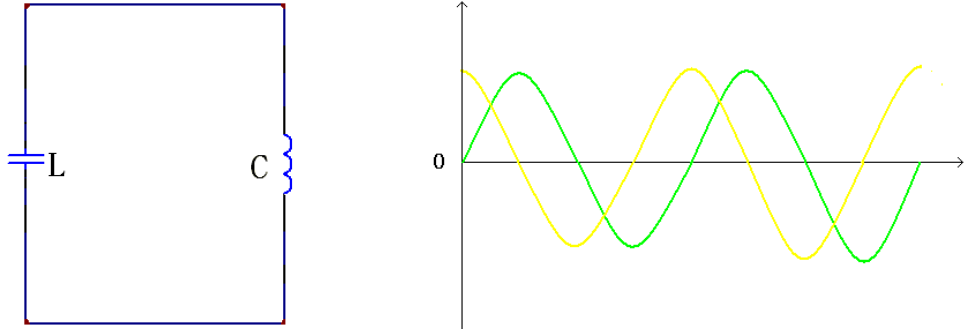
图九为 IGBT 全桥硬开关逆变焊机的大负载电流（例如：500A 的焊机一般指电流值在三四百安以上）实测波形图。图中绿色表示 Q1 的集电极—发射极电压波形，黄色表示变压器一次侧上的电流波形。实测波形与理想波形对比，主要区别存在以下几个时序中：

t0—t1'阶段：

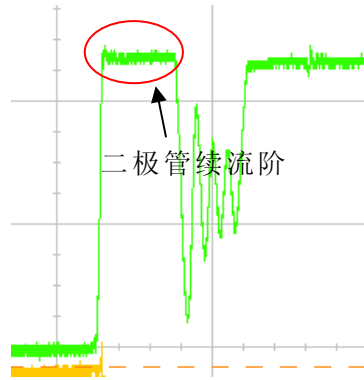
t0—t1'阶段是一个及其短的过程，t0 为 Q1 上的集电极—发射极电压开始下降的时刻，t1'为电压下降到零的时刻。在 t0 之前，Q2 和 Q3 开启，等效电路图如图四。t0—t1'阶段，Q2 和 Q3 关断，于是电路中电感总和 L（由于变压器一次侧等效漏感 Llk 远大于其他电感，故 L=Llk）与 IGBT 内部电容 C1、C2、C3 及 C4 形成 LC 谐振电路，如图十。理想 LC 谐振如图十一，在一个闭合回路中存在电感 L 和电容 C，电容 C 放电，电感 L 开始有一个逆向的反冲电流，电感 L 充电；当电感 L 的电压达到最大时，电容 C 放电完毕，之后电感 L 开始放电，电容 C 开始充电，这样的往复运作，即为 LC 谐振。理想谐振波形（无能量损失）如图十一（绿色代表电容 C 两端电压，黄色代表电感 L 上的电流），谐振周期为 $T = 2\pi\sqrt{LC}$ 。假设 IGBT 内部电容 C1、C2、C3 及 C4 都为恒值，故 C 为恒值，周期为 $T = 2\pi\sqrt{Llk \times C}$ 。根据电路原理，要形成在图十中 LC 共振，那么 $V \leq Vin$ ，根据公式 $It = CV = Q$ ，故 $I \leq \frac{CVin}{T/4}$ ，所以当 $Ic \geq \frac{CVin}{T/4}$ 时，也就是 $V \geq Vin$ ，此时二极管 D1，D4 顺偏导通。所以可知 t0—t1'阶段的谐振过程中，a 点的电压被抬升，b 点的电压被拉低，于是到达 t1'时刻，D1 和 D4 顺偏导通。



