



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112260531 A

(43) 申请公布日 2021.01.22

(21) 申请号 202011082247.4

H02M 7/217 (2006.01)

(22) 申请日 2020.10.12

(71) 申请人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)
西源大道2006号

(72) 发明人 陈章勇 韩雨伯 刘翔宇 吴云峰
冯晨晨

(74) 专利代理机构 北京正华智诚专利代理事务
所(普通合伙) 11870

代理人 李林合

(51) Int. Cl.

H02M 1/42 (2007.01)

H02M 3/04 (2006.01)

H02M 3/07 (2006.01)

H02M 7/04 (2006.01)

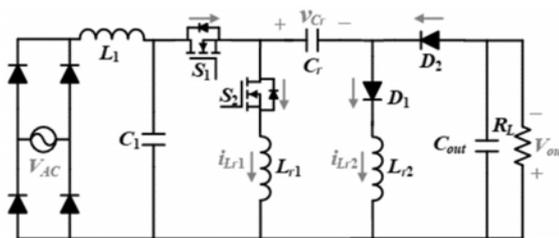
权利要求书2页 说明书6页 附图10页

(54) 发明名称

一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路

(57) 摘要

本发明公开了一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路,属于电力电子领域,该电路突破了传统谐振开关电容变换器应用于PFC电路时的增益限制,因此可以表现出良好的功率因数校正等性能。同时,结合谐振开关电容变换器的自身优势,实现高效率、高功率密度,因此在便携式设备的电源适配器等对变换器体积、效率要求较高的场合具有较高的应用价值。



1. 一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路,其特征在于,包括与交流电压源连接的整流桥、输入滤波电感 L_1 、输入滤波电容 C_1 、开关管 S_1 、开关管 S_2 、谐振电感 L_{r1} 、谐振电感 L_{r2} 、谐振电容 C_r 、二极管 D_1 、二极管 D_2 、输出电容 C_{out} 和输出负载 R_L ;

所述输入滤波电感 L_1 的一端与整流桥的输出正极连接,所述输入滤波电感 L_1 的另一端分别与输入滤波电容 C_1 的一端和开关管 S_1 的漏极连接,所述开关管 S_1 的源极分别与开关管 S_2 的漏极和谐振电容 C_r 的一端连接,所述谐振电容 C_r 的另一端分别与二极管 D_1 的正极和二极管 D_2 的负极连接,所述二极管 D_2 的正极分别与输出电容 C_{out} 的一端和输出负载 R_L 的一端连接,所述开关管 S_2 的源极与谐振电感 L_{r1} 的一端连接,所述二极管 D_1 的负极与谐振电感 L_{r2} 的一端连接,所述整流桥的输出负极分别与输入滤波电容 C_1 的另一端、谐振电感 L_{r1} 的另一端、谐振电感 L_{r2} 的另一端、输出电容 C_{out} 的另一端和输出负载 R_L 的另一端连接。

2. 根据权利要求1所述的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路,其特征在于,所述降压PFC电路的电压增益为:

$$M = \frac{V_{out}}{V_{ac_RMS}} = \frac{A + 2m(1 - \alpha)}{2(1 + \alpha)}$$

其中, V_{out} 表示输出负载 R_L 的端电压, V_{ac_RMS} 表示交流电压源的有效输出值, A 表示第一中间变量, α 表示第二中间变量, m 表示第三中间变量。

3. 根据权利要求2所述的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路,其特征在于,所述第一中间变量 A 具体为:

$$A = \sqrt{(1 - \alpha)^2(1 + \alpha + 2m)^2 - (1 + \alpha)^2(1 - \alpha)(1 - \alpha - 4m)}$$

所述第二中间变量 α 具体为:

$$\alpha = \cos 2\pi \left(\frac{f_{r1}}{kf_s} - \frac{1}{2k} \right)$$

所述第三中间变量 m 具体为:

$$m = f_s C_r R_L$$

其中, π 表示圆周率, f_s 表示开关频率, k 表示谐振频率比, $k = f_{r1}/f_{r2}$, f_{r1} 表示谐振电感 L_{r1} 与谐振电容 C_r 的谐振频率, f_{r2} 表示谐振电感 L_{r2} 与谐振电容 C_r 的谐振频率。

4. 根据权利要求3所述的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路,其特征在于,所述降压PFC电路的输入功率因数PF为:

$$PF = \frac{1}{\pi} \sqrt{2\pi \left[\frac{V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m} \right)^2} + \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{V_{out}}{V_m} \right]}$$

其中, V_m 表示输入电压的幅值。

5. 根据权利要求4所述的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路,其特征在于,所述降压PFC电路的输入电流总谐波失真THD为:

$$THD = \sqrt{\frac{\pi}{\frac{2V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m}\right)^2} + \pi - 2 \arcsin \frac{V_{out}}{V_m}}} - 1。$$

一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路

技术领域

[0001] 本发明属于电力电子技术领域,具体涉及一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路。

背景技术

[0002] 随着新能源汽车、消费电子和便携式设备的发展,人们从功率密度、输入输出范围等方面对电源适配器的性能提出了更高的要求。电源适配器在接入电网时需要满足一定的谐波标准,因此PFC(功率因数)电路常被用来作为电源适配器中的前端电路。通常情况下,PFC电路由PWM变换器构建,然而PWM变换器具有硬开关的特性不利于提高变换效率,同时PWM变换器中大电感的存在极大地限制了变换器的功率密度。所以,在一些要求高效率、高功率密度的应用场合,传统的基于PWM变换器的PFC电路难以满足需要。谐振开关电容变换器因其高效率、高功率密度等优势,如今受到广泛重视,但是传统的谐振开关电容变换器的电压增益通常会受到拓扑结构的限制,因此在应用于PFC电路时并不能表现出良好的特性。

发明内容

[0003] 针对现有技术中的上述不足,本发明提供一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路解决了现有技术中效率以及功率密度的限制的问题。

[0004] 为了达到上述发明目的,本发明采用的技术方案为:一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路,包括与交流电压源连接的整流桥、输入滤波电感 L_1 、输入滤波电容 C_1 、开关管 S_1 、开关管 S_2 、谐振电感 L_{r1} 、谐振电感 L_{r2} 、谐振电容 C_r 、二极管 D_1 、二极管 D_2 、输出电容 C_{out} 和输出负载 R_L ;

[0005] 所述输入滤波电感 L_1 的一端与整流桥的输出正极连接,所述输入滤波电感 L_1 的另一端分别与输入滤波电容 C_1 的一端和开关管 S_1 的漏极连接,所述开关管 S_1 的源极分别与开关管 S_2 的漏极和谐振电容 C_r 的一端连接,所述谐振电容 C_r 的另一端分别与二极管 D_1 的正极和二极管 D_2 的负极连接,所述二极管 D_2 的正极分别与输出电容 C_{out} 的一端和输出负载 R_L 的一端连接,所述开关管 S_2 的源极与谐振电感 L_{r1} 的一端连接,所述二极管 D_1 的负极与谐振电感 L_{r2} 的一端连接,所述整流桥的输出负极分别与输入滤波电容 C_1 的另一端、谐振电感 L_{r1} 的另一端、谐振电感 L_{r2} 的另一端、输出电容 C_{out} 的另一端和输出负载 R_L 的另一端连接。

