

第5章

交流调压和直流变换仿真



5.1 交流调压仿真

交流调压是指交流电压幅值的变换(其频率不变)。它在交流调压、交流调功和交流开关 3 种交流电力控制器中广泛应用。交流电力控制器通常是指接在交流电源与负载之间,用以实现负载电压有效值和功率调节或开关控制的电力电子装置。它们可以采用相位控制或通断控制,相应的装置也分别称为交流调压器、交流调功器和交流电力开关。

5.1.1 单相交流调压仿真

单相交流调压电路是交流调压中最基本的电路,它由 2 只反并联的晶闸管组成,2 只普通晶闸管 VT1 和 VT2 分别作正负半周的开关,当一只晶闸管导通时,它的管压降成为另一只晶闸管的反压,使之阻断,实现电网自然换流。单相交流调压仿真模型如图 5-1 所示。

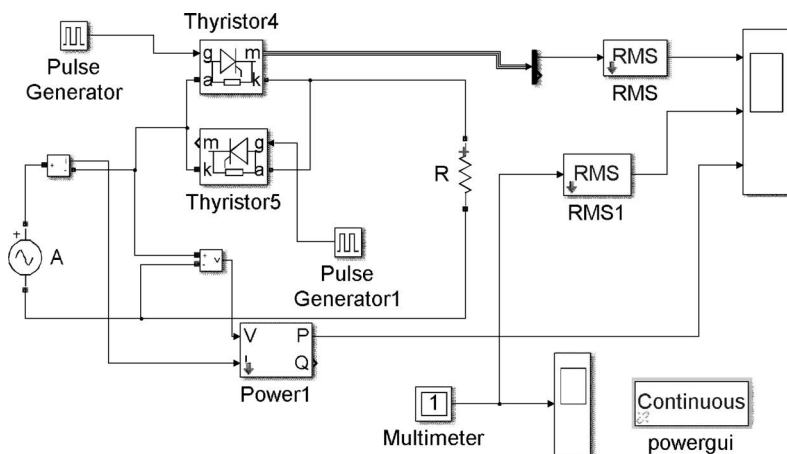


图 5-1 单相交流调压仿真模型



视频

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由交流电源、2 只反并联的晶闸管和电阻负载组成,交流电源 AC Voltage Source,参数设置:峰值电压为 220V,相位为 0° ,频率为 50Hz。负载为纯电阻 10Ω 。

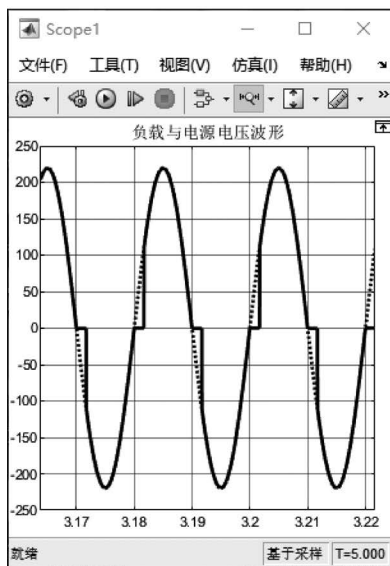
2. 单相交流调压控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由 2 个脉冲触发器组成,分别通向 2 只反并联的晶闸管,参数设置:峰值为 1,周期为 0.02s,脉冲宽度为 10,相位延迟时间为 0.001 67。这是因为本次仿真时,把延迟角设定为 30° ;另一个触发脉冲器的参数,延迟角和前一个脉冲触发器相差 180° ,即为 0.011 67,其他参数设置和前者相同。

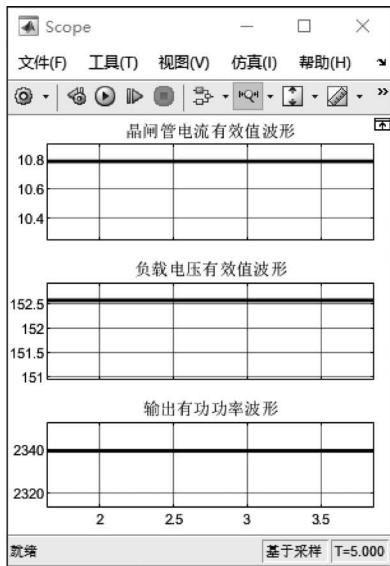
3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出,本次仿真主要测量输出的有功功率、负载电压有效值及流过晶闸管 VT1 的电流有效值。模块测量的是负载两端的电压和负载电流。

仿真算法采用 ode23tb,仿真时间为 5s。仿真结果如图 5-2 所示。



(a) 负载电压仿真波形



(b) 晶闸管电流有效值、负载电压和输出有功功率仿真波形

图 5-2 单相交流调压仿真结果(1)

从仿真结果可以看出,控制角 α 可将电源电压“削去” $0 \sim \alpha$ 、 $\pi \sim \pi + \alpha$ 区间一块,从而在负载上得到不同大小的交流电压。还可以看到,输出电压虽是交流,但不是正弦波,波形与横轴对称,没有偶次谐波,而包含 3、5、7、9 等奇次谐波。这与用调压变压器进行交流调压输出是正弦波不同,所以只适用于对波形没有要求的场合,如温度和灯光调节,如用作其他调压器,则要注意负载容许的波形畸变大小。

对于单相交流调压,负载电压有效值为

$$U_R = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_a \sin \omega t)^2 d\omega t} = U_a \sqrt{1 - \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (5-1)$$

式中, U_a 是有效值,由于电源峰值为 220V,其有效值 U_a 为 $220/\sqrt{2}$ V,延迟角 α 为 30° ,代入式(5-1)可计算得到负载电压有效值为 153V,而由图 5-2(b)可以看出,负载电压有效值为

152.6V。

对于单相交流调压,输出的有功功率为

$$P_R = \frac{U_a^2}{R} \left(1 - \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi} \right) \quad (5-2)$$

式中, $R=10\Omega$,可计算输出的有功功率为 2351W,而由图 5-2(b)可以看出,输出的有功功率为 2340W,二者基本吻合。

流过晶闸管的电流有效值为

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_a \sin \omega t}{R} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_a}{\sqrt{2} R} \sqrt{1 - \frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (5-3)$$

可计算流过晶闸管的电流有效值为 10.8A,而从图 5-2(b)可以看出,流过晶闸管的电流有效值为 10.8A,二者吻合。

现用 powergui 模块对负载两端电压进行谐波分析,如图 5-3 所示。

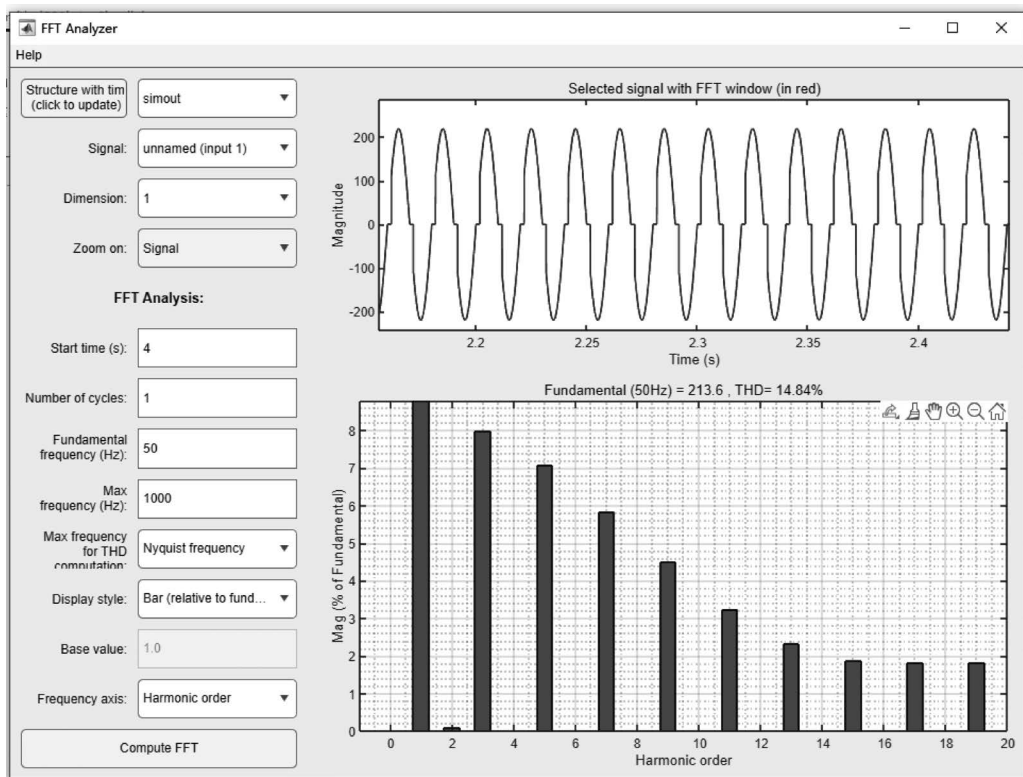


图 5-3 单相交流调压仿真结果(2)

可以看出,基波幅值为 213.6V,畸变系数为 14.84%,只有奇次谐波,而偶次谐波幅值都是 0。

交流调压电路工作在电感性负载时,由于控制角 α 和负载阻抗角 φ 的关系不同,晶闸管每半周导通时,会产生不同的过渡过程,因而出现一些要特别注意的问题。

现在把负载设定为阻感性负载,电阻为 10Ω ,电感为 $0.01H$,触发角 30° 保持不变。仿真结果如图 5-4 所示。

由于负载的功率因数角为

$$\phi = \arctan \frac{\omega L}{R} \quad (5-4)$$

把 $R=10\Omega$, $L=0.01\text{H}$ 代入式(5-4),可以得到 $\phi=17.43^\circ$,而 $\alpha=30^\circ$,是 $\alpha>\phi$ 的情况。晶闸管每导通一次,就出现一次过渡过程,依次循环。由于这种情况下相邻两次过渡过程完全一样,电源负半波触发脉冲到来前,正半波电流已经为 0,晶闸管便自动关断。这种情况输出电压可通过改变 α 连续调节,但电流波形既非正弦又不连续。