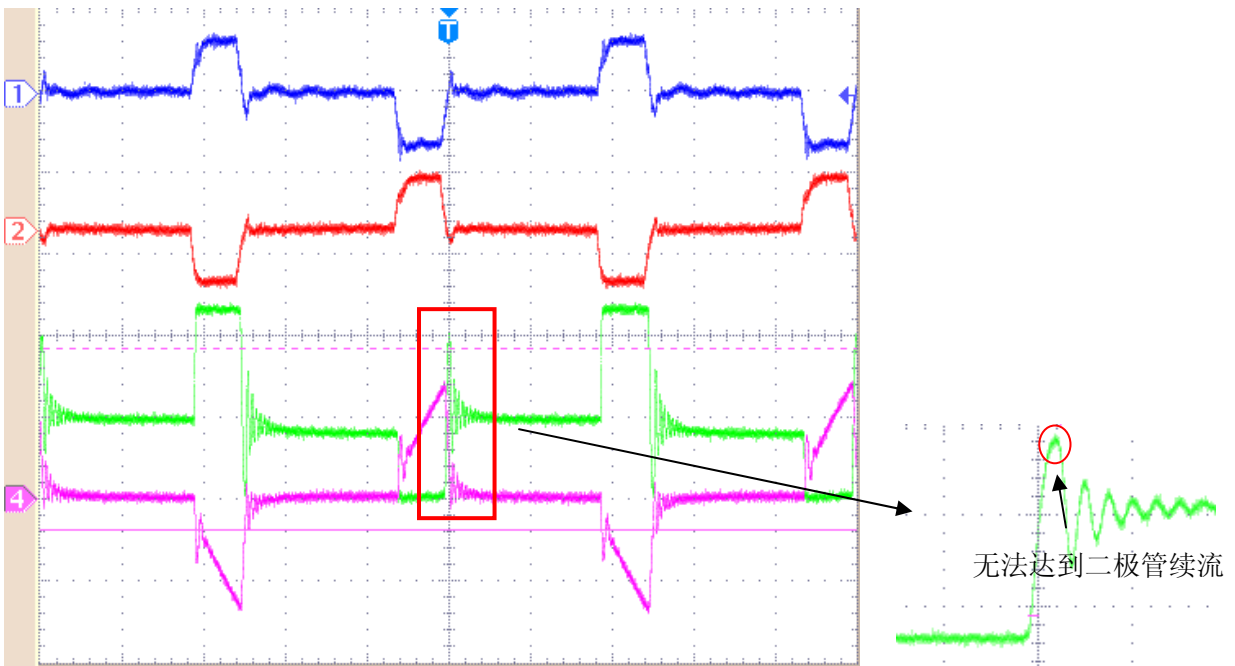
图十 t0—t1 阶段的 LC 谐振回路



图十一 LC 谐振电路及波形



图十二 大负载电流谐振部分



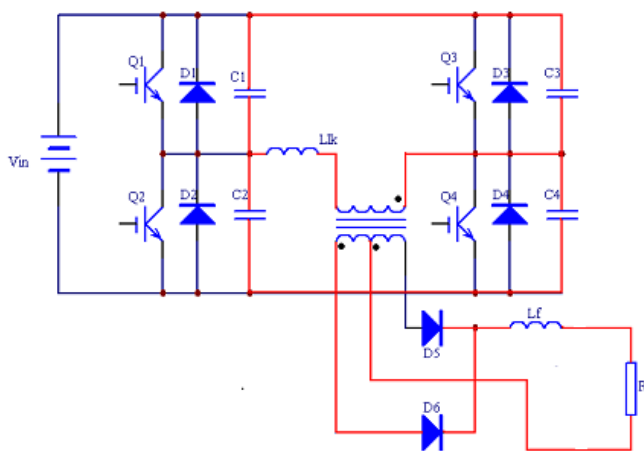
图十三 小负载实测波形



图十二大负载电流谐振中横向一格为 5us; 小负载电流状态图十三为 500A 焊机在输出电流 18.5A 电流状态下工作, 横向一格位 2us, 图中蓝色表示 Q1、Q4 的驱动电压波形, 红色表示 Q2、Q3 的驱动电压波形, 绿色表示 Q3 上的集电极—发射极电压波形, 粉色表示变压器上的电流波形。从图十二可以看出, 当负载电流足够大时, 才会出现二极管出现续流阶段, 即 t1'—t1 阶段, 当负载电流太小就不会出现二极管续流阶段, 直接进入下文中的 t1—t2 阶段。