[0006] 进一步地,所述降压PFC电路的电压增益为:

$$[0007] \quad M = \frac{V_{out}}{V_{ac_RMS}} = \frac{A + 2m(1 - \alpha)}{2(1 + \alpha)}$$

[0008] 其中, V_{out} 表示输出负载 R_L 的端电压, V_{ac_RMS} 表示交流电压源的有效输出值,A表示第一中间变量, α 表示第二中间变量,m表示第三中间变量。

[0009] 进一步地,所述第一中间变量A具体为:

$$[0010] \quad A = \sqrt{(1 - \alpha)^2 (1 + \alpha + 2m)^2 - (1 + \alpha)^2 (1 - \alpha)(1 - \alpha - 4m)}$$

[0011] 所述第二中间变量 α 具体为:

$$[0012] \quad \alpha = \cos 2\pi \left(\frac{f_{r1}}{kf_s} - \frac{1}{2k} \right)$$

[0013] 所述第三中间变量 m 具体为:

$$[0014] \quad m = f_s C_r R_L$$

[0015] 其中, π 表示圆周率, f_s 表示开关频率, k 表示谐振频率比, $k = f_{r1}/f_{r2}$, f_{r1} 表示谐振电感 L_{r1} 与谐振电容 C_r 的谐振频率, f_{r2} 表示谐振电感 L_{r2} 与谐振电容 C_r 的谐振频率。

[0016] 进一步地,所述降压PFC电路的输入功率因数PF为:

$$[0017] \quad PF = \frac{1}{\pi} \sqrt{2\pi \left[\frac{V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m} \right)^2} + \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{V_{out}}{V_m} \right]}$$

[0018] 其中, V_m 表示输入电压的幅值。

[0019] 进一步地,所述降压PFC电路的输入电流总谐波失真THD为:

$$[0020] \quad THD = \sqrt{\frac{\pi}{\frac{2V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m} \right)^2} + \pi - 2 \arcsin \frac{V_{out}}{V_m}} - 1}。$$

[0021] 本发明的有益效果为:

[0022] (1) 本发明与现有的基于PWM变换器的PFC电路相比,可以实现更小的电感体积,从而提高变换器的功率密度。

[0023] (2) 本发明与与现有的基于PWM变换器的PFC电路相比,可以实现开关管与二极管零电流开关,从而提高变换器的变换效率。

[0024] (3) 本发明与突破现有谐振开关电容变换器拓扑结构的限制,应用于PFC电路中可以表现良好的工作特性,同时可以实现超宽的降压增益调节范围以适应全球各国的市电电压等级。

附图说明

[0025] 图1为本发明提供的一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路结构图;

[0026] 图2为本发明提供的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路的第一种工作模式;

[0027] 图3为本发明提供的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路的第二种工作模式;

[0028] 图4为本发明提供的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路的第三种工作模式;

[0029] 图5为本发明提供的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在开关周期内的关键波形图;

[0030] 图6为本发明提供的基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路输入功率因数以及输入电流总谐波失真与电压增益的关系曲线;

[0031] 图7为本发明提供的实施例中基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在工频周期内的仿真波形图(交流输入电压 $V_{ac} = 90V$);

[0032] 图8为本发明提供的实施例中基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在开关周期内的仿真波形图(交流输入电压 $V_{ac} = 90V$);

[0033] 图9为本发明提供的实施例中基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在工频周期内的仿真波形图(交流输入电压 $V_{ac}=110V$)；

[0034] 图10为本发明提供的实施例中基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在开关周期内的仿真波形图(交流输入电压 $V_{ac}=110V$)；

[0035] 图11为本发明提供的实施例中基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在工频周期内的仿真波形图(交流输入电压 $V_{ac}=220V$)；

[0036] 图12为本发明提供的实施例中基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在开关周期内的仿真波形图(交流输入电压 $V_{ac}=220V$)；

[0037] 图13为本发明提供的实施例中基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在工频周期内的仿真波形图(交流输入电压 $V_{ac}=270V$)；

[0038] 图14为本发明提供的实施例中基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路在开关周期内的仿真波形图(交流输入电压 $V_{ac}=270V$)。

具体实施方式

[0039] 下面对本发明的具体实施方式进行描述,以便于本技术领域的技术人员理解本发明,但应该清楚,本发明不限于具体实施方式的范围,对本技术领域的普通技术人员来讲,只要各种变化在所附的权利要求限定和确定的本发明的精神和范围内,这些变化是显而易见的,一切利用本发明构思的发明创造均在保护之列。

[0040] 下面结合附图详细说明本发明的实施例。

[0041] 如图1所示,一种基于谐振开关电容变换器的降压PFC电路,包括与交流电压源连接的整流桥、输入滤波电感 L_1 、输入滤波电容 C_1 、开关管 S_1 、开关管 S_2 、谐振电感 L_{r1} 、谐振电感 L_{r2} 、谐振电容 C_r 、二极管 D_1 、二极管 D_2 、输出电容 C_{out} 和输出负载 R_L ；

[0042] 所述交流电压源设置于整流桥的两个输入端之间。

[0043] 所述输入滤波电感 L_1 的一端与整流桥的输出正极连接,所述输入滤波电感 L_1 的另一端分别与输入滤波电容 C_1 的一端和开关管 S_1 的漏极连接,所述开关管 S_1 的源极分别与开关管 S_2 的漏极和谐振电容 C_r 的一端连接,所述谐振电容 C_r 的另一端分别与二极管 D_1 的正极和二极管 D_2 的负极连接,所述二极管 D_2 的正极分别与输出电容 C_{out} 的一端和输出负载 R_L 的一端连接,所述开关管 S_2 的源极与谐振电感 L_{r1} 的一端连接,所述二极管 D_1 的负极与谐振电感 L_{r2} 的一端连接,所述整流桥的输出负极分别与输入滤波电容 C_1 的另一端、谐振电感 L_{r1} 的另一端、谐振电感 L_{r2} 的另一端、输出电容 C_{out} 的另一端和输出负载 R_L 的另一端连接。

[0044] 本发明的PFC电路在开关周期内的工作模态为：

[0045] 模态1 $[t_0-t_1]$ ：如图2所示,开关管 S_1 导通,二极管 D_1 零电流导通,谐振电容 C_r 和谐振电感 L_{r2} 参与谐振,输出电压 V_{out} 依靠输出电容 C_{out} 保持；