现在把负载改为电阻 10Ω ,电感 0.0184H ,触发角 30° 保持不变。仿真结果如图 5-5 所示。

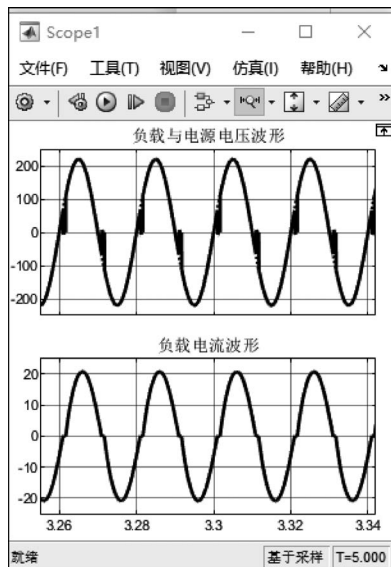


图 5-4 单相交流调压仿真结果(3)

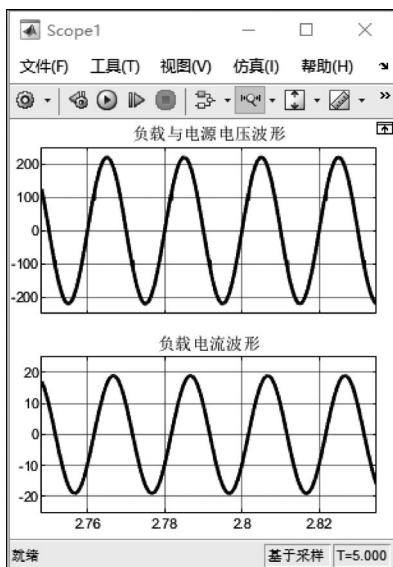


图 5-5 单相交流调压仿真结果(4)

把 $R=10\Omega$, $L=0.0184\text{H}$ 代入式(5-4),可以得到 $\phi=30^\circ$,而 $\alpha=30^\circ$,是 $\alpha=\phi$ 的情况,这时晶闸管导通角 $\theta=180^\circ$,负载电流波形变成了连续的正弦波,如图 5-5 所示。这种情况输出电压达到最大值,即为输入电压(忽略晶闸管压降),相当于晶闸管已被短接,交流电源直接加于负载。

现在把负载改为电阻 2Ω ,电感 0.01H ,触发角 30° 保持不变。脉冲宽度为 1。为了顺利仿真,把最大步长 Max step size 设置为 $1\text{e-}4$ 。仿真结果如图 5-6 所示。

参数保持不变,只不过把脉冲宽度改为 10,仿真结果如图 5-7 所示。

把 $R=2\Omega$, $L=0.01\text{H}$ 代入式(5-4),可以得到 $\phi=57^\circ$,而 $\alpha=30^\circ$,出现 $\alpha<\phi$ 的情况。从仿真结果可以看出,如果用窄触发脉冲,其宽度 $\tau<\theta-180^\circ$,则当 VT1 的电流下降到 0 时,VT2 的门极脉冲 u_{G2} 已经消失而无法导通,到第 2 个周期时,VT1 又重复第 1 个周期的工作,这样电路如同感性负载的半波整流,只有 1 只晶闸管工作,回路中产生直流分量。这会对变压器、电动机绕组一类负载造成铁芯饱和,或因线圈直流电阻很小而产生很大的直流电流,烧断熔断器甚至损坏晶闸管。

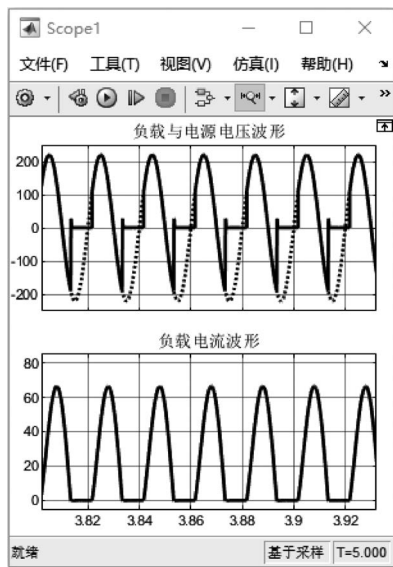


图 5-6 单相交流调压仿真结果(5)

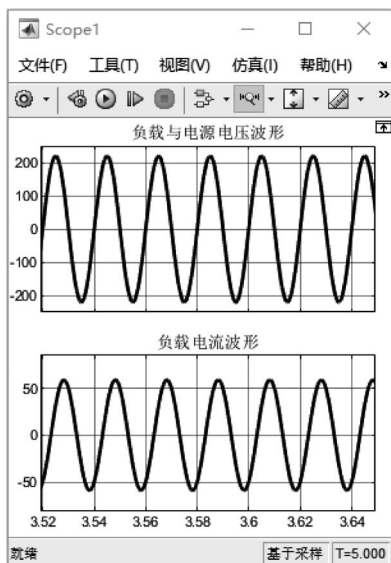


图 5-7 单相交流调压仿真结果(6)

如果采用宽触发脉冲,其宽度 $\tau > \theta - 180^\circ$,则 VT1 的电流降为零后,VT2 的触发脉冲仍然存在,VT2 可以在 VT1 之后接着导通,相当于 $\alpha > \psi$ 的情况。VT2 的导电角 $\theta < 180^\circ$ 。从第 2 周期开始,VT1 的导电角逐渐减小,VT2 的导电角逐渐增大,直到 2 只晶闸管的 $\theta = 180^\circ$ 时达到平衡,过渡过程结束(通常经过几个时间常数 L/R 的时间),这时的电路工作状态与 $\alpha = \psi$ 时相同。

由以上分析可见,当 $\alpha \leq \psi$ 时,晶闸管已不再起调压作用; $\alpha = \psi$ 时输出电压达到最大值;单相交流调压电路触发脉冲的移相范围为 $180^\circ - \psi$ 。

5.1.2 三相交流调压仿真

三相晶闸管交流调压器主电路有带中线星形、无中线星形、三相二线可控、三相半控等各种连接,它们各有特点,分别适用于不同的场合。

下面仅对谐波较小、使用最多的三相全波 Y 形连接的调压电路进行仿真。仿真模型如图 5-8 所示。

1. 主电路建模与参数设置

主电路由三相对称电源、6 只晶闸管、测量单元、负载等部分组成。

三相电源建模和参数设置与三相半波可控整流电路相同,即三相电源幅值均为 220V,频率均为 50Hz,A 相初始相位角为 0° ,B 相初始相位角为 240° ,C 相初始相位角为 120° 。负载为纯电阻 10Ω 。

2. 交流调压器的建模与参数设置

取 6 只晶闸管模块(路径为 Simscape/SimpowerSystems/Specialized Technology/Power Electronics/Thyristor),模块符号名称依次改写为“1”“2”……“6”。按照图 5-8 排列,需要注意的是,各晶闸管的连线和 Demux 端口对应。

3. 控制电路仿真模型的建立与参数设置

控制电路采用触发延迟角,由 6 脉冲同步触发装置等组成。6 脉冲同步触发装置由 6

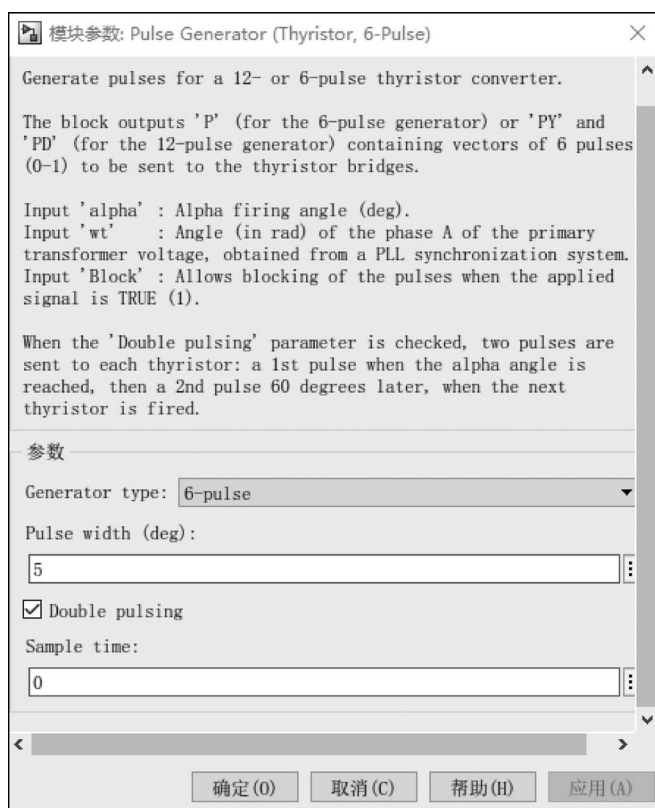


图 5-12 6 脉冲同步触发装置的参数设置

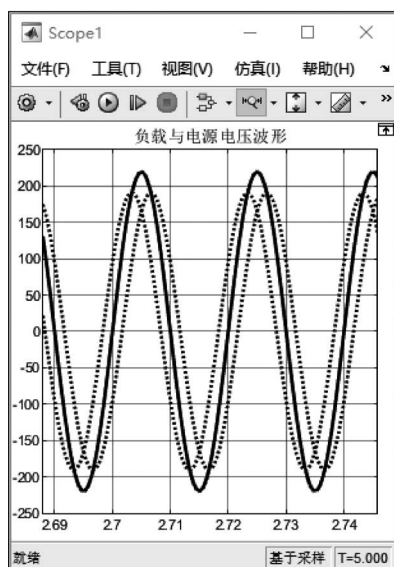
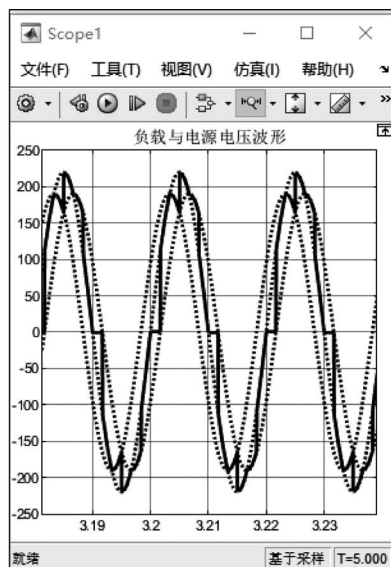
(a) $\alpha=0^\circ$ (b) $\alpha=30^\circ$

