

An Improved Buck Circuit

《电路原理》电路设计报告

2024.11.07 - 2024.12.31

目录

1 设计要求	2
2 脉冲发生器	2
2.1 脉冲发生器原理	2
2.2 脉冲发生器改进方案	3
3 Buck 电路	4
3.1 Buck 电路原理	4
3.2 Buck 改进方案 1	5
3.3 Buck 改进方案 2	7
4 仿真电性能测试	8
4.1 方案 1 仿真测试	8
4.2 方案 2 仿真测试	11
5 设计合理性检查	13
5.1 参数检查与设计修改	13
5.2 方案 3 仿真测试	14
6 实际电性能测试	15
6.1 方案 1 实际电路测试	15
6.2 方案 3 实际电路测试	16
7 最终成品电路	16
8 设计总结	16
附录 A 2N7000 Data Sheet	16
附录 B Matlab 源码	16

Buck 电路是一种开关型 DC-DC 变换器，用于将输入的（高）直流电压转换为输出（低）直流电压。在本次，我们将设计一个开关频率和占空比可调的 Buck 电路。其中，开关频率主要影响输出的正弦（三角）纹波大小，占空比可以控制输出电压大小。

需要注意的是，开关频率和占空比都可能影响电路的稳定性（如抗噪性能），实际使用时应做抗干扰测试，或者进一步改进后再使用。

1 设计要求

利用运算放大器 OPA 和 MOSFET 实现 Buck 电路，下面是具体的设计要求：

- (1) 输出电压 3.3 V，电压输出纹波比 $r = \frac{\Delta U_o}{U_{o,\text{ave}}} < 5\%$, $3.3 \text{ V} \times 5\% = 165 \text{ mV}$, 相当于 $\pm 82.2 \text{ mV}$;
- (2) 使用一个 +15 V 电源和一个 -15 V 电源供电；
- (3) MOSFET 型号为 2N7000；
- (4) 运放型号为 LM258N；
- (5) 整流二极管型号为 1N4001；
- (6) 电阻电容电感数量不限；最后的滤波电容最大值不超过 $470 \mu\text{F}$, 电感最大值不超过 2 mH , 作为最后负载电阻不要小于 $2 \text{ k}\Omega$ ；
- (7) 电感非理想，所以需要测试电感的 Q 值和 DCR (Direct Current Resistance)，仿真时将 DCR 考虑进去；
- (8) 电容非理想，所以需要测试电容的 ESR (Equivalent Series Resistance) 和；
- (9) 实验报告里面包含原理说明、设计的电路图、仿真结果、实际电路照片、实际电路测试结果及分析。

2 脉冲发生器

2.1 脉冲发生器原理

Buck 电路中最关键的无疑是 MOS 的开关作用，为了能产生提供给 MOSFET 的脉冲电压，我们先讨论脉冲发生器 (Pulse Generator)，典型的脉冲发生器如下图所示：

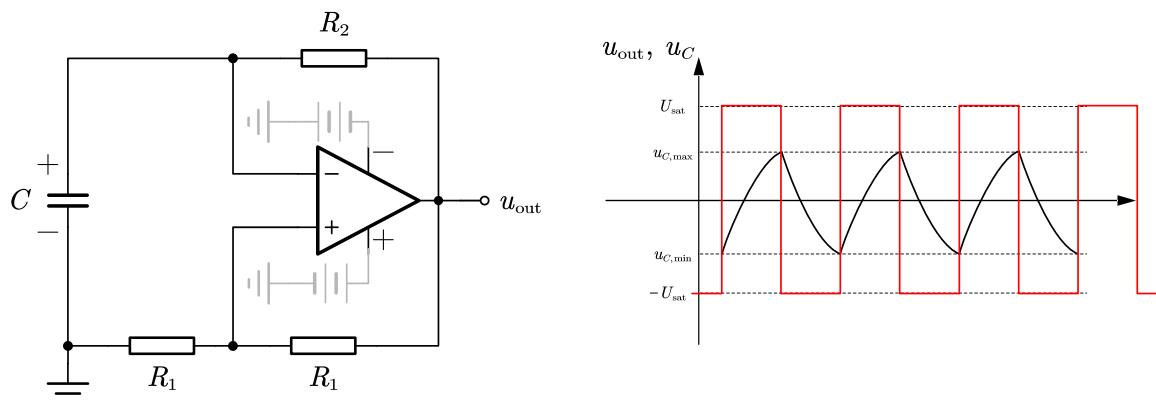


图 1: 典型脉冲发生器 (Typical Pulse Generator)