[0046] 模态2 $[t_1-t_2]$ ：如图3所示,开关管 S_1 关断,开关管 S_2 导通,二极管 D_1 继续导通,二极管 D_2 零电流导通,谐振电容 C_r 和谐振电感 L_{r1} 参与谐振,谐振电感 L_{r1} 中的电流正弦上升。谐振电感 L_{r2} 不再参与谐振,其电流线性下降至零；

[0047] 模态3 $[t_2-t_3]$ ：如图4所示,谐振电感 L_{r1} 中的电流继续谐振,直至谐振到零,二极管 D_2 零电流关断。

[0048] 与上述三种工作模态相对应,本发明提供的基于谐振开关电容变换器的PFC电路

在开关周期内的关键波形图如图5所示。

[0049] 基于上述模态分析,可以得到如下电压增益:

$$[0050] \quad M = \frac{V_{out}}{V_{ac_RMS}} = \frac{A + 2m(1-\alpha)}{2(1+\alpha)}$$

[0051] 式中,

$$[0052] \quad A = \sqrt{(1-\alpha)^2(1+\alpha+2m)^2 - (1+\alpha)^2(1-\alpha)(1-\alpha-4m)};$$

$$[0053] \quad \alpha = \cos 2\pi \left(\frac{f_{r1}}{kf_s} - \frac{1}{2k} \right);$$

[0054] $m = f_s C_r R_L$;

[0055] f_s 为开关频率; R_L 为负载电阻的阻值; V_{ac_RMS} 为交流输入电压的有效值; V_{out} 为直流输出电压。

[0056] 对于开关周期内,本发明的PFC电路的输入电流平均值为:

$$[0057] \quad I_{in} = \frac{2(1+\alpha)(1-\alpha) + 2m(1-\alpha)^2 - A(1-\alpha)}{(1+\alpha)^2} f_s C_r V_{in}$$

[0058] 式中, V_{in} 表示某一开关周期内对应的输入电压平均值。

[0059] 本发明的PFC电路在工频周期内的相关分析如下:

[0060] 设置交流输入电压为 $v_{ac}(\theta) = V_m \sin(\theta)$,其中 V_m 为交流输入电压的幅值, θ 表示输入电压的相位。因为开关周期远小于工频周期,所以根据开关周期内的输入电流平均值,可得工频周期内输入电流瞬时值 $i_{in}(\theta)$ 为:

$$[0061] \quad i_{in}(\theta) = \zeta V_m \sin(\theta)$$

[0062] 式中,

$$[0063] \quad \zeta = f_s C_r (1-\alpha) \frac{2(1+\alpha) + 2m(1-\alpha) - A}{(1+\alpha)^2}。$$

[0064] ζ 表示中间变量。

[0065] 由于降压模式的PFC交流输入电流存在死区角,设置死区角 θ_0 为:

$$[0066] \quad \theta_0 = \arcsin \frac{V_{out}}{V_m}$$

[0067] 则本发明的降压PFC电路的输入功率 P_{in} 为:

$$[0068] \quad P_{in} = \frac{2}{\pi} \int_{\theta_0}^{\pi} i_{in}(\theta) V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{\zeta V_m^2}{\pi} \left[\frac{V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m}\right)^2} + \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{V_{out}}{V_m} \right];$$

[0069] 工频下的输入电流有效值 I_{in_RMS} 为:

$$[0070] \quad I_{in_RMS} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\theta_0}^{\pi} i_{in}^2(\theta) d\theta} = \zeta V_m \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m}\right)^2} + \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{V_{out}}{V_m} \right]};$$

[0071] 因此,可求得PF为:

$$[0072] \quad PF = \frac{P_{in}}{\frac{V_m}{\sqrt{2}} I_{in_RMS}} = \frac{1}{\pi} \sqrt{2\pi \left[\frac{V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m}\right)^2} + \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{V_{out}}{V_m} \right]}.$$

[0073] 输入电流中往往存在一定量的奇次谐波,奇次谐波的有效值通常表达为:

$$[0074] \quad I_{in(2k+1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \int_{\theta_0}^{\pi} i_{in}(\theta) \sin[(2k+1)\theta] d\theta;$$

[0075] 则输入电流的基波有效值 $I_{in(1)}$ 为:

$$[0076] \quad I_{in(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \int_{\theta_0}^{\pi} i_{in}(\theta) \sin(\theta) d\theta = \frac{\sqrt{2}\zeta V_m}{\pi} \left[\frac{V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m}\right)^2} + \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{V_{out}}{V_m} \right];$$

[0077] 谐波电流有效值 $I_{in(h)}$ 为:

$$[0078] \quad I_{in(h)} = \sqrt{I_{in_RMS}^2 - I_{in(1)}^2};$$

[0079] 故输入电流THD为:

$$[0080] \quad THD = \frac{I_{in(h)}}{I_{in(1)}} = \sqrt{\frac{\pi}{\frac{2V_{out}}{V_m} \sqrt{1 - \left(\frac{V_{out}}{V_m}\right)^2} + \pi - 2 \arcsin \frac{V_{out}}{V_m}} - 1}.$$

[0081] 基于上述表达式,PF值及输入电流THD与电压增益的关系曲线如图6所示。

[0082] 在本实施例中,仿真参数设置为:交流输入 V_{ac} :90-270V,输入滤波电感 $L_1=330\mu\text{H}$,输入滤波电容 $C_1=220\text{nF}$,负载电阻 $R_L=50\Omega$,谐振电感 $L_{r1}=5.5\mu\text{H}$,谐振电感 $L_{r2}=22\mu\text{H}$,谐振电容 $C_r=220\text{nF}$,输出电容 $C_{out}=1000\mu\text{F}$,变换器输出电压为50V,输出功率为50W。

[0083] 如图7和图8所示的交流输入电压 $V_{ac}=90\text{V}$ 时的仿真波形,仿真所采用的参数:两个开关管驱动信号波形互补,开关频率为197kHz,开关管 S_1 驱动信号占空比为0.319,输出电压50V。从上至下分别为交流输入电压 V_{ac} 、交流输入电流 I_{in} 、直流输出电压 V_{out} 、谐振电感 L_{r1} 的电流 $I_{L_{r1}}$ 、谐振电感 L_{r2} 的电流 $I_{L_{r2}}$ 和谐振电容 C_r 的端电压 V_{C_r} 。该情况下,PF=0.96,输入电流THD=29.16%。

[0084] 如图9和图10所示的交流输入电压 $V_{ac}=110\text{V}$ 时的仿真波形。仿真所采用的参数:两个开关管驱动信号波形互补,开关频率为215kHz,开关管 S_1 驱动信号占空比为0.257,输出电压50V。从上至下分别为交流输入电压 V_{ac} 、交流输入电流 I_{in} 、直流输出电压 V_{out} 、谐振电感 L_{r1} 的电流 $I_{L_{r1}}$ 、谐振电感 L_{r2} 的电流 $I_{L_{r2}}$ 和谐振电容 C_r 的端电压 V_{C_r} 。该情况下,PF=0.975,输入电流THD=22.85%。