图 5-13 三相交流调压仿真结果

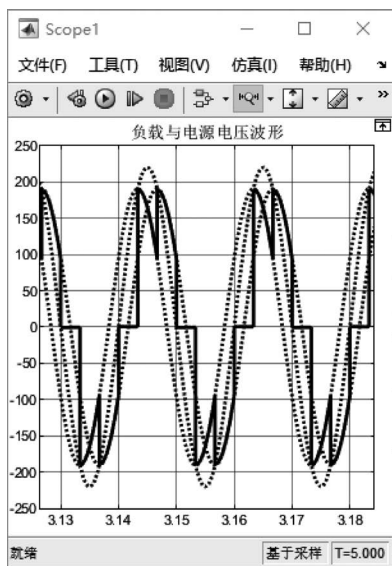
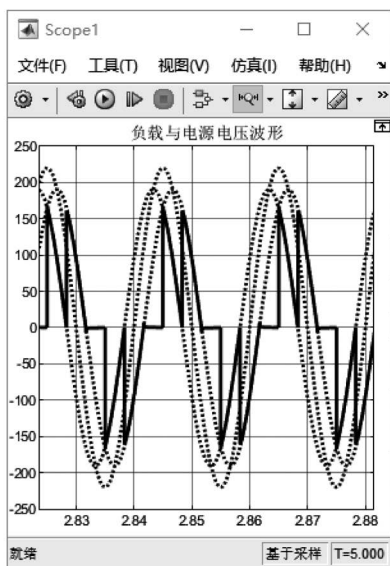
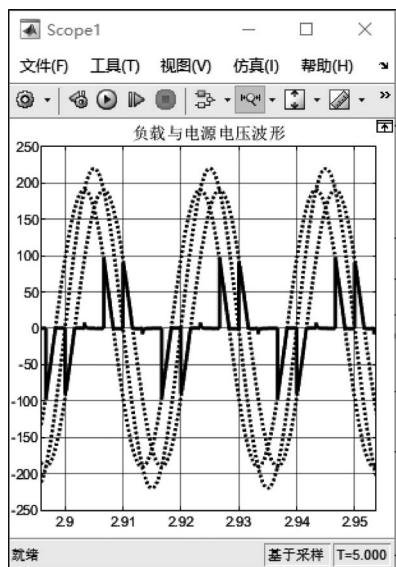
(c) $\alpha=60^\circ$ (d) $\alpha=90^\circ$ (e) $\alpha=120^\circ$

图 5-13 (续)

对于电阻性负载,由于没有中线,如同三相全控桥式整流电路一样,若要负载通过电流,至少要有两相构成通路,即在三相电路中,至少要有一相正向晶闸管与另一相的反向晶闸管同时导通。为了保证电路工作时能使 2 只晶闸管同时导通,要求采用大于 60° 的宽脉冲或双脉冲的触发电路;为了保证输出电压三相对称并有一定的调节范围,要求晶闸管的触发信号除了必须与相应的交流电源有一致的相序外,各触发信号之间还必须严格保持一定的相位关系。要求 A、B、C 三相电路中正向晶闸管 VT1、VT3、VT5 的触发信号相位互差 120° ,而同一相中反并联的 2 只正、反向晶闸管的触发脉冲相位应相差 180° ,即各晶闸管触发脉冲的序列应按 VT1、VT2……VT6 的次序,相邻 2 只晶闸管的触发信号相位相差 60° 。所以原

则上,三相全控桥式整流电路的触发电路均可用于三相全波交流调压。

为使负载上能得到全电压,晶闸管应能全导通,因此应选用电源相应波形的起始点作为控制角 $\alpha=0^\circ$ 的时刻(这一点与三相全控桥式整流电路不同,后者分为共阴极组和共阳极组是以相电压的交点作 $\alpha=0^\circ$)。从仿真结果可以看出, $\alpha=0^\circ$ 时,在 $0\sim\pi/3$ 区间,原来 VT5、VT6 已处导通状态,在 $\omega t=0$ 时刻给 VT1 加触发信号,则这期间 VT5、VT6 和 VT1 三个元件都将导通,A 相负载上电压为全电压波形,B 相和 C 相负载上的电压分别与之相差 120° 和 240° 。

当 α 为其他角度时,有时会出现三相均有晶闸管导通,有时只有两相有晶闸管导通。对于前一种情况,三相负载 Y 连接的中性点 N 与三相电源的中点 O 等电位;对于后一种情况,导通的两相每相负载上的电压为其线电压的一半,不导通相的负载电压为零。

从仿真结果可以看出,当 $\alpha=30^\circ$ 时,在 $0\sim\pi/6$ 期间,VT5、VT6 元件导通,VT1~VT4 均阻断,所以 A 相负载上无电压, $u_{Ra}=0$; $\omega t=\pi/6$ 时刻,晶闸管 VT1 被触发导通, $\pi/6\sim\pi/3$ 期间,VT5、VT6、VT1 三个元件导通,负载上的电压为电源相电压,即 $u_{Ra}=u_A$,至 $\omega t=\pi/3$ 时刻, $u_C=0$,VT5 阻断,直至 VT2 得到触发信号, $\pi/3\sim\pi/2$ 期间只有 VT6、VT1 元件导通, $u_{Ra}=u_{AB}/2$; 在 $\pi/2\sim2\pi/3$ 期间又是三个元件导通, u_{Ra} 又等于 u_A ; $2\pi/3\sim5\pi/6$ 期间则是 VT1、VT2 导通, $u_{Ra}=u_{AC}/2$; 其后至 π 的 30° 区间, $u_{Ra}=u_A$ 。负半周时,情况以此类推。

从 $\alpha\geq 60^\circ$ 开始,当给 VT1 发触发信号时,VT5 已经关断,所以任何瞬时只有 2 个元件导通,负载电压不为零时是导通两相线电压的一半,至 $\alpha>90^\circ$,就有一区段内三个元件均不导通,在 $\omega t=\pi/2$ 后, $u_B>u_C$,VT5、VT6 便因反压而关断,直到 $\alpha=2\pi/3$,VT1 收到触发信号时,才与 VT6 构成电流通路。当 $\alpha>150^\circ$ 时,再给 VT1 触发脉冲就没有作用了,因为此时即使有 VT6 的触发脉冲,但由于 $u_A<u_B$,VT1 和 VT6 都处于负偏压状态,也无法导通。三相交流调压电路电阻负载时触发角最大移相范围为 150° 。

由以上分析可以看出,交流调压所得的负载电压和电流波形都不是正弦波,且随着 α 的增大,负载电压相应变小,负载电流开始出现断续。

交流调压电路采用的是相位控制方式,使电路中出现缺角正弦波形,它包含高次谐波电流并导致电源波形畸变;晶闸管在触发角为 α 时以微秒级速度导通,电阻负载时电流的变化率很大;对电感性负载,即使电路的电感量很小,也会产生相当高的反电势,形成高频电磁辐射。因此移相触发的交流调压要求电源容量大大超过装置容量,或者采取滤波和防干扰措施。

5.2 直流变换器仿真

直流变换器是在直流电源与负载之间接一由电力半导体器件构成的直流开关,用它控制主电路的接通与断开,以将恒定的直流“斩”成断续(离散)的方波,然后经滤波变为电压可

调的直流电供给负载。它是一种直流电压幅值的变换装置,亦称斩波器。斩波器有降压式、升压式、升/降压式等形式。

5.2.1 降压式斩波器仿真

降压式(buck)斩波器仿真模型如图 5-14 所示。



视频

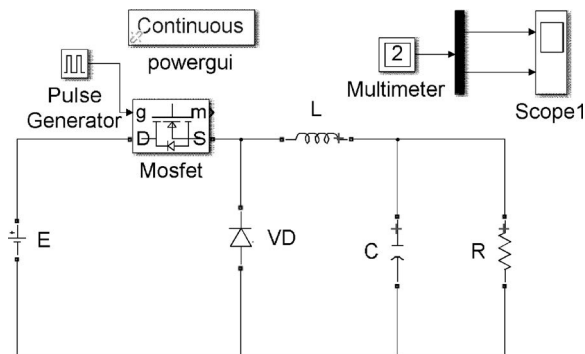


图 5-14 降压式斩波器仿真模型

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、MOSFET 管、二极管、滤波电容和滤波电感及负载组成,直流电源参数设置为 10V。负载为纯电阻 10Ω ,滤波电容参数为 0.1F,滤波电感的参数为 0.001H,除二极管前向电压为 0V 外,其他模块和 MOSFET 管参数为默认值。

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由脉冲触发器通向 MOSFET,参数设置:峰值为 1,周期为 0.000 05s。注意脉冲宽度不同,输出的电压平均值也不同,相位延迟时间为 0。

3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出,本次仿真主要测量负载两端的电压和负载电流。

仿真算法采用 ode23tb,仿真时间为 5s。

脉冲宽度分别为 50、20、80 的仿真结果如图 5-15(a)、图 5-15(b)、图 5-15(c)所示。

从仿真结果可以看出,输出电压稳态后为直线。

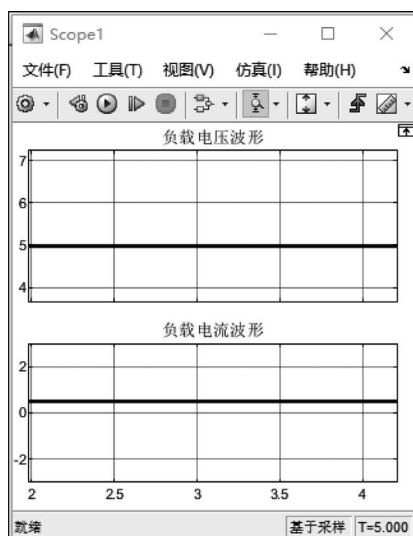
输出的负载端电压 U_d 可用下式表示:

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} E = \rho E \quad (5-5)$$

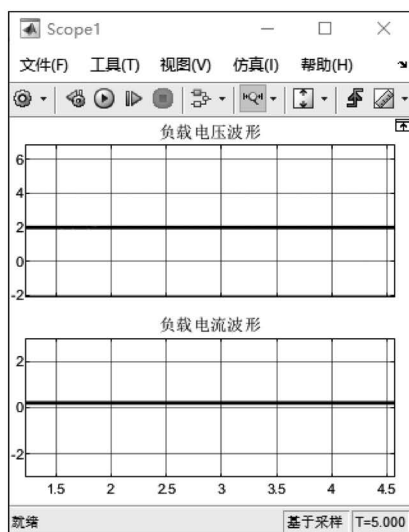
式中, t_{on} 为斩波开关导通时间; T 为周期,其倒数 $1/T = f$ 为斩波频率; E 为输入的恒定直流电源电压; ρ 为斩波开关通断比(亦称占空比),取值为 0~1。