为 OPA 提供 +15 V 和 -15 V 电压，记 OPA 饱和电压为 $\pm U_{\text{sat}}$ 。设 $t = 0$ 时 $u_C < 0$ 位于最小值，处于上升阶段，则此时 $U_o = +U_{\text{sat}}$ ，当 u_C （也即 u_- ）上升到 $u_+ = \frac{R_1}{R_1+R_2} U_{\text{sat}} = 0.5 U_{\text{sat}}$ 并超过它的瞬间，OPA 输出突变为 $-U_{\text{sat}}$, u_C 进入下降阶段。

同理，在下降阶段， $U_o = -U_{\text{sat}}$ 。当 u_C 下降到 $u_+ = -\frac{R_1}{R_1+R_2} U_{\text{sat}} = -0.5 U_{\text{sat}}$ 并低于它的瞬间，OPA 输出突变为 $+U_{\text{sat}}$, u_C 进入上升阶段。如此循环往复，即可得到脉冲信号。由于上升和下降过程完全对称，脉

冲占空比恒为 50 % 不变，且周期为：

$$T = 2R_2C \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_f} \right) = 2R_2C \ln 3, \quad f = \frac{1}{T} \quad (1)$$

为了方便参考，我们也给出 OPA 正负电源分别接 V_{DD} 和 V_{SS} 时的脉冲周期：

$$T = 2R_2C \ln \left(\frac{1 - \frac{V_{SS}}{V_{DD}} \cdot \frac{R_f}{R_f + R_1}}{1 - \frac{R_f}{R_f + R_1}} \right), \quad f = \frac{1}{T} \quad (2)$$

2.2 脉冲发生器改进方案

显然，占空比恒为 50 % 会使 Buck 电路输出电压恒为 $0.5U_S$ ，这无法满足我们的需求，需要改进脉冲发生器。改进方案如图 3 所示。

在图 3 中，我们将 R_f 换为滑动变阻器（可调电阻），并在 R_2 与电容之间加入二极管与滑动变阻器 R_k 的并联，这样便可以通过 R_f 调节电容电压振荡的幅度，从而调节脉冲频率，同时又能通过 R_k 与二极管的并联，实现上升下降阶段有不同的时间常量 τ ，以此来调节脉冲占空比。

设二极管导通电阻 R_D ，改进的脉冲发生器占空比 k 和周期 T 为（为 OPA 提供 +15 V 和 -15 V 电压）：

$$k = \frac{1}{1 + \frac{R_2 + R_D \parallel R_k}{R_2 + R_k}}, \quad T = (2R_2 + R_k + R_D \parallel R_k) C \ln \left(1 + \frac{2R_f}{R_1} \right), \quad f = \frac{1}{T} \quad (3)$$

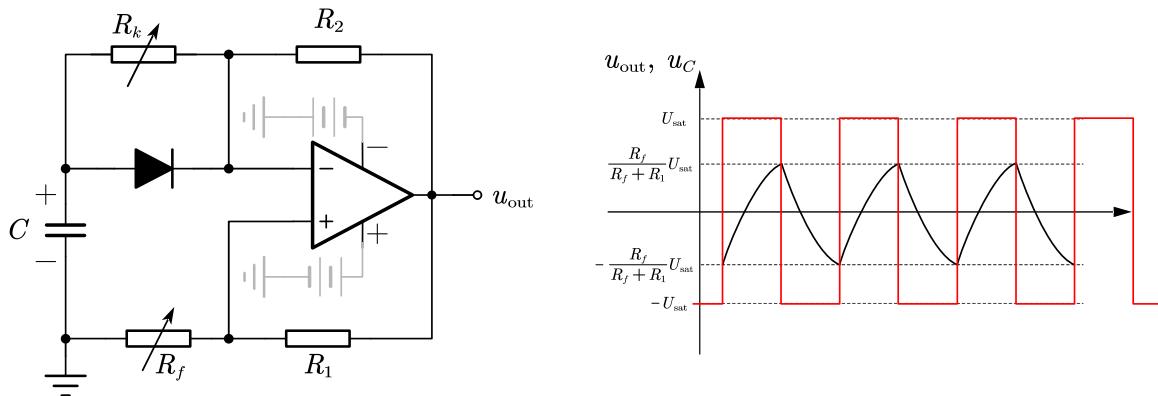
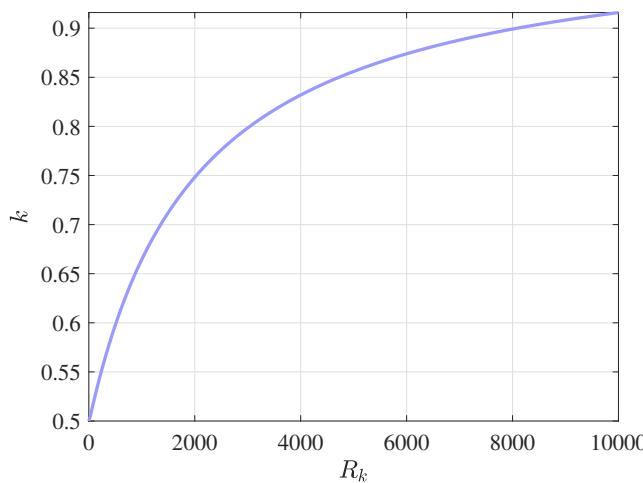
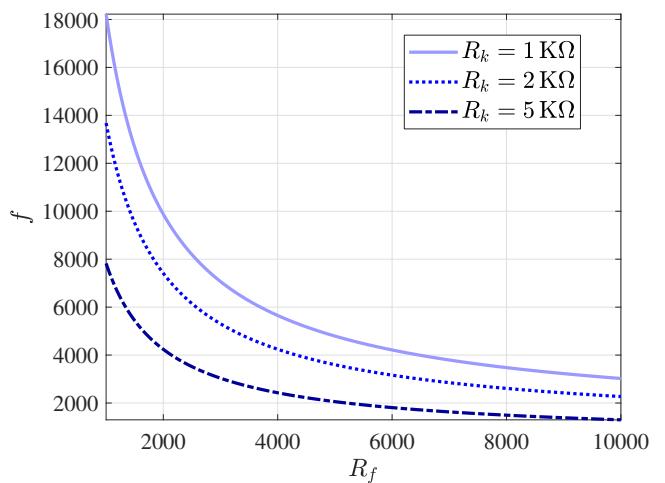