[0085] 如图11和图12所示的交流输入电压 $V_{ac}=220\text{V}$ 时的仿真波形。仿真所采用的参数:两个开关管驱动信号波形互补,开关频率为254kHz,开关管 S_1 驱动信号占空比为0.122,输出电压50V。从上至下分别为交流输入电压 V_{ac} 、交流输入电流 I_{in} 、直流输出电压 V_{out} 、谐振电感 L_{r1} 的电流 $I_{L_{r1}}$ 、谐振电感 L_{r2} 的电流 $I_{L_{r2}}$ 和谐振电容 C_r 的端电压 V_{C_r} 。该情况下,PF=0.993,输入电流THD=10.55%。

[0086] 如图13和图14所示的交流输入电压 $V_{ac}=2770\text{V}$ 时的仿真波形。仿真所采用的参数:两个开关管驱动信号波形互补,开关频率为261kHz,开关管 S_1 驱动信号占空比为0.098,输

出电压50V。从上至下分别为交流输入电压 V_{ac} 、交流输入电流 I_{in} 、直流输出电压 V_{out} 、谐振电感 L_{r1} 的电流 I_{Lr1} 、谐振电感 L_{r2} 的电流 I_{Lr2} 和谐振电容 C_r 的端电压 V_{C_r} 。该情况下,PF=0.994,输入电流THD=8.70%。

[0087] 通过上述实验,可以看出本发明中所提出的PFC电路具有良好的功率因数校正性能,以及较小的输入电流THD。同时,该PFC电路可以实现满足各国市电电压等级的宽输入电压范围。