由式(5-5)可见,负载上的电压取决于斩波开关的通断比。通过控制可使负载电压 U_d 在 $0 \sim E$ 内改变,实现调压的目的。

从仿真结果可以看出,当 ρ 为 0.5 时,负载电压 U_d 为 5V;当 ρ 为 0.2 时,负载电压 U_d 为 2V;当 ρ 为 0.8 时,负载电压 U_d 为 8V。与式(5-5)计算结果相同。



(a) 脉冲宽度为50的仿真波形



(b) 脉冲宽度为20的仿真波形



(c) 脉冲宽度为80的仿真波形

图 5-15 降压式斩波器仿真结果

5.2.2 升压式斩波器仿真

升压式(boost)斩波器的仿真模型如图 5-16 所示。

当斩波开关导通时,负载两端电压为 0,电感 L 与电源 E 并接,电感电流上升,电源的电能被储存在电感中;当斩波开关关断时,电感电流不能突变,产生感应电势维持原电流通,电感 L 两端感应的电势为下负上正。该电势与电源电压相叠加一起迫使 VD 导通,储存在电感器中的电能释放,电感与电源同时向电容 C 充电和向负载供电,使负载获得高于电源电压的瞬时值,若滤波电容 C 足够大,输出电压 E_o 可看作恒值波。

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、MOSFET 管、二极管、电容和电感及负载组成,直流电参数设

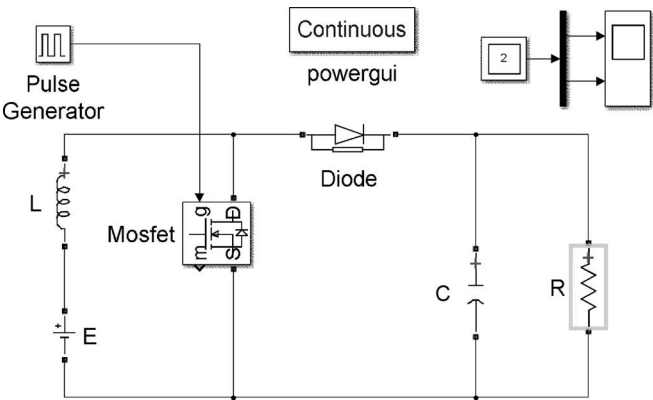


图 5-16 升压式斩波器的仿真模型

置为 10V。负载为纯电阻 10Ω ，电容参数为 $0.001\ 34\text{F}$ ，电感的参数为 $71\text{e-}6\text{H}$ ，不设置电感电流和电容电压初始值。除二极管前向电压为 0V 外，其他模块和 MOSFET 管参数为默认值。

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由脉冲触发器通向 MOSFET，参数设置：峰值为 1，周期为 $0.000\ 05\text{s}$ ，脉冲宽度为 50，相位延迟时间为 0。

3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出，本次仿真主要测量负载两端的电压和负载电流。

仿真算法采用 ode23tb，仿真时间为 5s。仿真结果如图 5-17 所示。

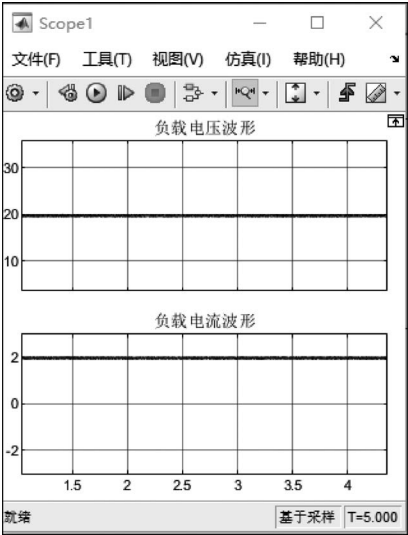


图 5-17 升压式斩波器的仿真结果

从仿真结果可以看出，系统稳态后，负载两端电压接近 20V，而电源电压为 10V，负载两端电压升高。

5.2.3 升/降压斩波器仿真

升/降压斩波器仿真模型如图 5-18 所示。

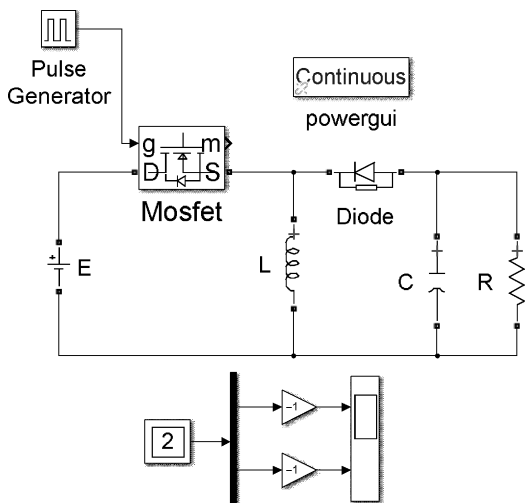


图 5-18 升/降压斩波器仿真模型

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、MOSFET 管、二极管、电容和电感及负载组成,直流电参数设置为 10V。负载为纯电阻 10Ω ,电容参数为 0.1F,电感的参数为 0.01H,除二极管模块前向电压设置为 0V 外,其他模块和 MOSFET 管参数均为默认值。

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由脉冲触发器通向 MOSFET,参数设置:峰值为 1,周期为 0.000 05s,相位延迟时间为 0。

3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出,本次仿真主要测量负载两端的电压和负载电流。

仿真算法采用 ode23tb,仿真时间为 5s。脉冲宽度分别为 30、50、70 时,仿真结果如图 5-19 所示。

从仿真结果可以看出(示波器上面窗口是负载电压波形,下面窗口是负载电流波形),当斩波开关导通时,电能储存于电感 L 中,二极管 VD 截止,负载由滤波电容 C 供电;当斩波开关 S 阻断时,电感产生感应电势,维持原电流方向流通,迫使 VD 导通,电感电流向负载供电,同时也向电容 C 充电,输出电压 U_d 。

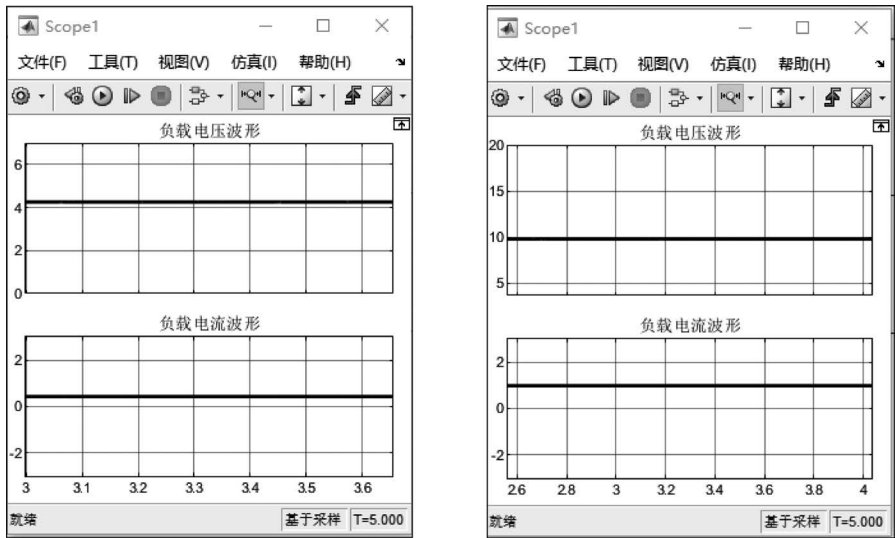
理想条件下,电感电流连续时,可以推得

$$U_d = -\frac{\rho}{1-\rho}E \quad (5-6)$$

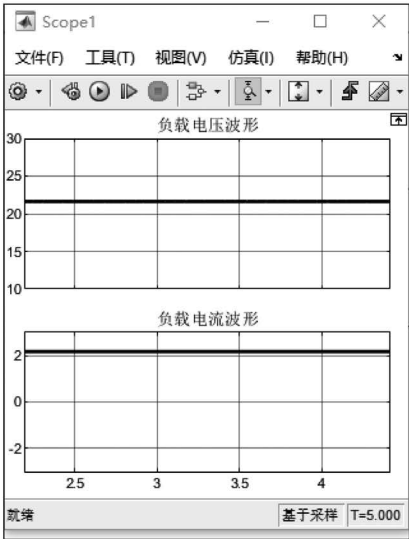
式中, ρ 为仿真中的脉冲宽度,由式(5-6)可以得到:当 $\rho=0.3$ 时, $U_d=4\text{V}$;当 $\rho=0.5$ 时, $U_d=10\text{V}$;当 $\rho=0.7$ 时, $U_d=23.3\text{V}$ 。与仿真结果一致。可以看出,通过改变占空比 ρ 就能改变负载两端电压幅值。



视频



(a) 脉冲宽度为30的仿真波形 (b) 脉冲宽度为50的仿真波形



(c) 脉冲宽度为70的仿真波形

图 5-19 升/降压斩波器仿真结果

5.3 输入与输出隔离的直流变换器仿真

用晶闸管作斩波开关,需要专门设置关断电路,而且由于受到晶闸管关断时间的限制,其开关频率只能为 100~200Hz。随着全控型电力电子器件的发展,由这些新器件组成的斩波器或直流脉宽调制变换器,不但不需要换流电路,而且其工作频率可提高到数千赫。斩波频率的提高可以减小低频谐波分量,降低对滤波元器件的要求,减小装置体积和重量,因而在开关电源中得到广泛应用。下面介绍几种直流变换器仿真。

5.3.1 单端反激式变换电路仿真

单端反激式直流变换电路如图 5-20 所示,开关管导通时,直流输入电源加在隔离变压器的一次侧线圈上,线圈流过电流,储存能量,但根据变压器的同名端,这时二次侧二极管反偏,负载由滤波电容供电,开关管关断时,线圈中的磁场急剧减小,二次侧线圈的感应电势极性反向,VD 导通,T 的储能逐步转为电场能量向滤波电容充电,并向负载传递电流。所谓单端是指变压器只有单一方向的磁通,仅工作在其磁滞回线的第一象限;所谓反激是指开关管导通时,变压器的一次侧线圈仅作为电感储存能量,没有能量传递到负载。

