
西安交通大学

电力电子技术第六次研讨课

题 目 基于 Simulink 的 PWM 控制技术仿真

电气工程 学院 电气工程与自动化 系

学生姓名 郭宁 班级 电气 74 学号 2172213538

学生姓名 商高屹 班级 电气 74 学号 2172113496

学生姓名 扈天翼 班级 电气 74 学号 2173713958

指导教师 王跃

2019 年 11 月

目录

前言	2
1.1 研讨课目的	2
1.2 研讨课要求	2
三相桥式电压型 PWM 逆变电路	3
2.1 三相桥式电压型 PWM 逆变电路理论分析	3
2.1.1 电路基本原理	3
2.1.2 输出电压频谱分析	4
2.2 三相桥式电压型 PWM 逆变电路仿真与分析	5
2.2.1 仿真电路搭建	5
2.2.2 仿真电路波形及分析	6
2.2.3 不同调制度下频谱研究	7
单相全桥 PWM 整流器	8
3.1 单相全桥 PWM 整流器工作原理	8
3.1.1 间接控制法的分析	8
3.1.2 直接控制法的分析	10
3.2 单相全桥 PWM 整流器的仿真与分析	10
3.2.1 仿真电路搭建	10
3.2.2 间接控制法的仿真	12
3.2.3 直接控制法的仿真	16
附录	18

前言

1.1 研讨课目的

- ① 学习并掌握 PWM 调制原理。
- ② 学习并掌握不同调制方法下三相桥式 PWM 逆变电路工作情况。
- ③ 学习 PWM 逆变电路谐波频谱分析。
- ④ 学习并掌握单相全桥 PWM 整流电路工作原理,掌握间接电流控制和直接电流控制的思想。
- ⑤ 用 Simulink 软件仿真电路, 并进行相关分析。

1.2 研讨课要求

- ① 仿真分析三相桥式电压型 PWM 逆变器的相关波形和工作时序。
- ② 研究在不同调制度下, 三相桥式电压型 PWM 逆变器输出电压的频谱成分变化。
- ③ 以单相全桥结构 PWM 整流器为对象, 直流侧采用恒压源, 使用直接法控制交流侧输出电流, 使变流器工作于四个象限。
- ④ 以单相全桥结构 PWM 整流器为对象, 直流侧采用恒压源, 使用间接法控制交流侧输出电流, 使变流器工作于四个象限。

三相桥式电压型 PWM 逆变电路

题目要求：以三相桥式电压型 PWM 逆变器为对象，研究其在不同调制度下，输出电压的频谱成分变化，依据仿真波形分析其工作时序。

题目参数：系统频率为 50Hz，开关频率为 25kHz，直流侧电压 950V，阻感负载为 $R=10\ \Omega$ 、 $L=2\text{mH}$ 。

2.1 三相桥式电压型 PWM 逆变电路理论分析

2.1.1 电路基本原理

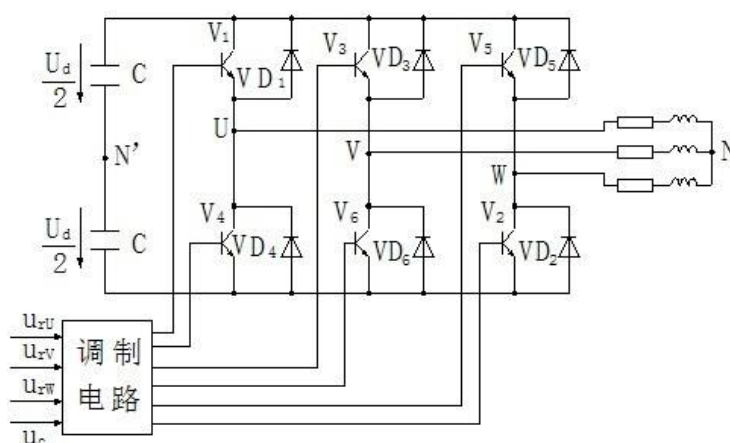


图 2-1 三相桥式 PWM 逆变电路原理图

三相桥式电压型 PWM 逆变电路与三相桥式电压型逆变电路的拓扑结构完全一致，只不过每个全控器件的导通通过调制电路来控制，如图 2-1 所示。

在三相桥式 PWM 逆变电路中，U、V、W 三相的 PWM 控制公用一个（三角波）载波 u_c ，三相的调制信号 u_{rU} 、 u_{rV} 、 u_{rW} 依次相差 120° 。在图 2-1 中，三相桥电路中上下对应的开关器件的驱动信号始终是互补的，三个调制信号输入调制电路中分别控制三对开关器件的导通，最终使得输出三相交流电。

由电路拓扑可以得到，在电路的输出中， $u_{UN'}$ 的 PWM 波形只有 $\pm \frac{U_d}{2}$ 两种电平；输出线电压的 PWM 波形有 $\pm U_d$ 和 0 三种电平；输出相电压的 PWM 波形有 $\pm \frac{2U_d}{3}$ 、 $\pm \frac{U_d}{3}$ 和 0 五种电平。

利用不同的调制法，可以得到不同的 PWM 波形，其特性不一。为了提高直流电压利用率或者减少开关次数，有时采用梯形波或叠加了三次谐波的三角合成波进行调制。在此次研讨课中，为方便分析输出电压频谱，比较频谱的理论值与仿真值，采用 SPWM 同步调制方法对电路进行调制。

2.1.2 输出电压频谱分析

在忽略死区的情况下，对 SPWM 逆变电路输出电压进行级数展开。其中输出相电压（以 U 相为例）的级数形式为：

$$\begin{aligned}
 u_U &= \frac{ME_d}{2} \sin(\omega_s t - \psi) + u_{Uh} \\
 u_{Uh} &= \frac{E_d}{\pi} \sum_{m=1,3,5\cdots}^{\infty} \frac{1}{m} J_0\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos(mN\omega_s t) \\
 &+ \frac{E_d}{\pi} \sum_{m=1,3,5\cdots}^{\infty} \sum_{n=\pm 2, \pm 4\cdots}^{\pm\infty} \frac{1}{m} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \cos\left(\frac{n}{2}\pi\right) \cos[(mN+n)\omega_s t - n\psi] \\
 &+ \frac{E_d}{\pi} \sum_{m=2,4,6\cdots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 3\cdots}^{\pm\infty} \frac{1}{m} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \sin\left(\frac{n}{2}\pi\right) \sin[(mN+n)\omega_s t] \quad 2-1
 \end{aligned}$$

在式 2-1 中， E_d 为直流电源电压， M 为调制度， N 为载波比， ω_s 为调制波对应的角频率， J_n 为第一类贝塞尔函数， ψ 为调制波初相角， m 为相对于载波的谐波次数， n 为相对于调制波的谐波次数。

将两个输出相电压的级数作差，可以得到输出线电压的级数形式：

$$\begin{aligned}
 u_{UV} &= \frac{\sqrt{3}}{2} ME_d \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{3}\right) \\
 &+ \frac{4}{\pi} E_d \sum_{m=1,2,3\cdots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 2\cdots}^{\pm\infty} \frac{1}{m} J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \sin\left(\frac{mN+n}{3}\pi\right) \\
 &\quad \times \sin\left[(mN+n)\left(\omega_s t - \frac{\pi}{3}\right) - \frac{n}{2}\pi\right] \quad 2-2
 \end{aligned}$$

由式 2-2 可见，输出线电压的级数展开式中不含零阶贝塞尔函数项，形式更为简洁。由于输出线电压的频谱可以反映输出相电压的频谱，因此在此问题中只对线电压的频谱进行分析。

在理想情况下，式 2-2 中第一部分为输出线电压的基波成分，幅值为 $\frac{\sqrt{3}}{2} ME_d$ ；第二部分为输出线电压的谐波成分，含有 $mN+n$ 次谐波，幅值为不含时间项部分。

可见，在三相桥式 SPWM 电路中，输出线电压含有以开关频率及其倍频附近的谐波成分。由于 n 取值可为负整数，因此谐波频谱在每个开关倍频附近都是对称的。

在 PWM 逆变电路正常工作情况下，调制度在 0~1 内取值。由式 2-2 易知，当调制度 M 为零时会出现基波幅值为零和谐波幅值同时为零的情况，公式不再适用。因此设置调制度为四个典型值 0.2、0.5、0.8 和 1，对不同调制度下逆变电路输出线电压谐波幅值与基波幅值之比进行计算。