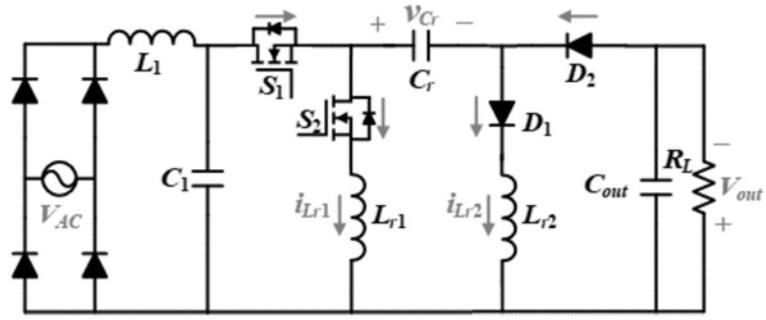


图1

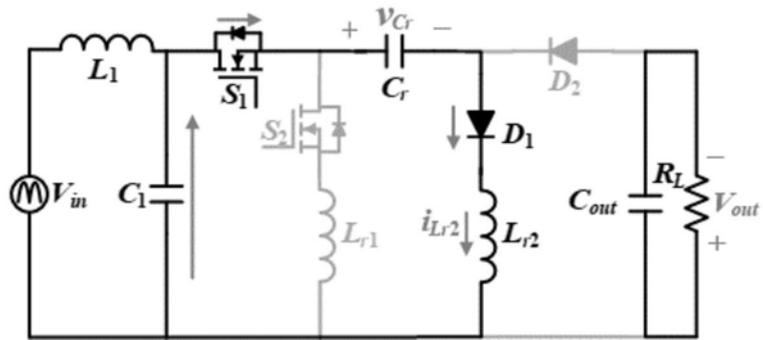


图2

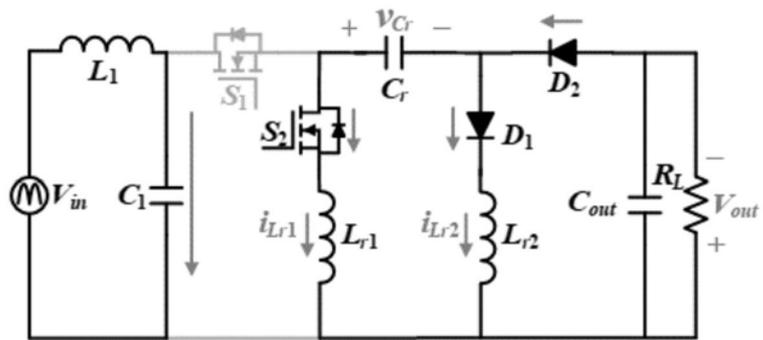


图3

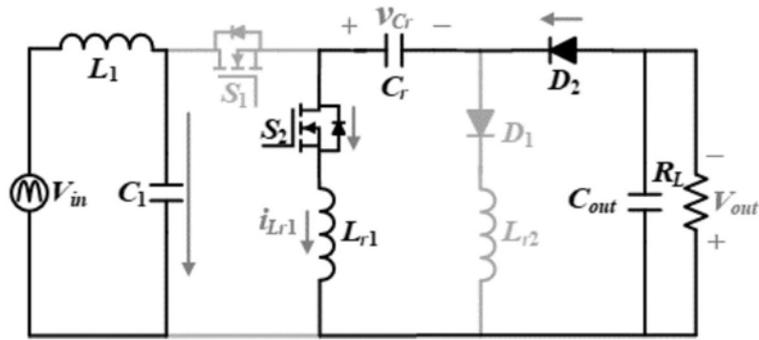