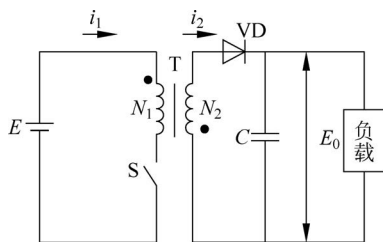


图 5-20 单端反激式直流变换电路

设变压器一、二次侧线圈电感和匝数分别为 L_1 、 L_2 和 N_1 、 N_2 ,且电感是线性的,则开关管导通时,一次侧线圈流过的电流为

$$i_1 = \frac{E}{L_1}t \quad (5-7)$$

开关管导通截止时,导通时间为 t_{on} , i_1 的幅值为

$$I_{1max} = \frac{E}{L_1}t_{on} \quad (5-8)$$

二次侧电流为

$$i_2 = I_{2max} - \frac{E_0}{L_2}t \quad (5-9)$$

式中, I_{2max} 为二次侧电流的幅值, E_0 为输出直流电压。

由式(5-9)可以看出,根据 t 值的不同,单端反激式变换器有 3 种不同的工作状态。

(1) 若开关管关断时间 $t_{off} > \frac{L_2}{E_0}I_{2max}$,则在开关管重新导通之前, i_2 已下降到零,即周期变化的电流不再连续。

(2) 若 $t_{off} = \frac{L_2}{E_0}I_{2max}$,则开关管关断未了,正好 $i_2 = 0$,下一个周期 i_1 从零开始按式(5-7)规律上升,这是一种临界状态。

(3) 若 $t_{off} < \frac{L_2}{E_0}I_{2max}$,则开关管关断时, i_2 还未衰减到零。这样下个周期开关管重新导通时, i_1 并不是从零开始,而将从一次侧最小电流 i_{1min} 加上 $\frac{E}{L_1}t$ 增量线性上升。

下面按照第三种情况分析,开关管导通和关断时,变压器一、二次侧电流的变化分别为

$$\Delta i_1 = i_{1max} - i_{1min} = \frac{E}{L_1}t_{on} \quad (5-10)$$

$$\Delta i_2 = i_{2max} - i_{2min} = \frac{E_0}{L_2}t_{off} \quad (5-11)$$

根据变压器磁势平衡原理,稳态时转换瞬间变压器一、二次侧的安匝数相等,应满足

$$i_{1\max} N_1 = i_{2\max} N_2 \text{ 和 } i_{1\min} N_1 = i_{2\min} N_2 \quad (5-12)$$

即有

$$\Delta i_1 N_1 = \Delta i_2 N_2 \quad (5-13)$$

又根据变压器绕组折算原则,即

$$L_1 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 L_2 \quad (5-14)$$

考虑式(5-13)和式(5-14),联立求解式(5-10)和式(5-11),得到

$$E_0 = \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{off}}} \frac{N_2}{N_1} E = \frac{t_{\text{on}}}{T - t_{\text{on}}} \frac{N_2}{N_1} E = \frac{\rho}{1 - \rho} \frac{N_2}{N_1} E \quad (5-15)$$

式中, $\rho = \frac{t_{\text{on}}}{T}$ 为占空比。

可以看出单端反激式直流变换器是隔离的升/降压直流变换器。下面进行单端反激式电路仿真。

单端反激式电路仿真模型如图 5-21 所示。



视频

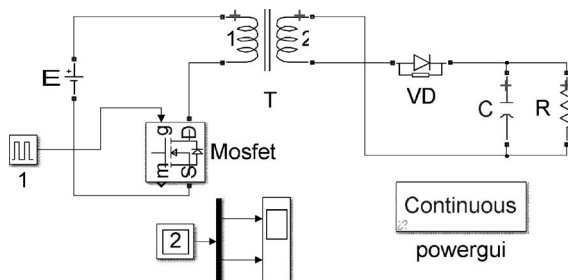


图 5-21 单端反激式电路仿真模型

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、MOSFET 管、二极管、电容和变压器及负载组成,直流电参数设置为 10V。负载为纯电阻 10Ω,电容参数为 0.1F,二极管前向电压设置为 0V 外,其他参数和 MOSFET 管参数为默认值。

变压器模块(Linear Transformer)参数设置如图 5-22 所示。

变压器一次侧参数的电压和二次侧的电压关系就是变压器一次侧匝数和二次侧匝数的关系,在一次侧和二次侧电压确定的基础上,变压器功率的大小决定了变压器一、二次侧电流的大小。因为直流电源的电压为 100V,所以把一次侧电压设定为 100V,而把二次侧电压设为 50V,是为了表明此变压器匝数之比为 2:1。注意变压器的频率设定与触发脉冲的周期设定要对应。由于单端反激式电路涉及变压器同名端,在搭建仿真模型时,必须按图 5-21 正确连接。

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由脉冲触发器通向 MOSFET,参数设置:峰值为 1,周期为 0.000 05s,相位延迟时间为 0。

3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出,本次仿真主要测量负载两端的电压和负载电流。

仿真算法采用 ode23tb,仿真时间为 10s,脉冲宽度分别为 30、50、70 时的仿真结果如图 5-23 所示。

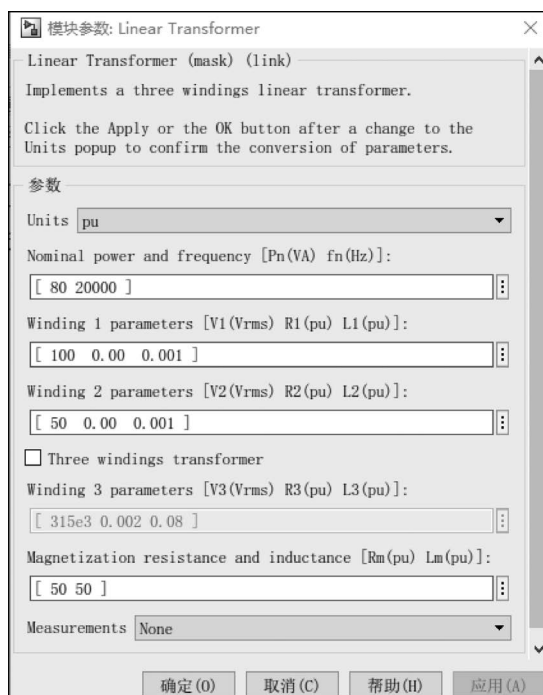
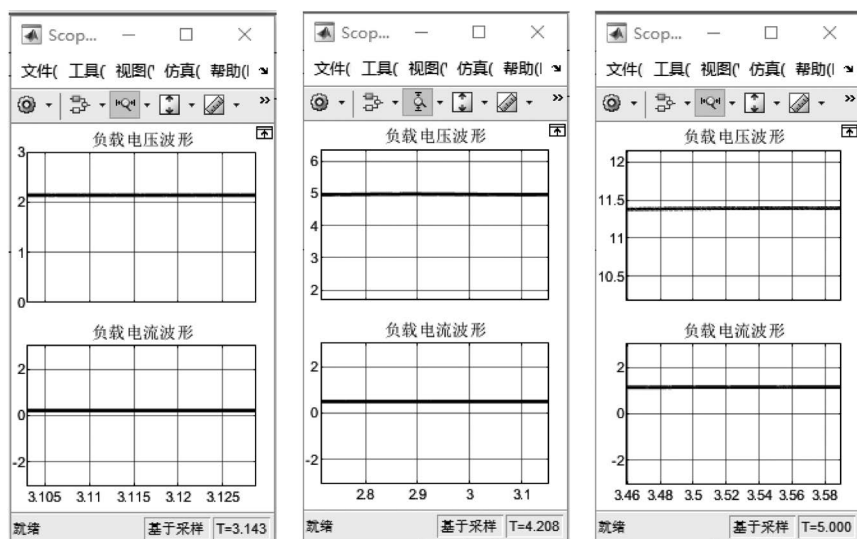


图 5-22 变压器模块参数设置



(a) 脉冲宽度为30的仿真波形 (b) 脉冲宽度为50的仿真波形 (c) 脉冲宽度为70的仿真波形

图 5-23 单端反激式电路仿真结果

由于变压器一次侧和二次侧电压分别为 100V 和 50V, 可以得出一次侧和二次侧绕组匝数之比为 2, 当脉冲宽度为 50 时, $\rho=0.5$, 由上面理论分析, 负载电压应为 5V; 同样, 当脉冲宽度分别为 30 和 70 时, ρ 分别为 0.3 和 0.7, 则负载电压幅值分别为 2.14V 和 11.6V, 与仿真结果基本一致。

5.3.2 单端正激式变换电路仿真

单端正激式变换电路原理图如图 5-24 所示,与反激式的区别在于变压器的同名端极性,当开关管 S 导通时,T 二次侧感应电压,二极管 VD1 导通,T 作变压器运行,向负载立即传递电能,开关管 S 断开时,由于开关管 S 导通和 VD1 工作相位相同,故称为正激式。

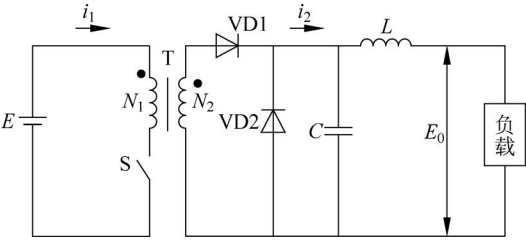


图 5-24 单端正激式变换电路原理图

其输出的电压为

$$U_{d0} = \rho E / n \tag{5-16}$$

单端正激式变换电路仿真模型如图 5-25 所示。

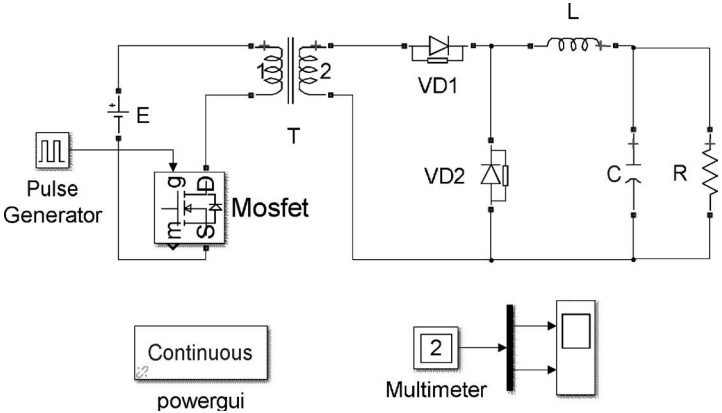


图 5-25 单端正激式变换电路仿真模型

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、MOSFET 管、二极管、电容和变压器及负载组成,直流电参数设置为 10V。负载为纯电阻 10Ω,电容参数为 0.1F,电感参数为 0.001H,二极管和 MOSFET 管参数为默认值。