同时，考虑到贝塞尔函数随着阶次增加收敛变快，离每个开关倍频较远的频率对应谐波幅值会迅速衰减，接近于零。因此取 n 的绝对值不超过 4，并以开关频率四倍频附近为最高频率绘制四个典型调制度下三相桥式 PWM 电路频谱理论值如图 2-2 所示。

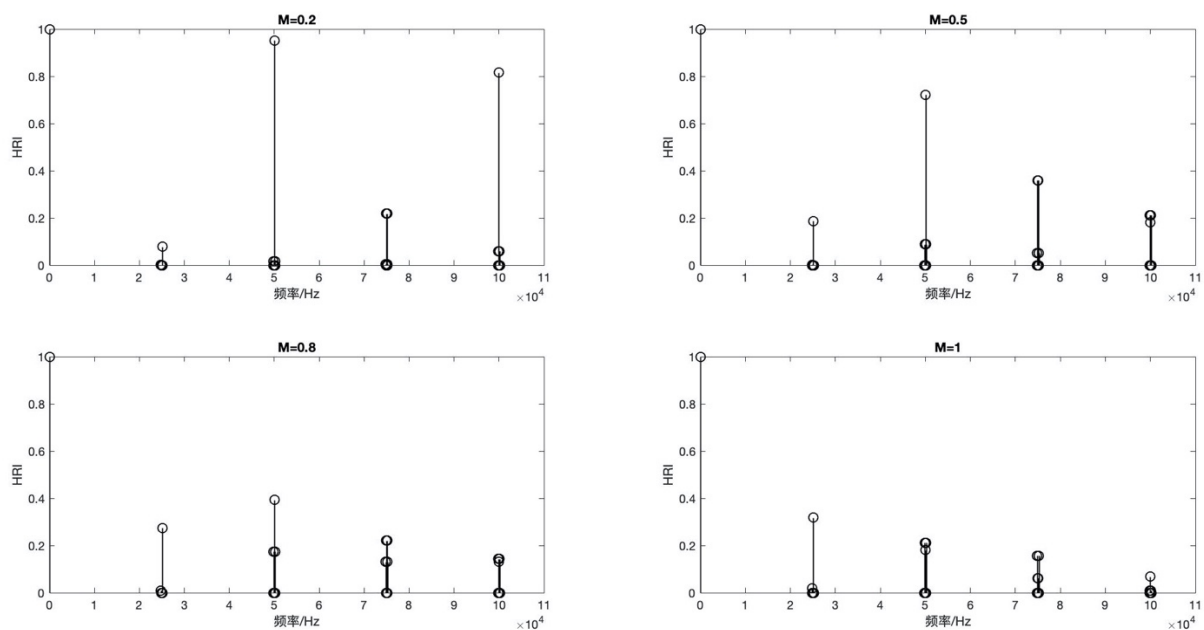


图 2-2 三相桥式 PWM 逆变电路频谱理论值

2.2 三相桥式电压型 PWM 逆变电路仿真与分析

2.2.1 仿真电路搭建

根据图 2-1 所示电路拓扑和电路原理，在 Simulink 中搭建三相桥式 PWM 逆变电路，如图 2-3 所示。

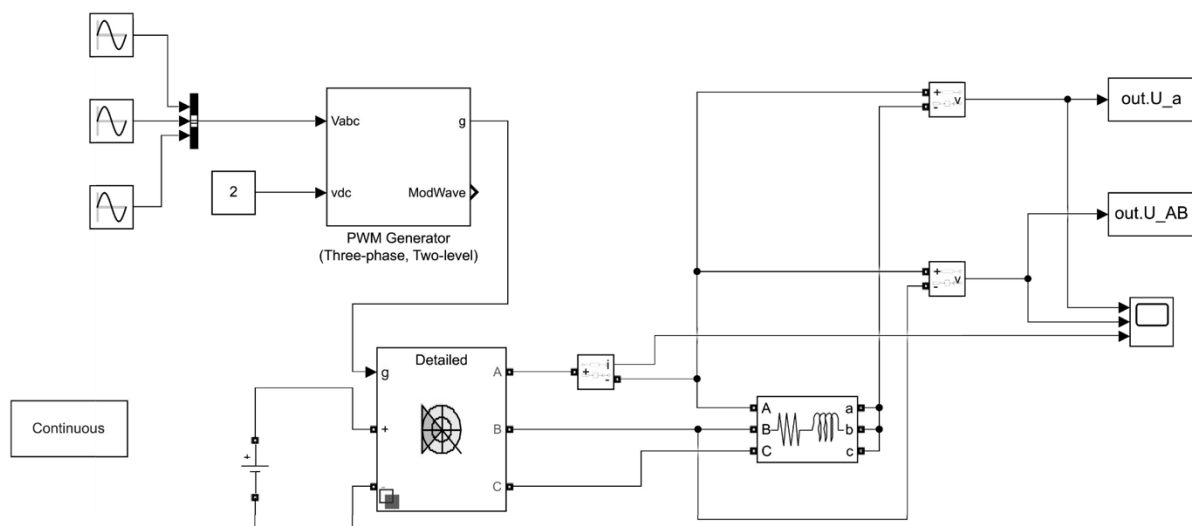


图 2-3 三相桥式 PWM 逆变电路仿真电路图

从图 2-3 可以看出，该仿真电路采用了集成的三相桥式逆变模块和三相负载模块。电路的核心部分—PWM 调制电路则采用了 PWM 同步调制模块，整体电路简洁。

2.2.2 仿真电路波形及分析

利用题目中参数配置电路，得到负载相电压、线电压和相电流的波形，其在不同调制度下相似，故此处只给出调制度为 1 时的负载相电压、线电压和相电流波形，如图 2-4 所示。

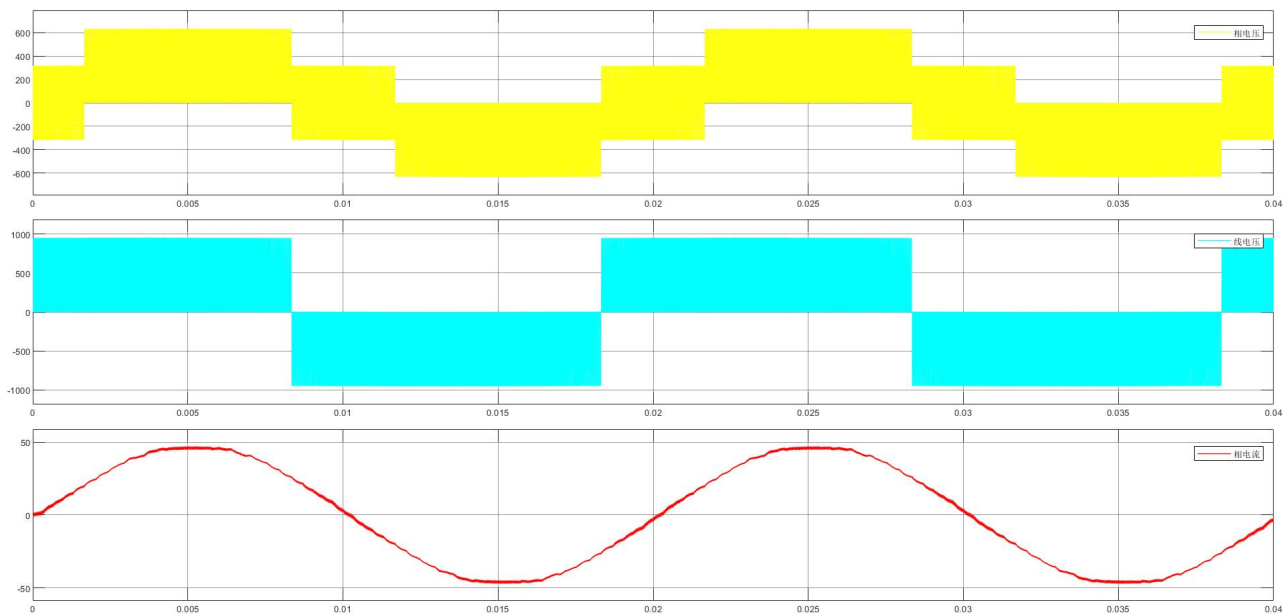


图 2-4 三相桥式 PWM 逆变电路仿真波形

分析图 2-4 可知，负载相电压由五个电平构成，负载线电压由三个电平构成，负载线电流近似为正弦形式，与理论分析一致。由于在 PWM 电路中波形变化迅速，因此对波形进行局部放大，在小时间段内观察波形的具体情况，如图 2-5 所示。