图4

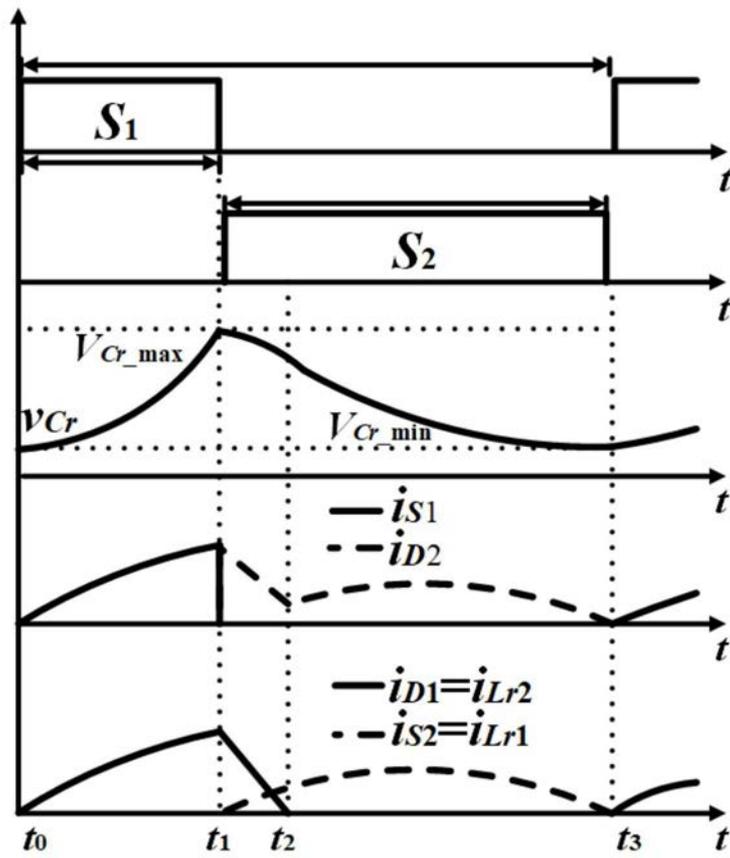


图5

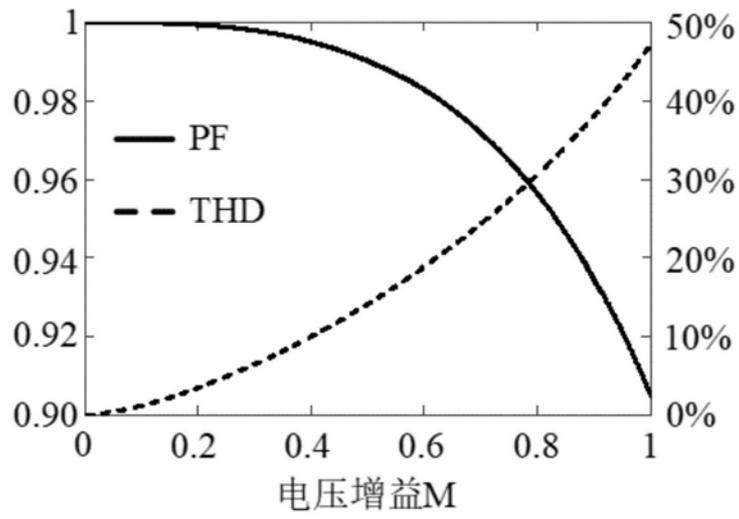


图6

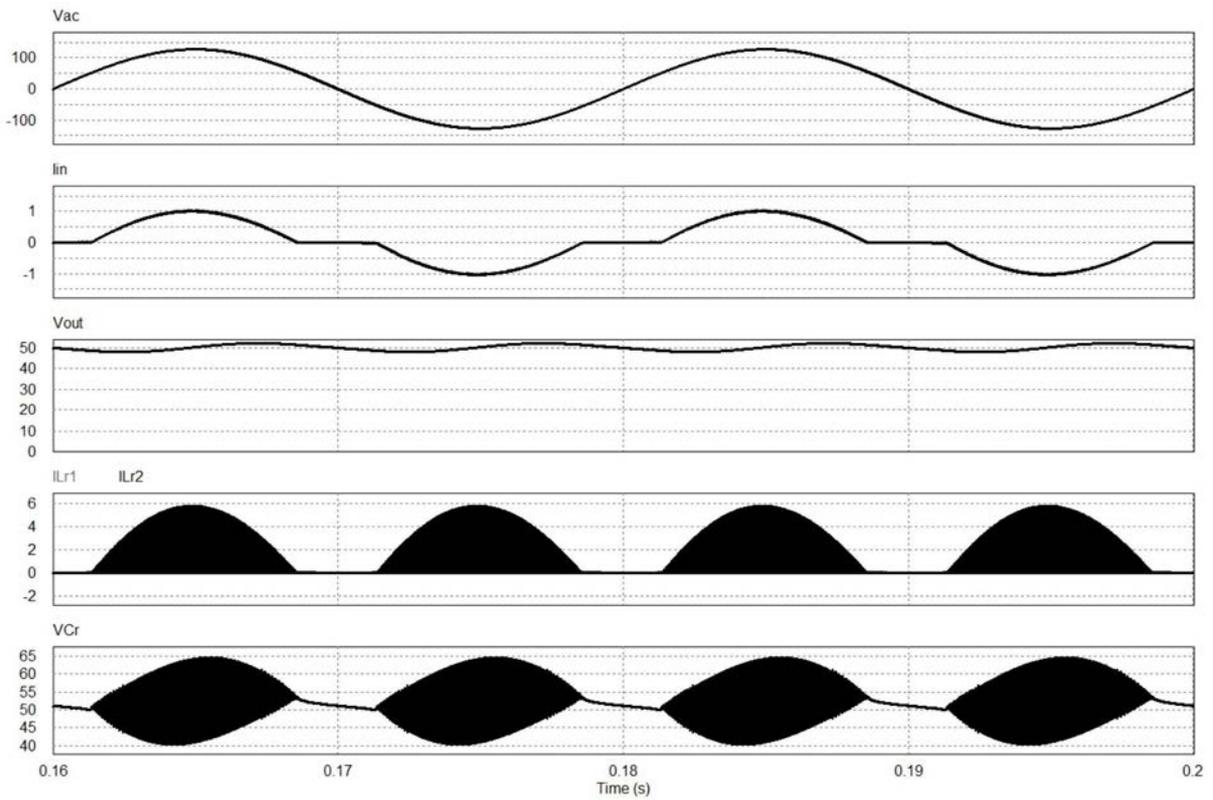


图7