续流阶段是电流从负载时的最大电流值减小到电路中 LC 谐振电压小于 V_{in} 时的电流值 (此电流值相对负载电流值甚小, 可近似的看做零电流), 此过程中二次侧处于换向过程, 无需考虑。此时一次侧的电流变化率为 $\frac{di}{dt} = \frac{V_{in}}{Lk}$, 电流变化范围为从负载电流到零, 所以此二极管续流过程的时间远小于 IGBT 开通时间, 故在模块应用于全桥硬开关逆变焊机时, 模块 IGBT 反并联二极管的选用值可以小于 IGBT 的额定值。
t1—t2 阶段:

此阶段与理想分析的不同是此阶段存在电流, 由于内部结电容 C1、C2、C3 和 C4 与变压器漏感 Lk 的作用, 形成谐振电路, 在谐振中电流 I_c 从 $\frac{CV_{in}}{T/4}$ 逐渐损耗, 如果死区时间足够大, 那么电流 I_c 将减小到零, 故 Q1 两端的电压也并非直接稳定在 $1/2V_{in}$, 而是也形成谐振, 如果死区时间足够大, 最终由于能量的损耗稳定在 $1/2V_{in}$, 等效电路如图十四, 谐振频率为 $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lk \times C}}$ 。



图十四 t1—t2 阶段等效电路图



通过上面的分析，我们可以得出下面的结论：

1. IGBT 全桥硬开关逆变焊机在关断过程中，伴随着谐振的存在，因为谐振频率较高，成为除了开关瞬间以外，另一个产生 EMI 的来源。选择输出电容较大的模块虽然会伴随较高的损耗，但却有助于谐振频率的降低，是设计工程师在应对 EMI 时必须关注的地方。

2. IGBT 反并联续流二极管的续流时间取决于负载电流、漏感、直流母线电压和 IGBT 内部电容的大小，但是对于同一焊机，续流时间最主要的影响是负载电流的大小，因续流的能量最终会消耗在一次侧，造成效率的下降，所以反并联续流二极管续流的时间长短，也是一个观察 IGBT 全桥硬开关逆变焊机满载效率的指标之一。

3. 应用于 IGBT 全桥硬开关逆变焊机的模块，因 IGBT 反并联续流二极管的续流时间远低于 IGBT，所以反并联续流二极管的额定值可适当小于 IGBT 的额定值；和 IGBT 软开关逆变焊机相比，反并联续流二极管的额定值可以更低。

4. 模块只承受电流应力的阶段为模块开启状态阶段和模块内反并联续流二极管续流状态阶段，只承受电压应力的阶段为模块关断状态阶段和焊机上电后未输出 PWM 阶段。模块关断状态下一般人认为模块相对安全，但因为 IGBT 和反并联续流二极管的漏电流会随着温度升高而变大，在 IGBT 关断时必须特别注意模块的温升，避免进入正反馈状态，进而烧毁模块。

5. 模块同时承受电压和电流应力的阶段为开启和关断阶段，但关断瞬间的电流达到最大。关断的电压过冲也很容易超过直流母线电压，从模块安全操作区（SOA）的角度而言，是最可能发生模块破坏的操作点。

6. 一般人认为空载操作不容易发生模块损坏也是一个误区，事实上空载输出时因所需输出电压最高，所以 PWM 周期的脉宽也是最大。如果上下管设计不对称，或初始设计时变压器磁芯和圈数选择不恰当，则很容易在这个工况下发生磁偏，进而产生很大的电磁电流烧毁模块。

总结：

本文通过对 IGBT 全桥硬开关逆变焊机一系列简单介绍，主要是对控制时序进行分析，及其结合实测波形与理想波形进行对比分析，让 IGBT 全桥硬开关逆变焊机初学者对于模块在全桥硬开关逆变焊机控制应用有个初步的认识。