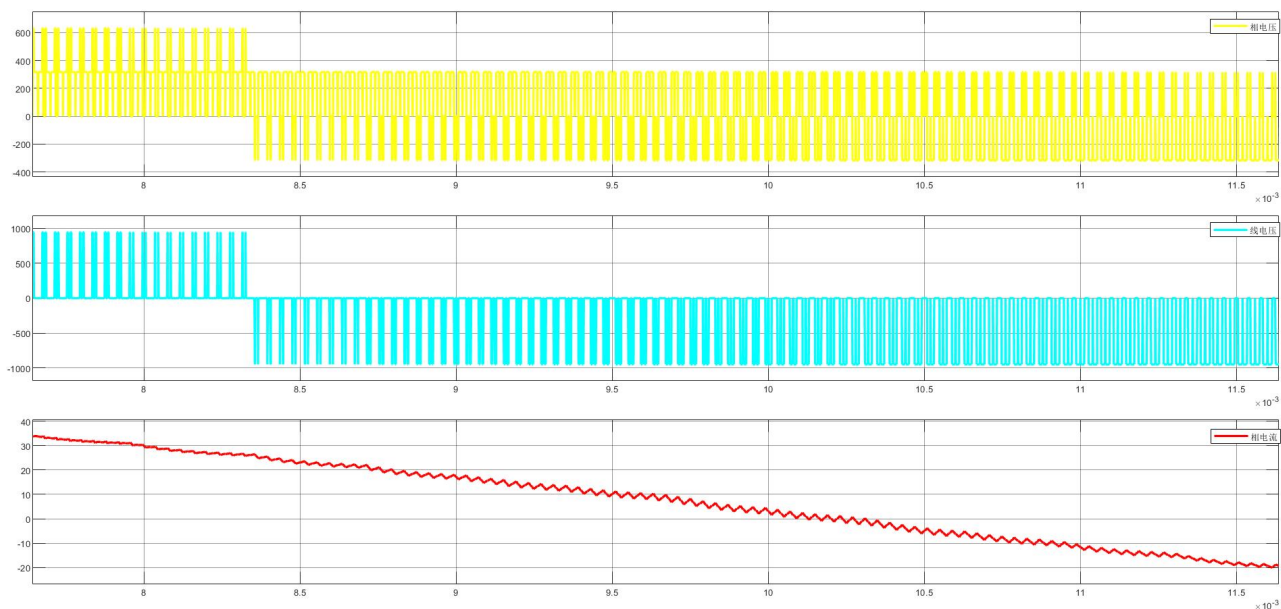


图 2-5 三相桥式 PWM 逆变电路仿真波形局部放大图

由图 2-5 易知，负载端相电流在近似为正弦规律变化的基础上存在纹波，且纹波与负载相电压和线电压的变化相对应。且负载相电压和线电压的电平值均与理论分析对应，可知仿真结果较好。

2.2.3 不同调制度下频谱研究

对应于 2.2.1 中四个典型调制度下 PWM 逆变电路的谐波分析理论计算，此处给出了相同调制度下 PWM 电路谐波分析的仿真结果，如图 2-6 所示。

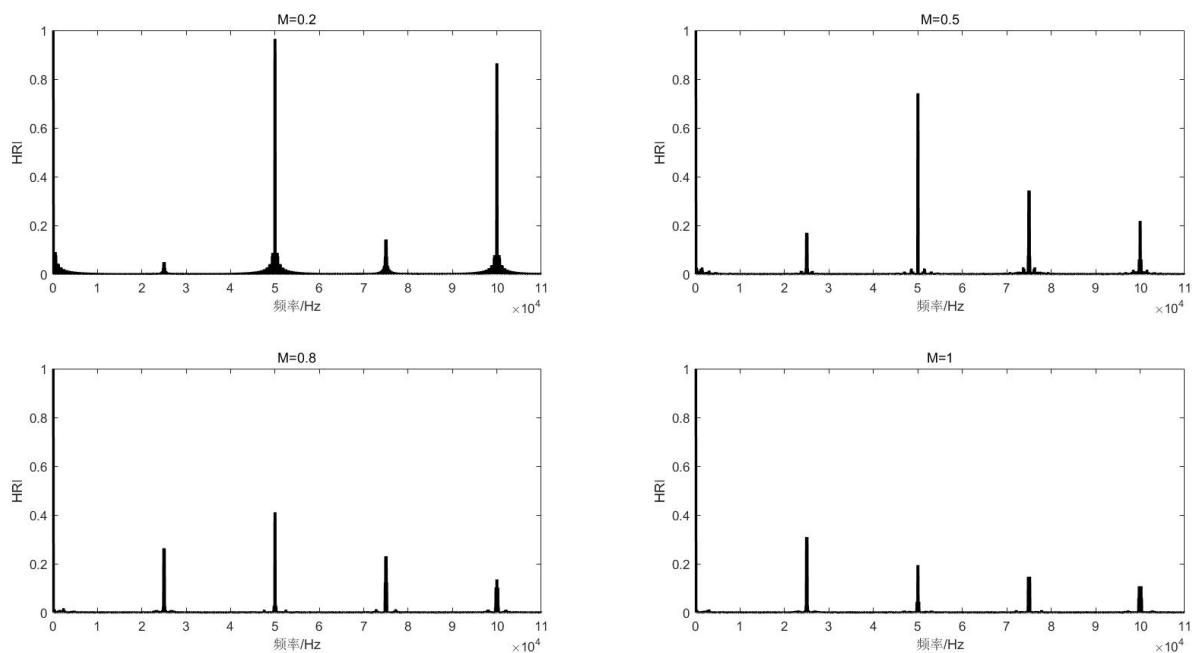


图 2-6 三相桥式 PWM 逆变电路频谱仿真值

由图 2-6 可知，在同步正弦波调制下，三相桥式 PWM 逆变电路仅在开关频率 25kHz 及其倍频附近有谐波成分，且谐波成分在每个开关频率倍频附近是对称分部的，这与理论分析一致。

为方便比较频谱的理论值与仿真值，将不同调制度下 PWM 逆变电路的理论值和仿真值绘入同一图像中，如图 2-7 所示。由图可知，仿真值与理论值符合得很好。

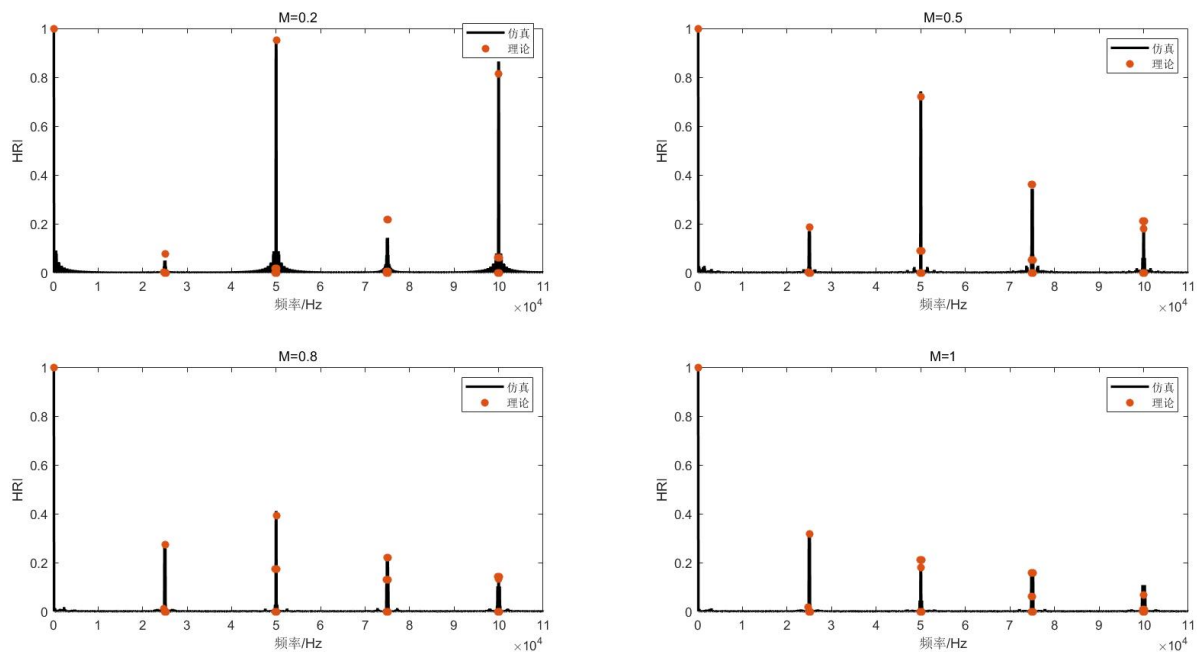


图 2-7 不同调制度下频谱分析理论—仿真比较

单相全桥 PWM 整流器

题目要求：以单相全桥结构 PWM 整流器为对象，直流侧采用恒压源，分别使用直接法与间接法控制交流侧输出电流，使变流器工作于四个象限。可以改变输出电流与相角。

题目参数：系统频率为 50Hz，开关频率为 20kHz，交流电源有效值为 220V，交流侧电感为 4mH，直流侧恒压源为 520V，交流侧电流有效值 15A，超前交流侧电源电压 30° 。