变压器模块(Linear Transformer)参数设置如图 5-26 所示。

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由脉冲触发器通向 MOSFET,参数设置:峰值为 1,周期为 0.000 05s,相位延迟时间为 0。

3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出,本次仿真主要测量负载两端的电压及负载电流。

仿真算法采用 ode23tb,仿真时间为 10s,脉冲宽度分别为 50、30 和 70 时的仿真结果如图 5-27 所示。



视频

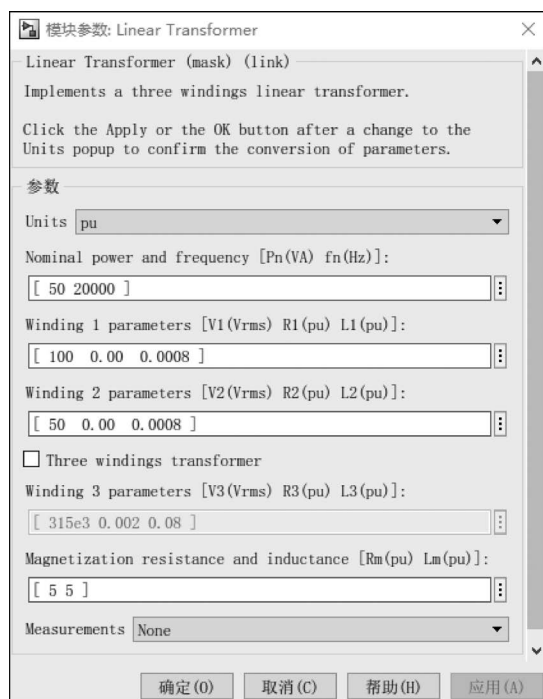


图 5-26 变压器模块(Linear Transformer)参数设置

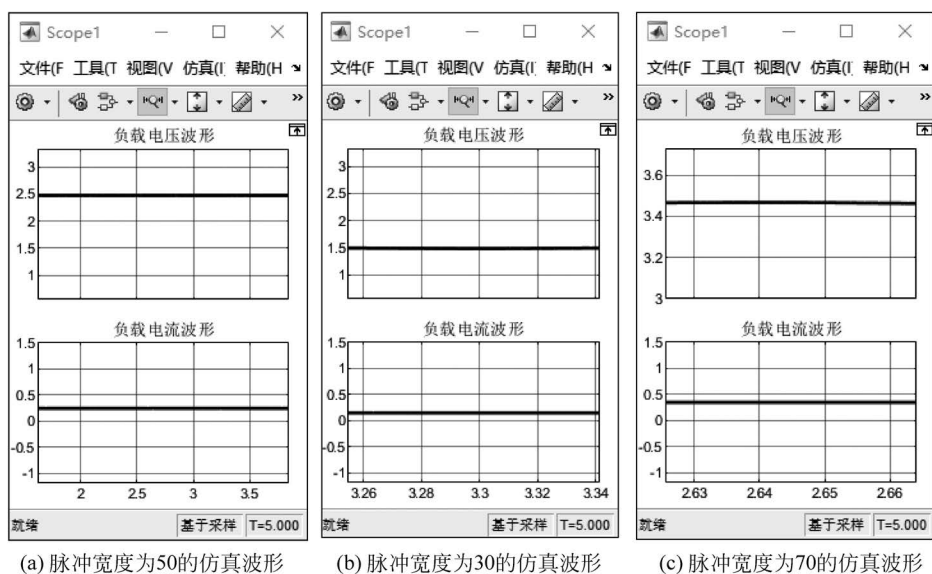


图 5-27 单端正激式变换电路仿真结果

通过仿真可以看出,当改变脉冲宽度,即改变占空比时,负载的输出电压发生变化,但都低于直流电压 10V。根据式(5-16)计算结果,当占空比分别为 0.5、0.3 和 0.7 时,理论计算值分别为 2.5V、1.5V 和 3.5V。而仿真结果分别为 2.48V、1.48V 和 3.41V,与理论计算基本一致。这也说明了单端正激式变换电路为降压式直流变换器。

5.3.3 推挽式直流变换电路仿真

推挽式直流变换电路如图 5-28 所示,它由 2 个开关器件接在带有中心抽头的变压器 T 的一次侧线圈两端组成,VD1、VD2 为感性负载电流返回电源的续流二极管,可以看出,推挽电路由完全对称的 2 个单端正激式直流变换电路组合而成,开关器件 S1、S2 交替导通,当 S1 导通、S2 关断时,输入电压 E 加在一次侧 N_{11} 两端,输出正极性电压 $u_{2+} = \frac{N_2}{N_{11}}E$,当 S2 导通、S1 关断时, E 加于 N_{12} 两端,根据同名端关系,这时输出负极性电压为 $u_{2-} = -\frac{N_2}{N_{12}}E$,设 $N_{11} = N_{12} = N_1$,则输出为交流方波,即 $u_2 = \frac{N_2}{N_1}E = \frac{E}{n}$ 。

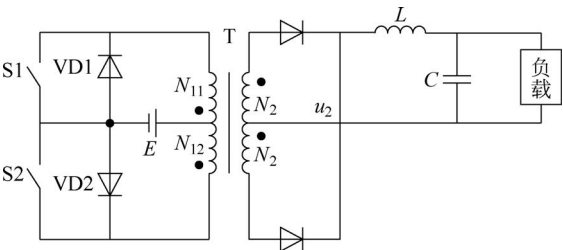


图 5-28 推挽式直流变换电路

输出电压 U_d 与输入电压 E 的关系为

$$U_d = \frac{N_2}{N_{11}}\rho E \tag{5-17}$$

式中,占空比必须小于 50%。

推挽式直流变换电路仿真模型如图 5-29 所示。

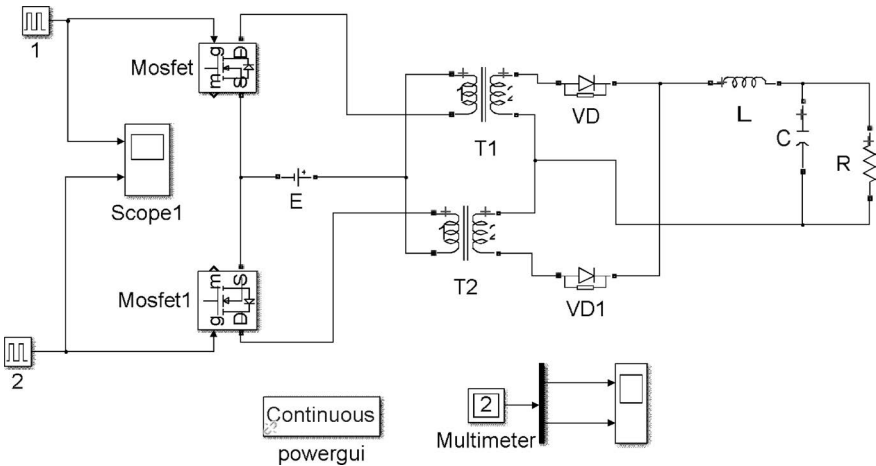


图 5-29 推挽式直流变换电路仿真模型



视频

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、2 个 MOSFET 管、二极管、电容和 2 个变压器及负载组成,直流电参数设置为 10V。负载为纯电阻 10Ω ,电容参数为 0.001F,电感参数为 0.01H,除了二极管模块前向电压设置为零以外,其模块和 MOSFET 管其他参数均为默认值。注意下臂桥的 MOSFET 管连接方式。

变压器 T1、T2 模块(Linear Transformer)参数设置如图 5-30 所示。可以看出一次侧和二次侧匝数之比为 2 : 1。

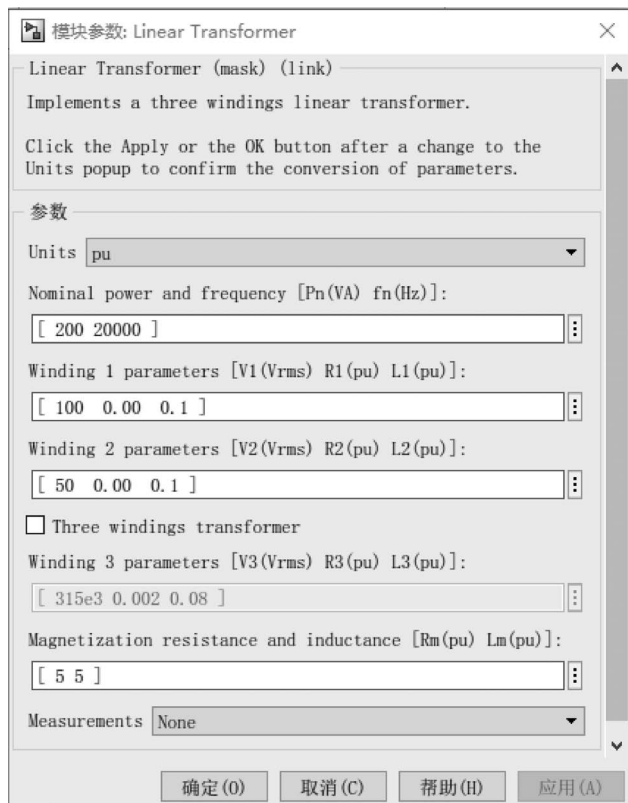


图 5-30 变压器模块参数设置

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由 2 个脉冲触发器通向 MOSFET,参数设置:峰值为 1,周期为 0.000 05s,相位延迟时间为 0。另一个触发脉冲相位延迟时间为 0.000 025,其他参数相同。