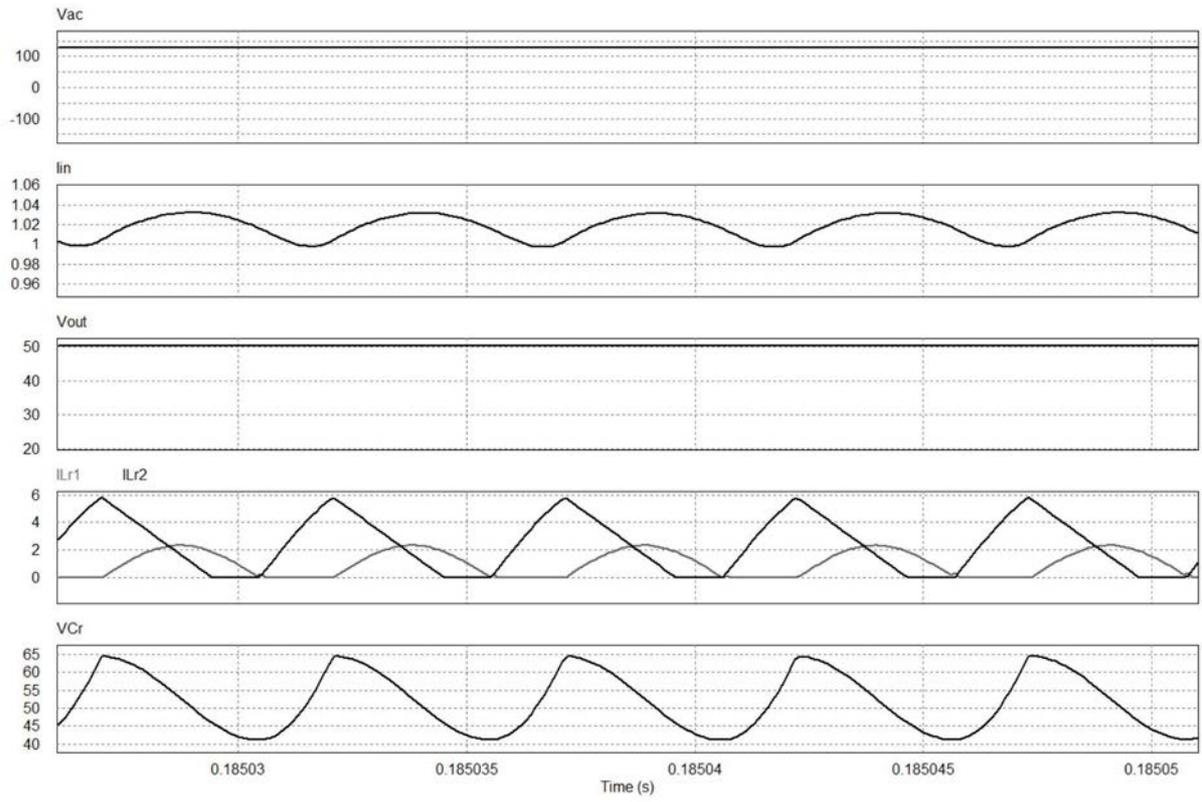


图8

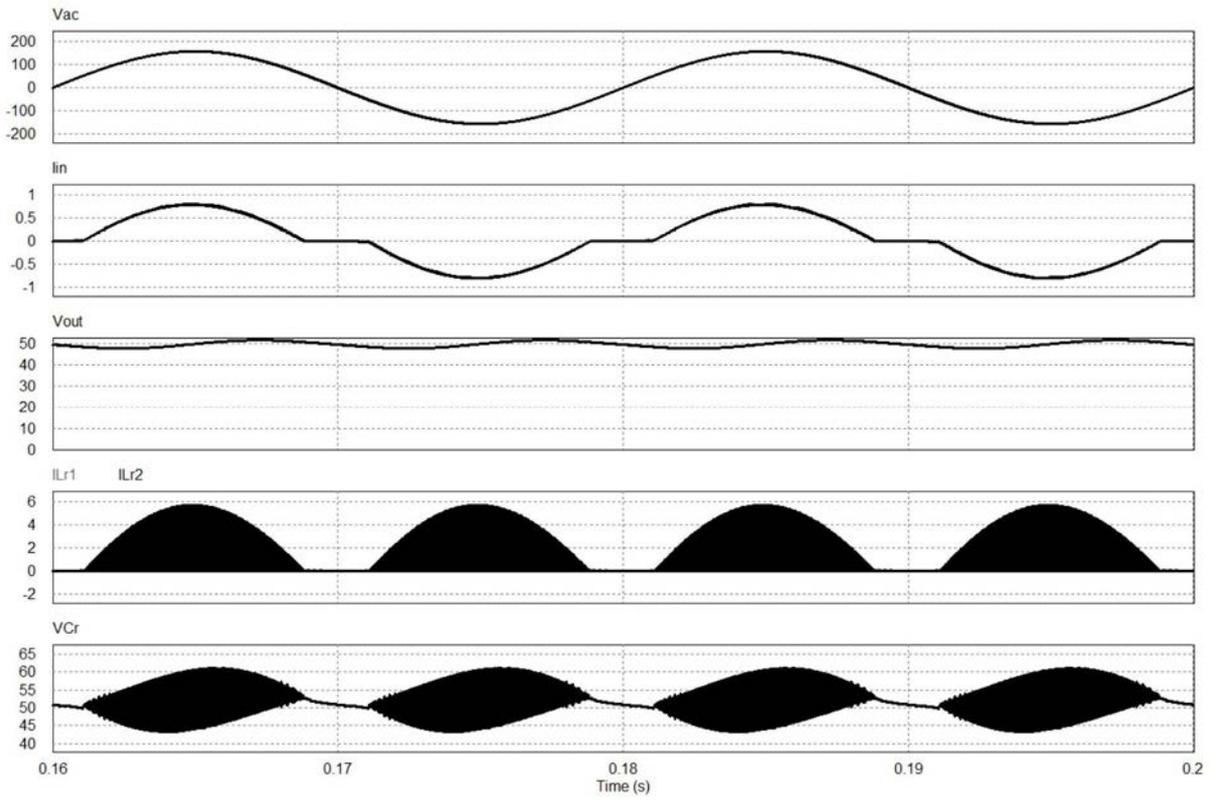


图9

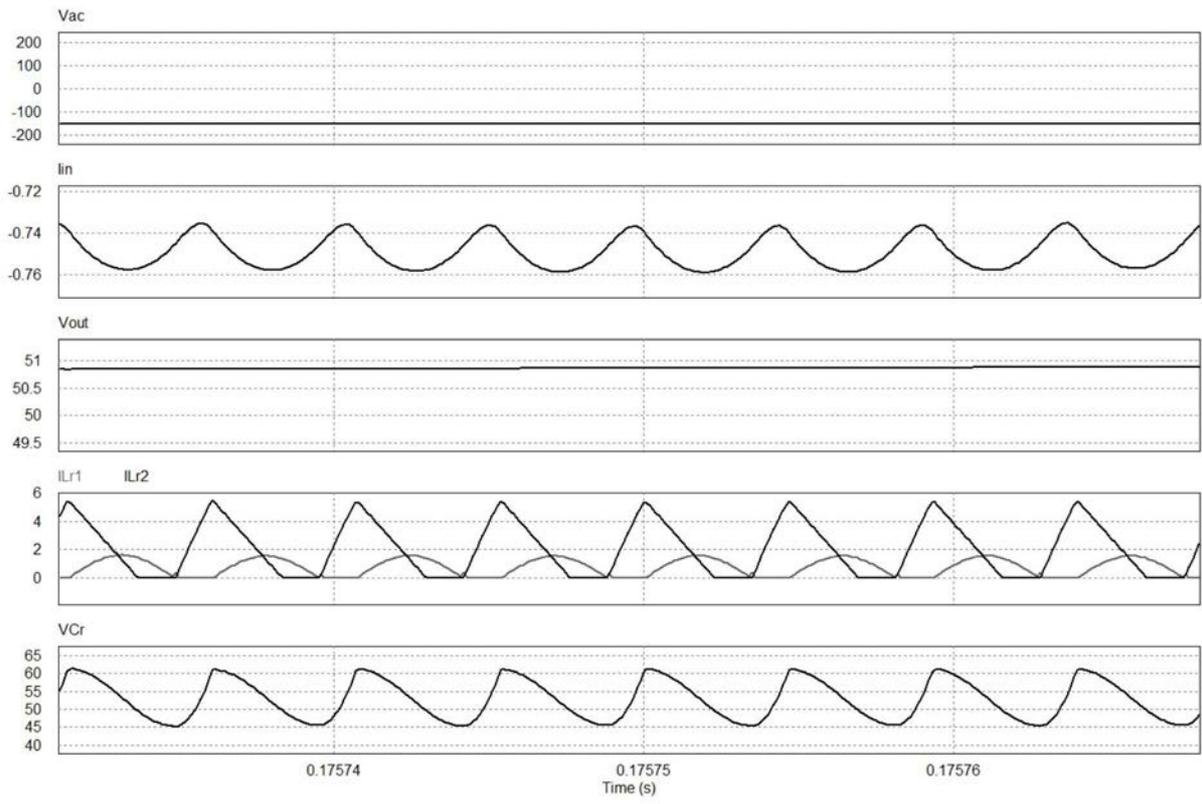


图10

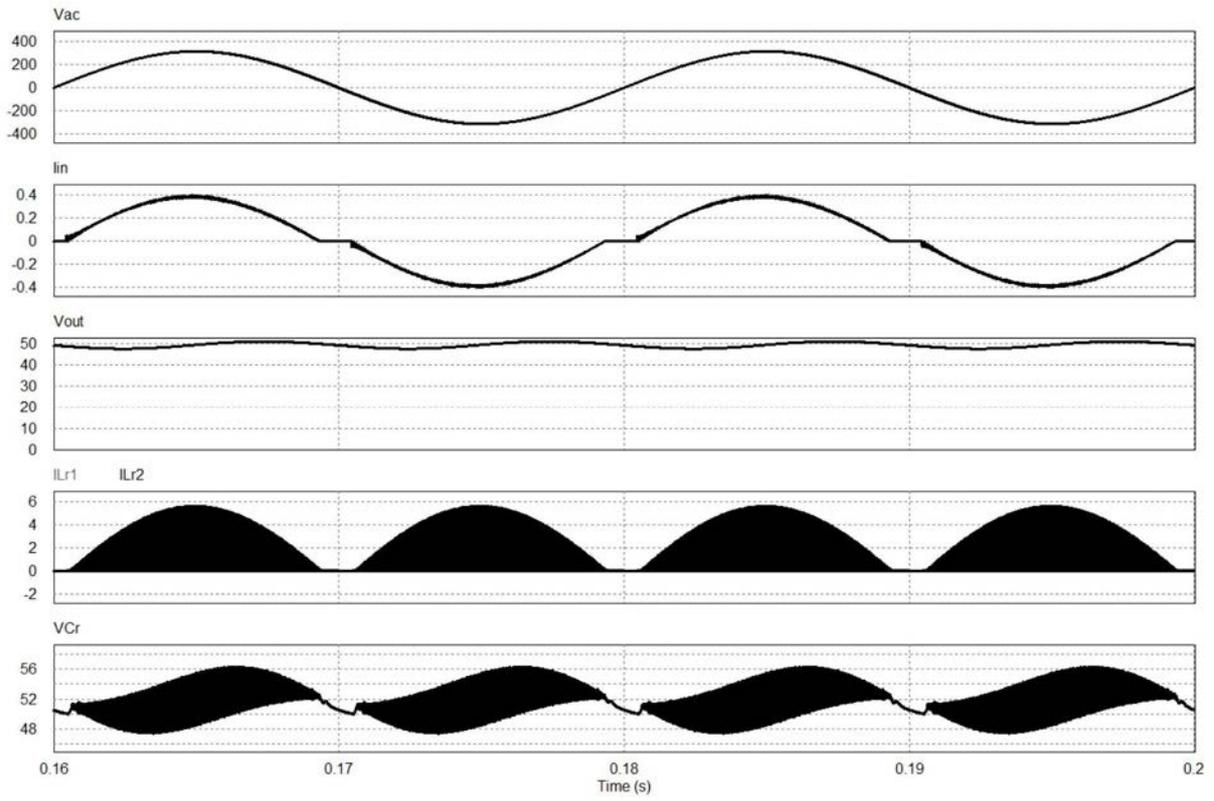