3.1 单相全桥 PWM 整流器工作原理

3.1.1 间接控制法的分析

(1) 电路的分析

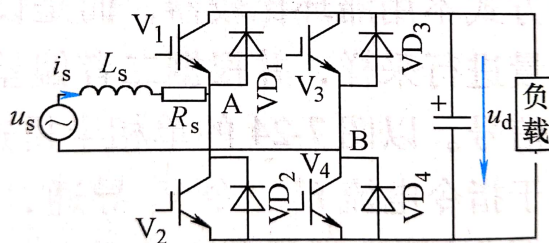


图 3-1 单相 PWM 整流电路基本原理图

单相 PWM 整流电路的基本原理如图 3-1 所示，由图中可以看出，该电路和单相全桥整流电路差别不大。两种电路最主要的区别在于 PWM 整流电路使用 SPWM 波控制四个开关的导通与关断，而单相全桥整流电路只是用脉冲和电压来控制晶闸管。

在使用 SPWM 波控制时，在桥的交流输入端可以产生一个 SPWM 波 u_{AB} ， u_{AB} 中含有和交流电压源同频率且幅值成比例的基波分量，同时还会含有和载波频率相关的高频谐波分量。在频域中进行分析，在高频分量下，电感上的阻抗为 $\omega_n L_s$ ，题目中的载波频率为 20kHz，因此电感的阻抗是一个很大的值，这只会引起一个很小的电流变化，因此电感起到了滤波作用，使得高频分量在电路的分析中基本可以忽略。

这时，桥两端的 SPWM 波 u_{AB} 可以用其基波分量 u_{ABf} 来代替，通过调整 u_{AB} 的幅值和相位，就可以调整交流侧的电流的幅值和相位，达到电路的设计要求。这种方法是通过控制桥臂的电压来控制电流的相位，可以称作间接控制法。

通过对电路的控制,可以使电路工作在整流状态或者逆变状态。电路的运行相量图如下:

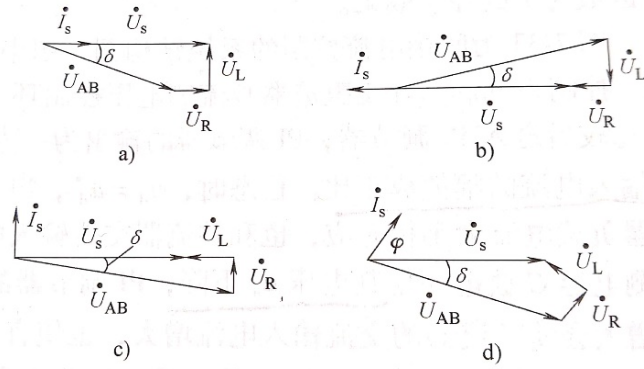


图 3-2 PWM 整流电路的运行方式相量图

a) 整流运行 b) 逆变运行 c) 无功补偿运行 d) \dot{I}_S 超前角为 φ 运行

图 3-2 中 \dot{U}_S 、 \dot{U}_L 、 \dot{U}_R 、 \dot{I}_S 分别为交流电压源、交流侧电感、交流侧电阻和交流电流的相量。图 3-2a 和 b 中, \dot{U}_S 、 \dot{I}_S 分别为同相和反向, 且电路均在单位功率因数下运行。在这两种情况下, 电路均只能工作在两个状态, 没有办法实现四象限运行。而图 3-2c 中, \dot{I}_S 恰好超前 \dot{U}_S 90° , 此时电路向交流电源送出无功功率。

(2) 理论计算

下面针对图 3-2d 中的情况进行理论分析。图 3-2d 中的状态是题目要求解的状态, 此时电流超前电压一个角度, 电路中同时包含有功分量与无功分量。

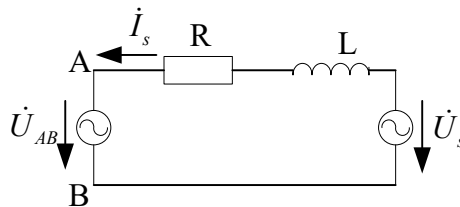


图 3-3 PWM 整流电路的等效电路图

PWM 整流电路的等效电路如图 3-3 所示, 根据 KVL 可列方程:

$$\dot{U}_S = \dot{I}_S(R + j\omega L)\dot{U}_{AB} \quad 3-1$$

进一步整理:

$$U_S \angle 0^\circ = I_S \angle \varphi (R \angle 0^\circ + \omega L \angle 90^\circ) + U_{AB} \angle \delta \quad 3-2$$

式 3-2 中 δ 为 \dot{U}_{AB} 和 \dot{U}_S 之间的夹角, 进一步化简得到:

$$U_{AB} \angle \delta = A + jB \quad 3-3$$

式 3-3 中:

$$A = U_S - I_S R \cos \varphi + I_S \omega L \sin \varphi$$

$$B = -I_S R \sin \varphi - I_S \omega L \cos \varphi \quad 3-4$$

则根据式 3-4 可以计算得到 \dot{U}_{AB} 的有效值和相角：

$$U_{AB} = \sqrt{A^2 + B^2}$$

$$\delta = \arctan\left(\frac{B}{A}\right) \quad 3-5$$

根据式 3-5 即可得到电路需要的 SPWM 波的基波 u_{ABf} 的参数，进而对电路施加合适的控制。

3.1.2 直接控制法的分析

直接控制法是通过电流直接处理得到需要的电流波形的方法。电路的原理图如下：

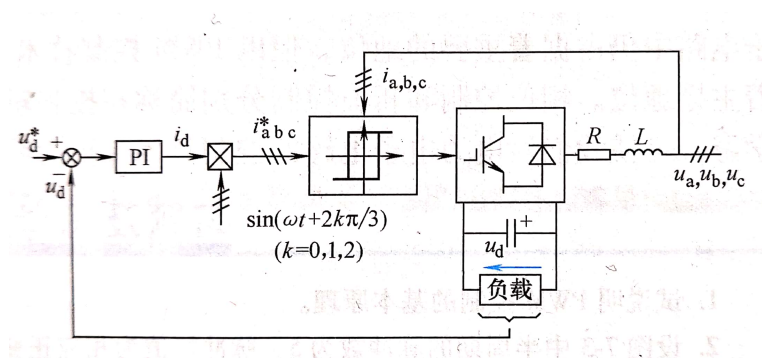


图 3-4 直接控制法的电路原理图

从图 3-4 中可以看出，电路的原理是将交流侧的电流测量并将其与既定的标准值进行比较，从而进行电流的跟踪控制。从中也可以得到直接性控制方法的一般原理：将通过将交流侧电流和基准电流进行比较从而进行电流的跟踪控制。实现直接控制的方法不止一种，在比较跟踪时，可以使用滞环比较器，也可以通过调制的方法得到想要的波形，二者的误差可能略有不同，不过波形的结果应该大体相同。电流的总体趋势呈正弦波的形状，而波形的细节则是锯齿波的形状。