3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出,本次仿真主要测量 u_2 端电压。

仿真算法采用 ode23tb,仿真时间为 5s。占空比分别为 30 和 40 的仿真结果如图 5-31 所示。

从仿真结果可以看出,当占空比分别为 30 和 40 时,输出电压分别接近 1.5V 和 2.0V,与理论分析一致。

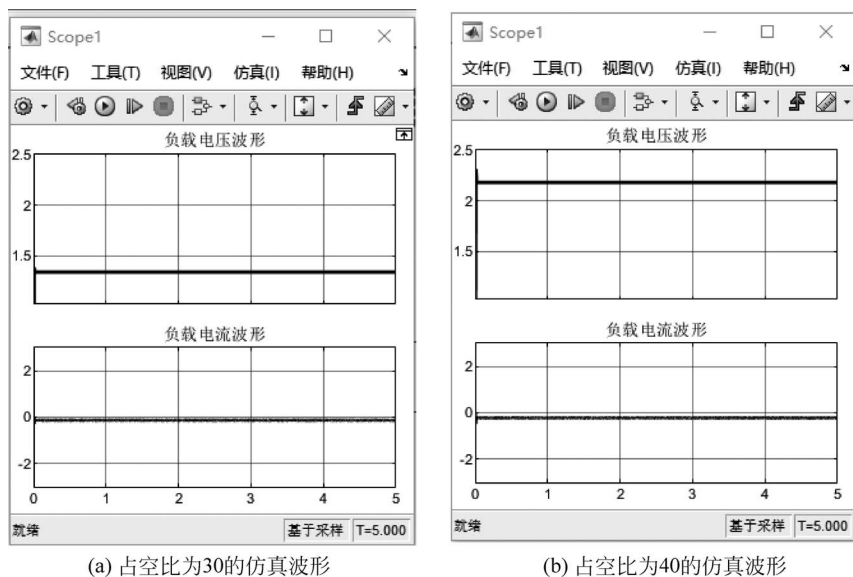


图 5-31 推挽式直流变换电路仿真结果

5.3.4 半桥式直流变换电路仿真

半桥式直流变换电路由 2 个开关器件串联接在电源上,将 2 个大电容也串联在电源上获得电源,开关连接点和电容连接点作为输出端,通过变压器输出,电路如图 5-32 所示,2 个开关器件也以推挽方式工作,当 S1 开通、S2 关断时,变压器的同名端“·”电压极性为正,二次侧输出电压 u_2 为正, $u_{2+} = \frac{1}{n} \left(E - \frac{E}{2} \right) = \frac{E}{2n}$,这时 C_1 放电, C_2 充电;当 S2 开通、S1 关断时,变压器“·”的电压极性为负,变压器输出电压为负,即 $u_{2-} = \frac{1}{n} \left(E - \frac{E}{2} \right) = \frac{E}{2n}$,这时 C_1 充电, C_2 放电,交替通断 S1、S2,变压器二次侧就得到交流方波输出电压 u_2 ,即

$$u_2 = \frac{E}{2n} \quad (5-18)$$

输出电压 U_d 与输入电压 E 的关系为

$$U_d = \frac{N_2}{N_{11}} \cdot \frac{\rho}{4} \cdot E \quad (5-19)$$

式中,占空比必须小于 50%。

半桥式直流变换电路的仿真模型如图 5-33 所示。

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、MOSFET 管、二极管、电容和变压器及负载组成,直流电参数设置为 10V。负载为纯电阻 10Ω ,电容参数为 0.0001F ,电感参数为 0.01H ,二极管和 MOSFET 管参数为默认值。由于电容 C_1 、 C_2 不能直接接电源,把电容 C_1 和电容 C_2 的参数设置为 $R=0.000\,000\,1\Omega$, $C=1\text{e-}6\text{F}$ 。

变压器模块参数设置如图 5-34 所示。

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由一个脉冲触发器通向 MOSFET,参数设置:峰值为 1,周期

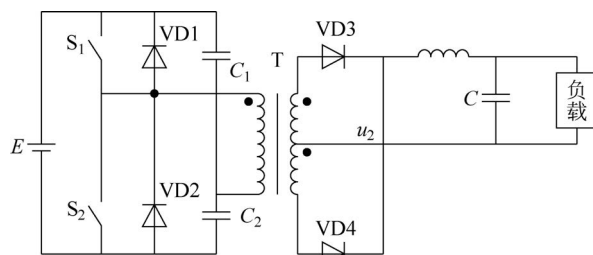


图 5-32 半桥式直流变换电路

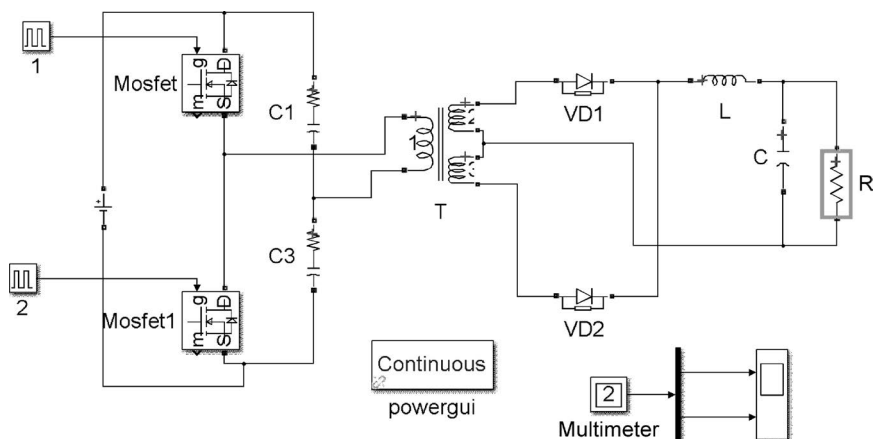


图 5-33 半桥式直流变换电路的仿真模型

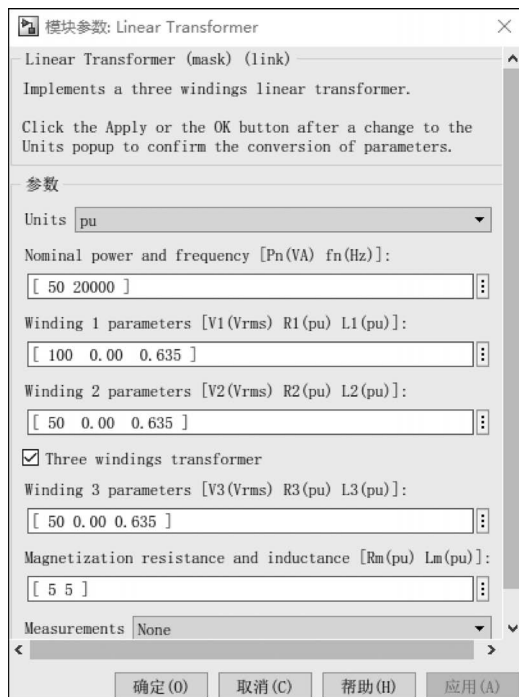


图 5-34 变压器模块参数设置



视频

为 0.000 05s,相位延迟时间为 0。另一个触发脉冲相位延迟时间为 0.000 025,其他参数相同。

3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出,本次仿真主要测量端电压。

仿真算法采用 ode23tb,仿真时间为 5s,占空比为 40%,仿真结果如图 5-35 所示。

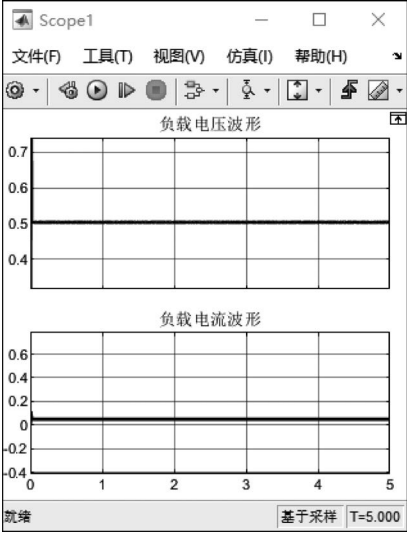


图 5-35 半桥式直流变换电路的仿真结果

从仿真结果可以看出,电压为 0.5V,与理论分析一致。

5.3.5 全桥式直流变换电路仿真

全桥式直流变换电路工作原理:将半桥式直流变换电路中的 2 个电容,用 2 个开关器件分别代替,则构成单相全桥式直流变换电路,如图 5-36 所示。全桥式直流变换电路工作原理与半桥式直流变换电路工作原理相似,只不过输出电压是半桥式的 2 倍。

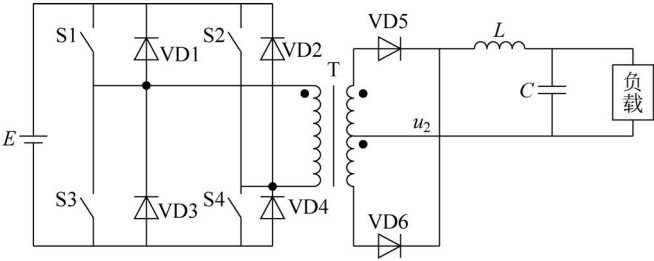


图 5-36 单相全桥式直流变换电路

全桥式直流变换电路仿真模型如图 5-37 所示。

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、4 个 MOSFET 管、二极管、电容和变压器及负载组成,直流电参数设置为 10V。负载为纯电阻 10Ω,电容参数为 0.0001F,电感参数为 0.01H,二极管和 MOSFET 管参数为默认值。

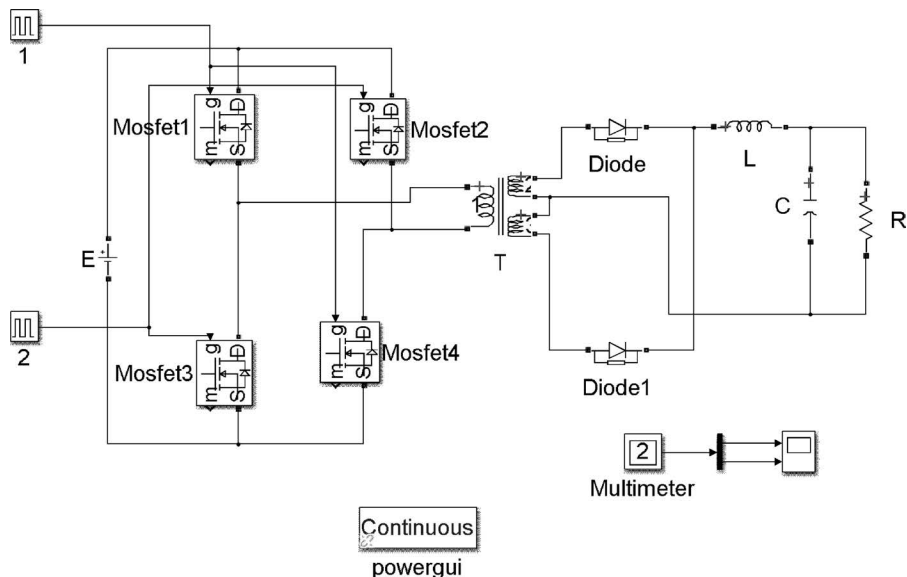


图 5-37 全桥式直流变换电路仿真模型

变压器模块参数设置与图 5-34 相同。

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由一个脉冲触发器通向 2 个对角 MOSFET 管,参数设置:峰值为 1,周期为 0.000 05s,相位延迟时间为 0。另一个触发脉冲相位延迟时间为 0.000 002 5s,其他参数相同,通向另 2 个对角 MOSFET 管。