图11

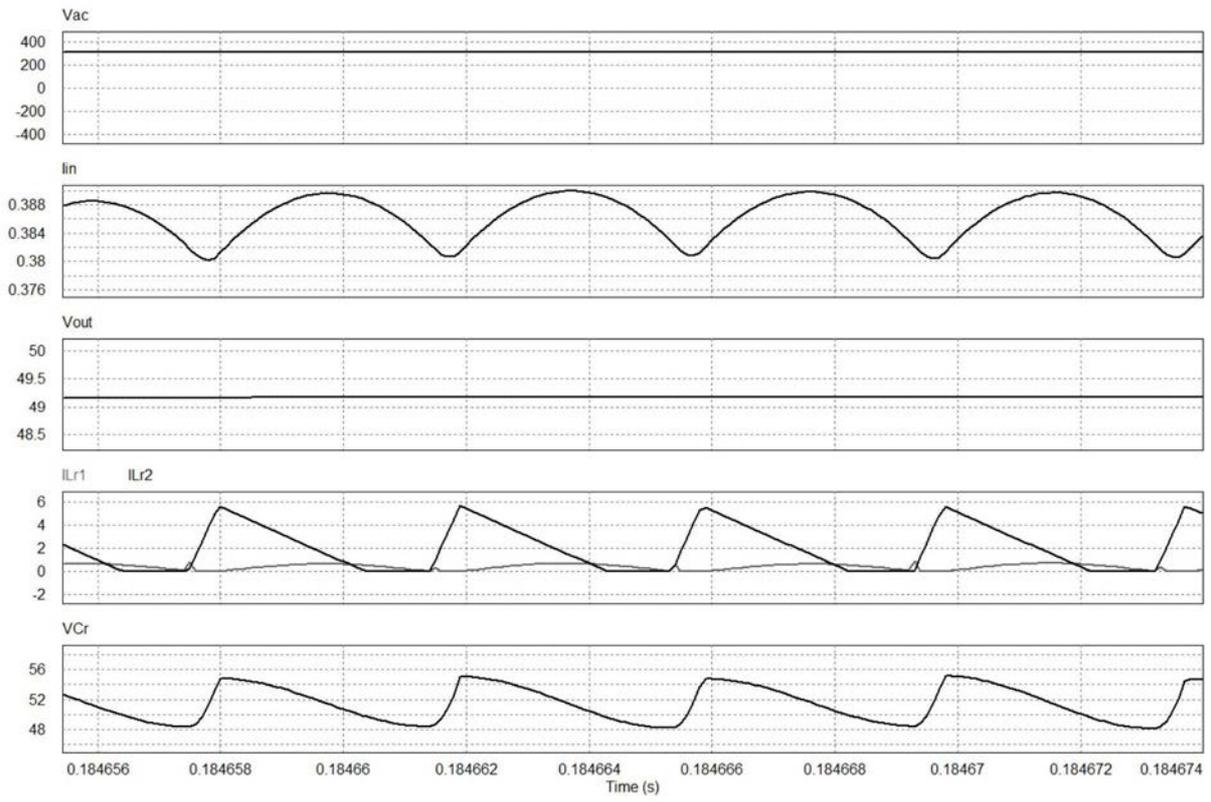


图12

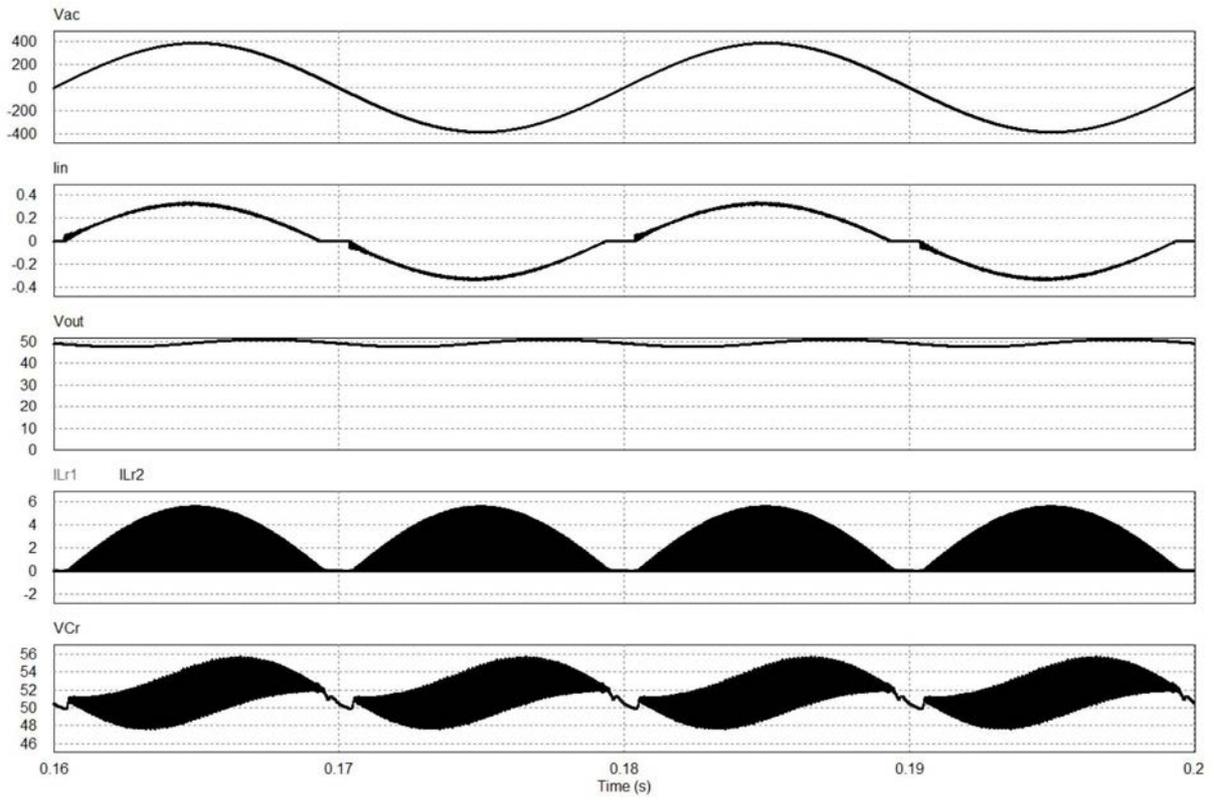


图13

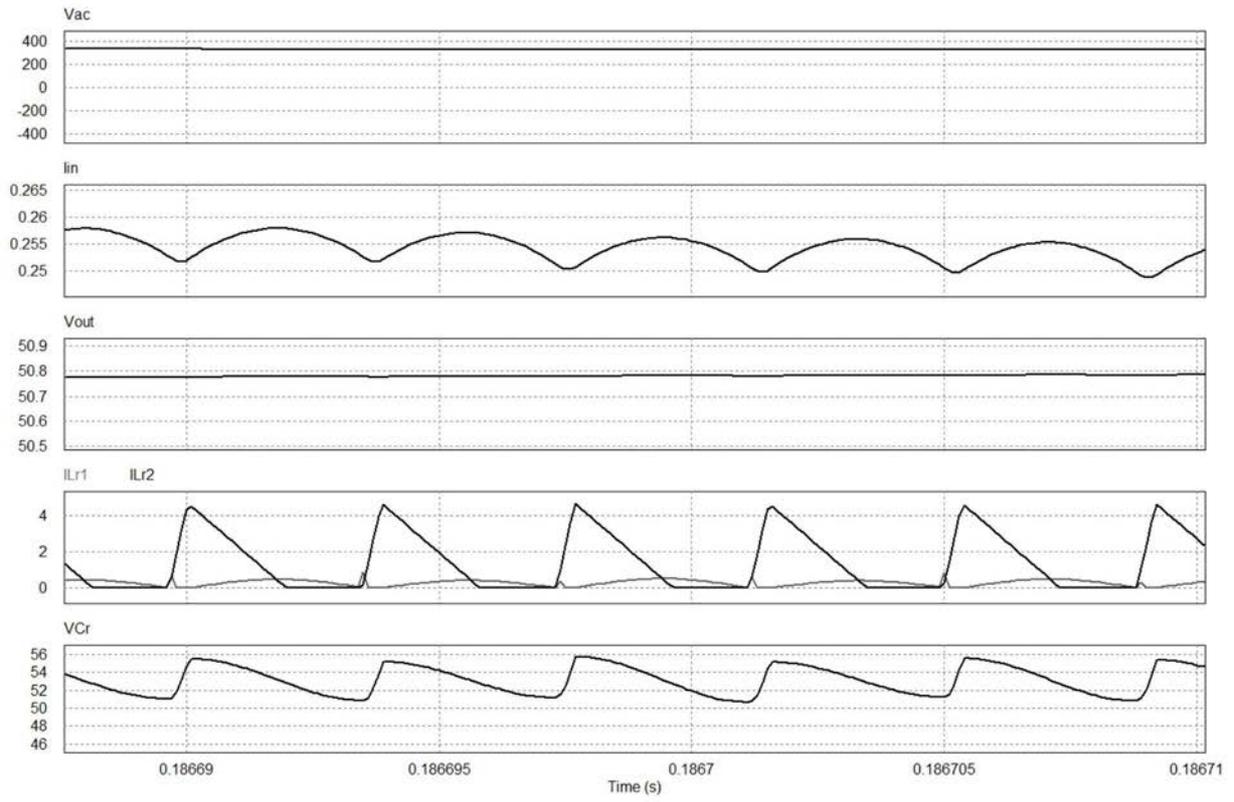


图14