3.2 单相全桥 PWM 整流器的仿真与分析

3.2.1 仿真电路搭建

根据电路的原理图，使用 Simulink 进行仿真电路的搭建，顶层电路图如图 3-5 所示。

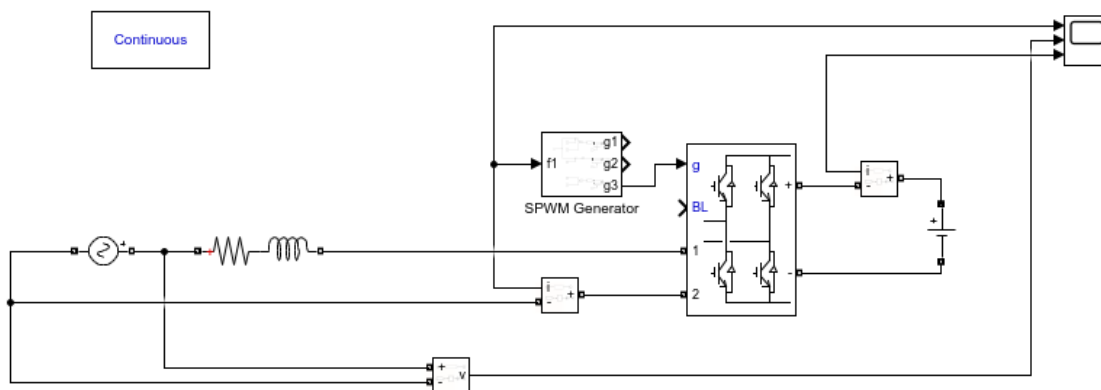


图 3-5 单相 PWM 整流电路顶层仿真电路图

从图 3-5 中可以看出，为使整个电路功能更加清楚，搭建电路时多使用集成模块，如全桥电路模块和子模块。整个电路的重点在于信号发生模块 SPWM Generator，这是一个自行搭建并进行封装的子模块，其内部的具体电路如下：

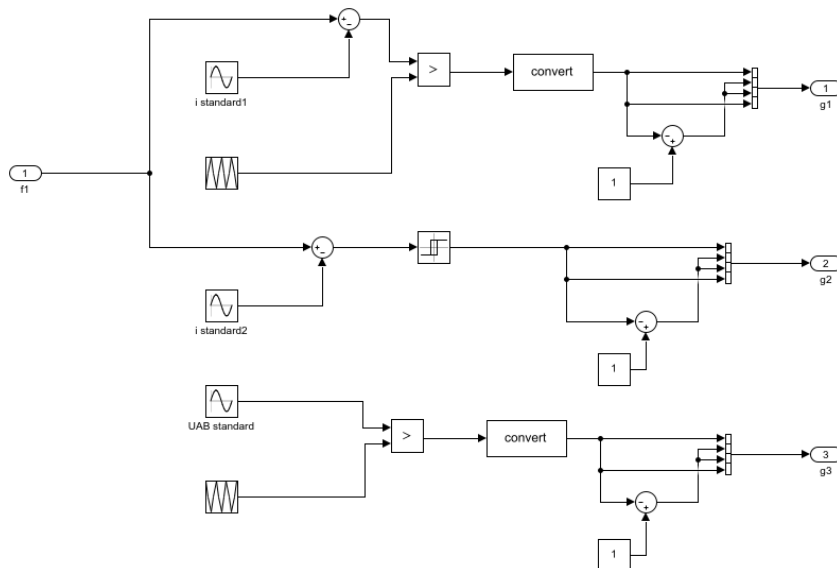


图 3-6 SPWM Generator 模块内部电路图

图 3-6 中， $i_{\text{standard1}}$ 和 $i_{\text{standard2}}$ 为直接控制法电路需要的交流侧电流，有效值为 15A，相位超前交流电压 30° ； UAB_{standard} 为间接控制法桥臂电压的调制波，通过式 3-5 计算需要的参数。

输出端 $g1$ 为直接控制通过调制法得到的 SPWM 向量（SPWM 向量包含四个脉冲，分别控制四个开关，下同），输出端 $g2$ 为直接控制通过滞环比较得到的 SPWM 向量，而输出端 $g3$ 为间接比较法得到的 SPWM 向量。通过将不同的 SPWM 向量连接到全桥电路上，就可以得到不同的控制方式的电路，这大大增加了电路的集成度与清晰度，在同一个仿真电路中就可以实现直接控制和间接控制两种功能。

3.2.2 间接控制法的仿真

(1) 参数的计算

为了得到题目中要求幅值相位的电流，需要计算出 \dot{U}_{AB} 对应的相位和幅值。实际上题目中需要计算的参数有三个：调制度、交流侧电阻和调制波的相位。为了简化计算，同时使电路工作状态稳定，设定电感上的电阻为 0.1Ω ，根据式 3-5 可以计算出 \dot{U}_{AB} 的有效值为 $228.76V$ ，相位为 -4.28° 。

接下来配置电压调制波的相位和幅值。容易理解调制波的相位即为 \dot{U}_{AB} 对应的相位。参照问题一中关于 SPWM 波的理论傅里叶级数推导，可以得到在单相全桥的条件下，调制度、直流电压源和 \dot{U}_{AB} 之间存在如下关系：

$$\frac{ME}{\sqrt{2}} = U_{AB} \quad 3-6$$

式 3-6 中， $M = \frac{V_{M-peak}}{V_{C-peak}}$ 是调制度， E 为直流电压源的电压值， U_{AB} 为桥臂两端 SPWM 基波的有效值。