3. 测量模块的选择

从仿真模型可以看出,本次仿真主要测量端电压。

仿真算法采用 ode23tb,仿真时间为 5s,仿真结果如图 5-38 所示。

从仿真结果可以看出,电压为 1V,是半桥式直流变换电路的 2 倍,与理论分析一致。

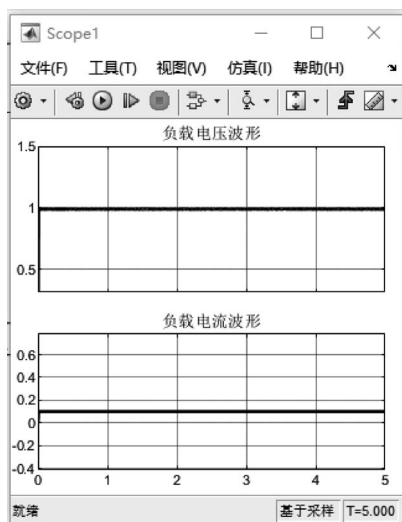


图 5-38 全桥式直流变换电路仿真结果

5.4 直流变换器闭环仿真

以降压型电路为例,图 5-39 给出了电压控制方式开关电源的基本原理和波形。通过采样电阻 R_1 和 R_2 分压得到反馈电压 u_f ,电压环的基准电压 u^* 经反向后得到 $-u^*$ (图中未给出反相器),图 5-39(a)中电压调节器的功能包含加法器和 PI 调节;电压调节器的输出为调制波信号 u_r ,该信号输入比较器的正输入端,而比较器的负输入端为三角载波信号 u_c ,调制波和三角载波比较后得到控制开关管的 PWM 信号 u_s ,其生成过程如图 5-39(b)所示。

当输入电压突然变小或负载阻抗突然变小,开关管占空比还没来得及变化时,由于电路中各部分都存在阻抗(导线阻抗,开关管的导通阻抗,电感自身的阻抗),因此输出电压会有一定程度的降低,此时反馈电压 u_f 随之降低,通过电压环 PI 调节器使调制波电压 u_r 升高, PWM 信号 u_s 的占空比随之增大,调节输出电压上升,从而抵消外界因素引起的输出电压下降。反之,如果输入电压突然变大或负载阻抗突然变大,也可以使输出电压保持恒定。

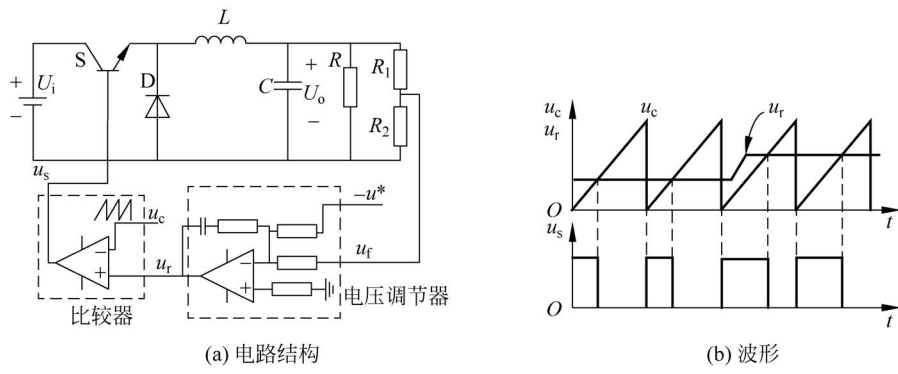


图 5-39 电压控制方式的基本原理

电压控制方式的降压型电路仿真模型如图 5-40 所示。



视频

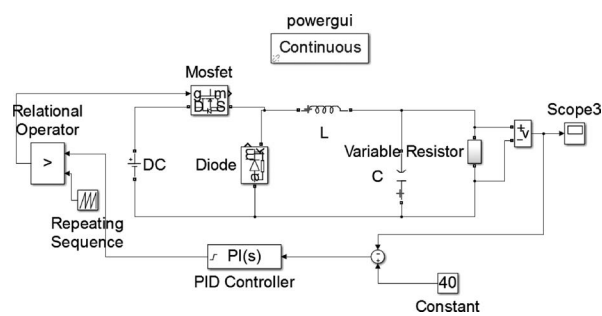


图 5-40 电压控制方式的降压型电路仿真模型

1. 主电路建模和参数设置

主电路主要由直流电源、MOSFET 管、二极管、滤波电容和滤波电感及负载组成,直流电源参数设置为 100V。负载为可变电阻,在 3s 时由 10Ω 突变为 5Ω,滤波电容参数为 1e-5F,不设置初始电容电压,滤波电感的参数为 1e-2H,不设置初始电感电流,二极管和 MOSFET 管参数为默认值。

其实 MATLAB 库中有可变电阻仿真模型 Variable Resistor(路径为 Simscape/Electrical/Passive/Varistor),由于其库源不同,所以不能直接调用可变电阻模型,本次设计就采用断路器和 2 个 5Ω 电阻串联的方式封装成可变电阻。其原理图如图 5-41 所示。

断路器模块的参数设置如图 5-42 所示。

2. 控制电路的仿真模型

控制电路的仿真模型主要由 PID 模块(路径为 Simulink/Continuous/PID Controller)、Repeating Sequence 模块(路径为 Simulink/Sources/Repeating Sequence)、Relational Operator 模块(路径为 Simulink/Logic and Bit Operations/Relational Operator)组成, PID 模块参数设置采

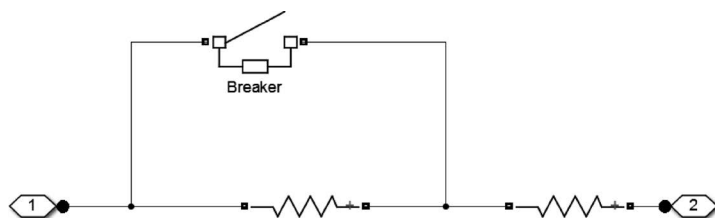


图 5-41 可变电阻仿真模型

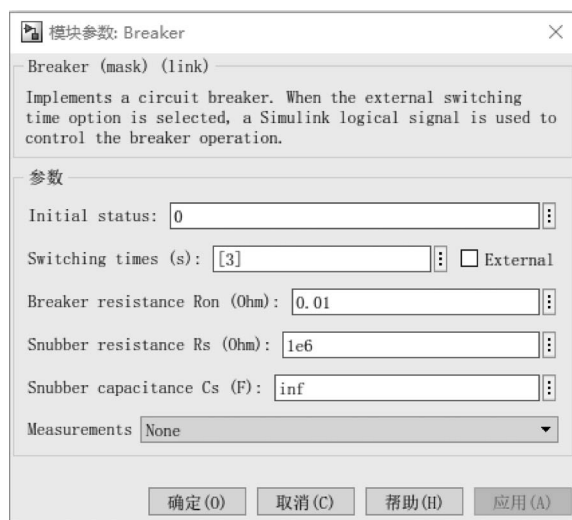


图 5-42 断路器模块的参数设置

用 Parallel 形式, P 为 10, I 为 10, Initial conditions 中的 Integrator 取 1, 上下限幅分别为 100 和 1。Repeating Sequence 模块参数设置如图 5-43 所示。

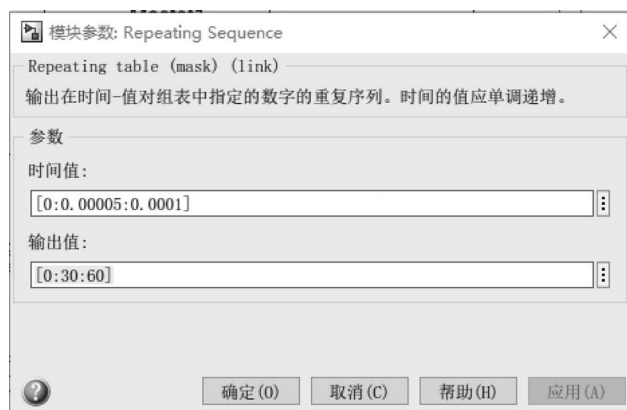
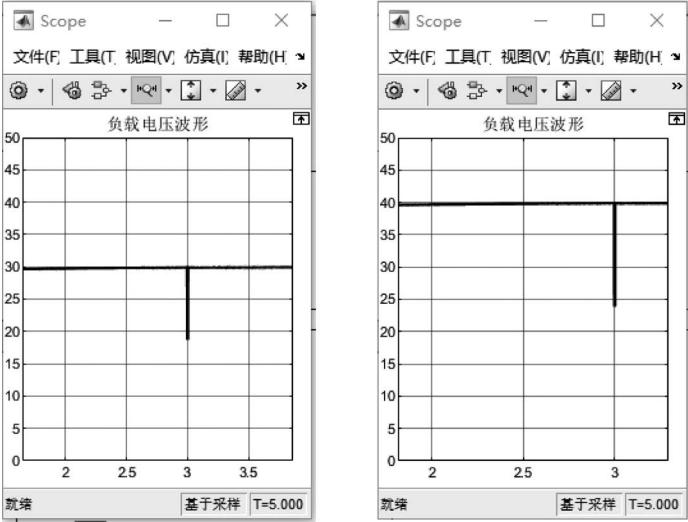


图 5-43 Repeating Sequence 模块参数设置

仿真算法采用 ode23tb, 最大步长 Max step size 为 $1e-4$, 相对误差为 $1e-3$, 仿真时间为 5s。给定电压分别为 30V 和 40V 的仿真结果如图 5-44 所示。

仿真时, 在 3s 处负载电阻发生突变, 由 10Ω 突变为 5Ω 。由图 5-44 可以看出, 采用电压控制方式的开关电源能够克服扰动后稳定输出。



(a) 给定电压为30V的仿真波形 (b) 给定电压为40V的仿真波形

图 5-44 电压控制型开关电源仿真结果

复习思考题

1. 在三相交流调压仿真中,为什么必须对 6 脉冲同步触发模块加以改造?
2. 在降压式(buck)斩波器仿真模型中,对脉冲频率有什么要求?
3. 在开关电源仿真中,脉冲触发器的周期设置有什么特点?
4. 在单端反激式电路仿真模型中,变压器模块参数设置有什么特点?
5. 在电压控制方式的降压型电路仿真模型中,为什么不能直接调用可变电阻模型?