为了验证公式的正确性，取步长为 0.01，从 0 至 1 改变调制度进行仿真，得到不同调制度对应的基波电压的幅值，作出调制度和基波电压幅值的关系曲线如下：

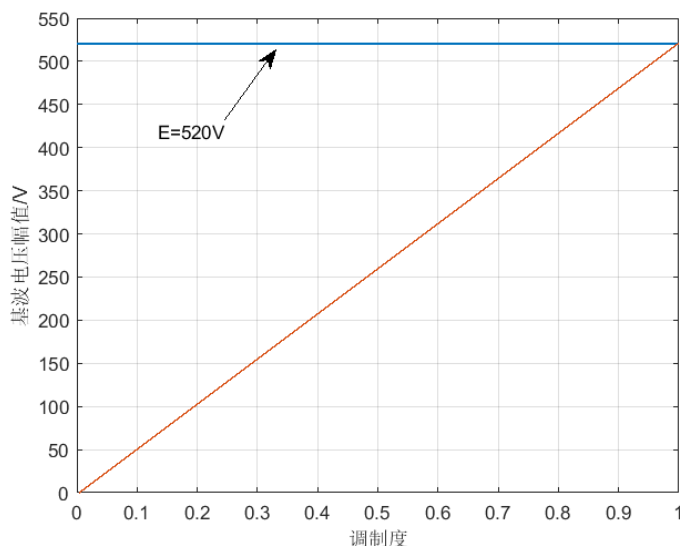


图 3-7 基波电压幅值—调制度仿真曲线

从图 3-7 中可以看出，基波电压的幅值与调制度成正比，在调制度为 1 的时候，基波电压的幅值刚好达到直流电压源 520V，很显然二者满足关系：

$$U_{mAB} = ME \quad 3-7$$

式 3-7 中 U_{mAB} 为 SPWM 基波电压的峰值。

通过式 3-6 或式 3-7 可以计算得到题目条件下的调制度为：

$$M = \frac{\sqrt{2} \times 228.76}{520} = 0.62$$

所以最终得到在题目条件下的调制波的配置参数：调制度为 0.62，相位为 -4.28° 。

(2) 电路的仿真

利用上文得到的参数，对电路进行配置仿真，得到了交流测电流和交流侧电压的仿真波形图如下：

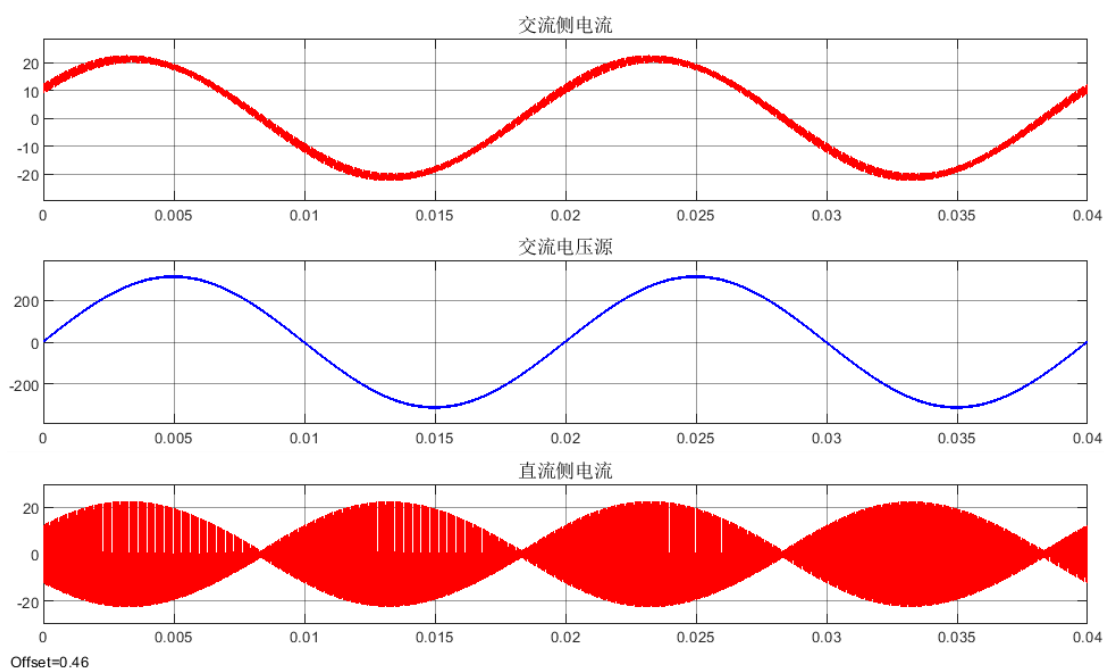


图 3-8 电压电流仿真波形图

从图 3-8 中可以明显看出，交流侧电流近似为正弦波，且相位超前于交流电压源，这和预期的效果是一致的。同时可以看出直流侧电流由脉冲组成。

将交流侧电流局部放大观察如下：

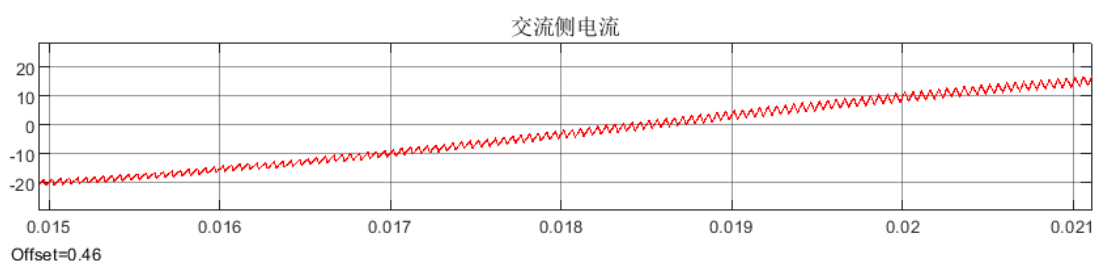


图 3-9 交流侧电流局部放大图

从图 3-9 中可以看出，交流侧电流呈锯齿状，这是 SPWM 波中的高频分量造成的，但是锯齿的幅度很小，可以验证高频谐波分量对电路造成的影响确实很小。

将直流侧电流局部放大观察如下：

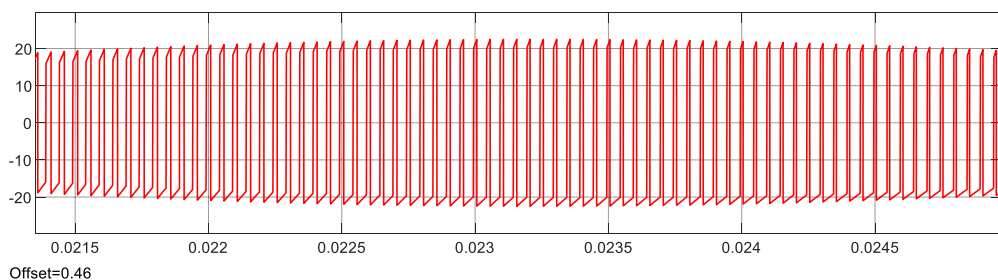


图 3-10 直流侧电流局部放大图

从图 3-10 中可以看出，直流侧脉冲有正有负，这是由不同的开关状态造成的。电流既能流向直流电源，也能流出直流电源，说明电路可以工作在整流和逆变两种状态。

为了分析电流的相位和幅值是否达到要求，对电流的波形进行测量，结果如图 3-11 所示。

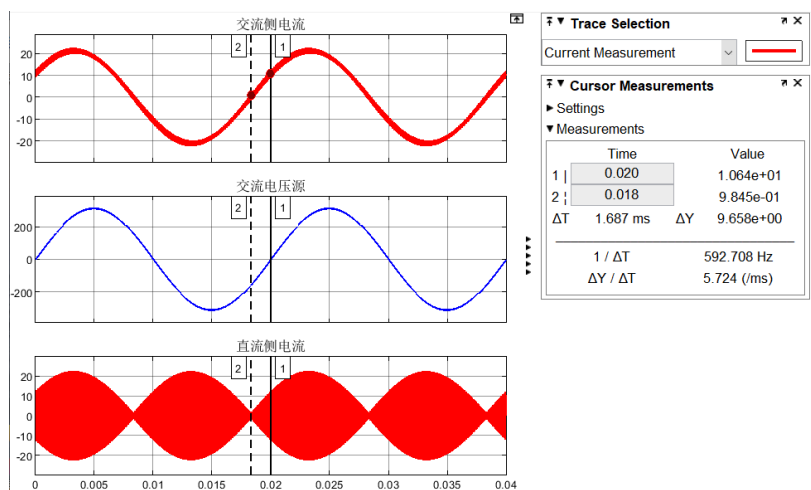


图 3-11 电流相位测量结果

可见，电流超前电压 1.687ms，经计算得到超前的角度是 30.3° ，这和要求的电流超前 30° 相差无几。同时可以看出，电流的峰值在 21V 左右，满足电流峰值为 $15 \times \sqrt{2} = 21.2\text{A}$ 的要求。

同时分析图 3-8 可以看出，交流侧电流和交流电压源共有正正、正负、负正、负负四种状态，因此电路可以工作在四个象限。综上所述，此次仿真达到了题目的要求。

(3) 改变交流侧电流相位的研究

将交流电流超前的角度分别设置成 0° 、 90° 、 180° 、 270° ，研究不同情况下交流电压、电流和直流电流波形，如图 3-12 所示。

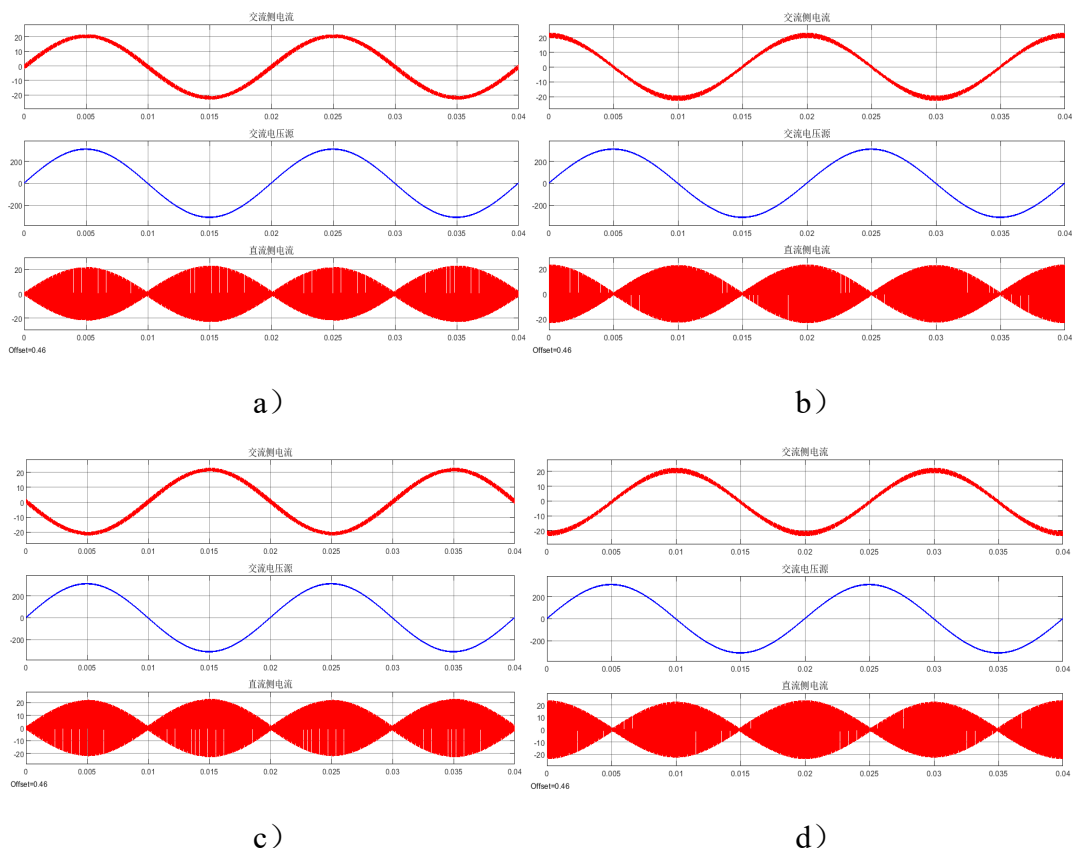


图 3-12 电流超前角不同时交流电压电流和直流电流波形图

a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$ c) $\varphi = 180^\circ$ d) $\varphi = 270^\circ$

从图 3-12 中可以看出，交流侧电流的变化完全符合要求，其中 a) 为整流状态，交流侧电流电压始终同相位；c) 为逆变状态，交流电流电压始终反相；b) 和 d) 中没有有功功率的交流，只存在无功功率，分别为容性和感性。而直流侧电流的相位跟随交流侧电流变化。

为了研究相位变化对调制波参数的影响，现改变交流侧电流超前的相角，观察调制度和调制波相角的变化，作图如下：

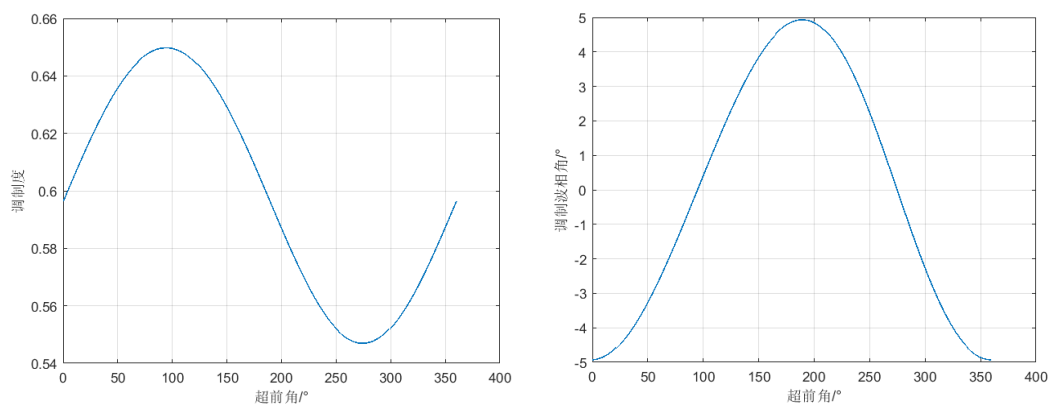


图 3-13 调制度（左）和调制波相角（右）随交流电流超前角的变化

从图 3-13 可以看出，调制度的变化满足正弦关系，在一定范围内波动，其最大值为 0.65，最小值为 0.55；调制波的相角也是呈正弦关系变化，最大值为 4.93° ，最小值为 -4.93° 。

(4) 改变交流侧电流有效值的研究

为探究交流侧电流有效值对于电路的设置的具体影响，在保持题目的交流电流相角超前 30° 的条件下，改变交流侧电流的有效值，得到调制度和调制波相角随其变化关系如下：

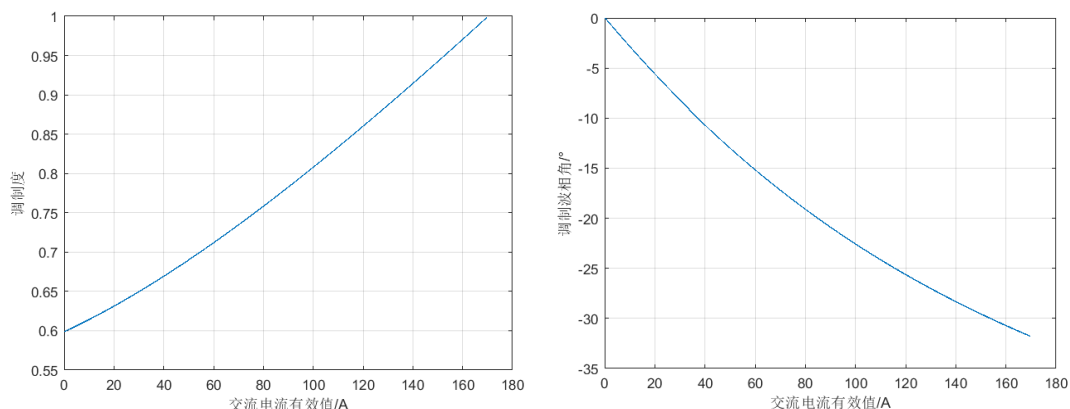


图 3-14 调制度（左）和调制波相角（右）随交流电流有效值的变化

从图 3-14 中可以看出，在给定的条件下，随着交流电流有效值的增加，调制度持续增加，且略有上翘。在有效值增加到 170A 的时候，调制度为 1，不再增加；调制波的相角则随交流电流有效值的增加逐渐减小，且始终处于滞后的状态。

3.2.3 直接控制法的仿真

直接控制法需要设定的参数只有基准电流的幅值和相位，即：

$$I_{standard} = 15\sqrt{2}\sin(100\pi t + 30^\circ)A$$

(1) 调制法仿真

配置参数后进行仿真，使用调制的方法得到交流侧电压电流波形如下：

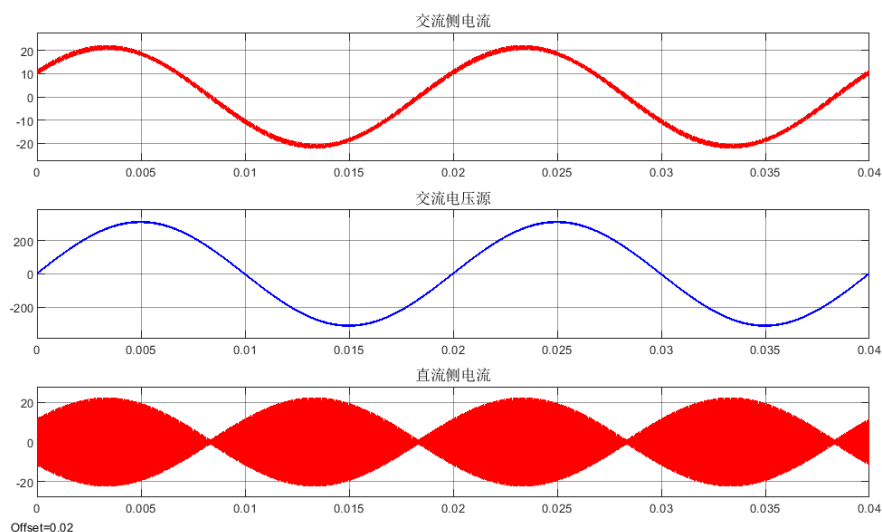


图 3-15 调制法的交流侧电压电流和直流侧电流波形

由图 3-15 看出，直接控制法得到的电流波形和间接法的波形没有较大差异。对相位差进行测量：

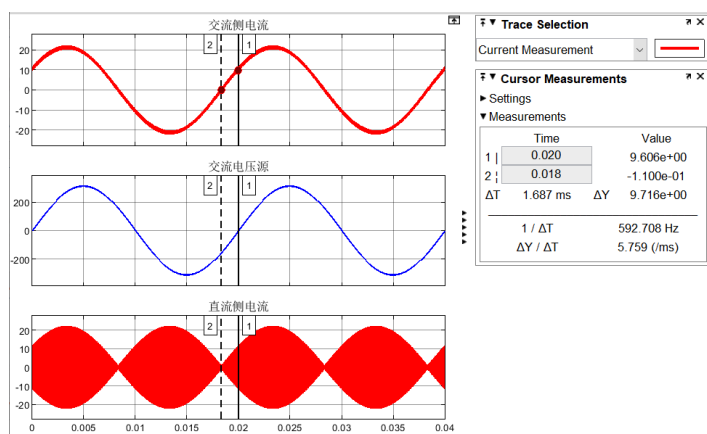


图 3-16 电流超前相位测量结果（调制法）

可见，测量得到超前的时间为 1.687ms，对应超前电角度为 30° ，满足题目要求。

(2) 滞环法仿真

将产生控制信号的方式更换为滞环比较，得到交流侧电压电流的波形如下：

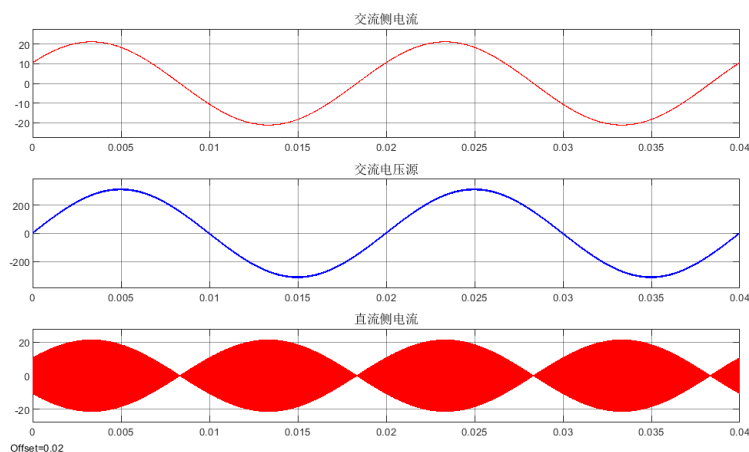


图 3-17 滞环法的交流侧电压电流和直流侧电流波形

同样的，对相位差进行测量：

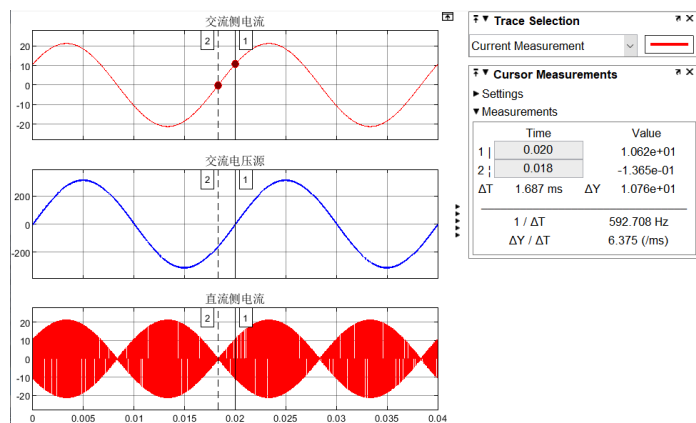


图 3-18 电流超前相位测量结果（滞环法）

可见，测量得到超前的时间为 1.687ms，对应超前电角度为 30° ，满足题目要求。

附录

MATLAB 源代码

第一题

理论代码

```

clc,clear,clf

harmonic = zeros(4,33);
freq = zeros(4,33);
HRI = zeros(4,33);
fun = zeros(4,1);
wn = 50;
wm = 25e3;

itr_M = 0;
for M = [0.2 0.5 0.8 1]
    itr = 1;
    itr_M = itr_M+1;
    for itr_m = 1:4
        for itr_n = 1:4
            itr = itr+1;
            [harmonic(itr_M,itr),~] = harmonic_PWM_cal(itr_m,itr_n,M);
            freq(itr_M,itr) = itr_m*wm+itr_n*wn;
            itr = itr+1;
            [harmonic(itr_M,itr),fun(itr_M,1)] = harmonic_PWM_cal(itr_m,-
itr_n,M);
            freq(itr_M,itr) = itr_m*wm-itr_n*wn;
        end
    end
    harmonic(itr_M,1) = fun(itr_M,1);
    HRI(itr_M,:) = harmonic(itr_M,:)/fun(itr_M,1);

    subplot(2,2,itr_M)
    bar(freq(itr_M,:)','HRI(itr_M,:)','LineWidth',2)

```

```

hold on
plot(freq(itr_M,:),HRI(itr_M,:),'ok','LineWidth',2)
xlim( [ 0 , 11e4 ] )
xlabel( ' 频率/Hz' )
ylabel( ' HRI' )
title([' M=',num2str(M)])
drawnow
end

```

谐波计算函数

```
function [harmonic,fun]=harmonic_PWM_cal(m,n,M)
```

```
Ed=950;
```

```
ws=50;
```

```
N=25*1000/50;
```

```
harmonic=((4*Ed)/pi)*abs((1/m)*besselj(n,(m*M*pi)/2)*sin((m+n)/2*pi)*sin((m*N+n)*(pi/3)));
```

```
fun=(sqrt(3)/2)*M*Ed;
```

仿真代码

```
clc , clear , clf
```

```
U = zeros( 2200 , 4 ) ;
```

```
j = 0 ;
```

```
for a = [ 0.2 0.5 0.8 1 ]
```

```
    j = j + 1;
```

```
    SIM = sim( ' pwm_3_ph_inverter' , [ 0 , 0.04 ] );
```

```
    fft = power_fftscope ( SIM.U );
```

```
    fft.fundamental = 50;
```

```
    fft.maxFrequency = 11e4+50;
```

```
    fft = power_fftscope ( fft );
```

```
    U ( : , j ) = fft.mag ( 2 : 2201 );
```

```

figure(j)
plot( 50 : 50 : 11e4 , U( : , j ) ./ U( 1 , j ) , 'k' )
xlim( [ 0 , 11e4 ] )
xlabel( '\omega/rad^{-1}' )
ylabel( 'HRI' )
title( [ 'a=' , num2str( a ) ] )
drawnow
saveas( gca , [ 'a=' , num2str( a ) , '.jpg' ] )
end

```

第二题

调制度与 AB 基波幅值关系

```

clc;clear;
umabf = zeros(5,2);
i = 1;
for M = 0:0.1:1
    out = sim('single_phase_full_bridge_converter_voltage_pwm',[0,0.2]);
    umabf(i,1) = M;%调制度
    umabf(i,2) = out.Umabf(end);%AB 端基波峰值
    i = i+1
end
plot(umabf(:,1),umabf(:,2))

```

调制度和调制波相角随调制波相角变化

```

clc;clear;
%改变  $\phi$ 
Us = 220;phi = pi/6;
R = 0.1;X = 0.4*pi;
E = 520;
coef = zeros(10,3);
i = 1;
for Is = 0.1:0.1:170
    A = Us-Is*R*cos(phi)+Is*X*sin(phi);
    B = -Is*R*sin(phi)-Is*X*cos(phi);
    UAB = sqrt(A*A+B*B);
    M = sqrt(2)*UAB/E;

```

```

    delta = atan(B/A);
    coef(i,1) = Is;
    coef(i,2) = M;
    coef(i,3) = delta/pi*180;
    i = i+1;
end
figure(1)
plot(coef(:,1),coef(:,2),'linewidth',1)
xlabel('交流电流有效值/A')
ylabel('调制度')
grid on
figure(2)
plot(coef(:,1),coef(:,3),'linewidth',1)
xlabel('交流电流有效值/A')
ylabel('调制波相角/° ')
grid on

```

调制度和调制波相角随调制波有效值变化

```

clc;clear;
%改变  $\phi$ 
Us = 220;Is = 15;
R = 0.1;X = 0.4*pi;
E = 520;

coef = zeros(10,3);
i = 1;
for phi = 0:2*pi/100:2*pi
    A = Us-Is*R*cos(phi)+Is*X*sin(phi);
    B = -Is*R*sin(phi)-Is*X*cos(phi);
    UAB = sqrt(A*A+B*B);
    M = sqrt(2)*UAB/E;
    delta = atan(B/A);
    coef(i,1) = phi/pi*180;
    coef(i,2) = M;
    coef(i,3) = delta/pi*180;

```

```
    i = i+1;
end
figure(1)
plot(coef(:,1),coef(:,2),'linewidth',1)
xlabel('超前角/° ')
ylabel('调制度')
grid on
figure(2)
plot(coef(:,1),coef(:,3),'linewidth',1)
xlabel('超前角/° ')
ylabel('调制波相角/° ')
grid on
```