图 2: 改进的脉冲发生器 (Improved Pulse Generator)



(a) 占空比 k 关于 R_k 的变化情况



(b) 频率 f 关于 R_f 的变化情况

图 3: 改进后的脉冲发生器

为了直观感受 R_k 对占空比的调节作用和 R_f 对频率的调节作用，我们作出占空比 k 关于 R_k 变化的图像，以及频率 f 关于 R_f 变化的图像。令 $R_2 = 1 \text{ K}\Omega$, $R_D = 10\Omega$, 则占空比如图 3 (a) 所示；再令 $C = 100 \text{ nF}$, $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$, 作出频率变化如图 3 (b) 所示。

3 Buck 电路

3.1 Buck 电路原理

图 4 是一个典型的 Buck 电路：

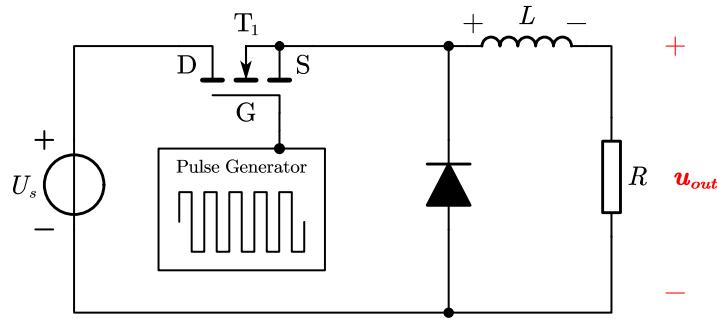


图 4: 典型 Buck 电路 (Typical Buck Circuit)

我们只考虑电路达到稳定工作状态时的情况，即输出电压在平均值附近小范围摆动。为了推导其工作原理，先作出一些必要的假设：

- (1) 经过可接受的启动时间后，电路能够达到稳定输出状态，此时输出电压在均值附近小幅振荡；
- (2) MOSFET 可视为 Switch-Resistor Model，且导通电阻极小（相比于 $\text{K}\Omega$ 量级）：这意味着电路其它电阻在 $\text{K}\Omega$ 级别，且 MOSFET 各级电压满足：

$$u_{GS} > U_T \quad \text{and} \quad u_{GD} > U_T \quad (4)$$

- (3) 二极管可视为 Switch-Source-Resistor Model，且导通电阻极小（相比于 $\text{K}\Omega$ 量级）；
- (4) MOSFET 开关周期远小于电感时间常量 τ ，即 $T \ll \tau$ ，这等价于开关频率 $f \gg \frac{1}{\tau}$ ，此时输出纹波可近似视为三角波（或正弦波）；
- (5) MOSFET 开关频率不高于 500 KHz，以避免高频状态下元件性能异常，此时可不考虑高频效应。

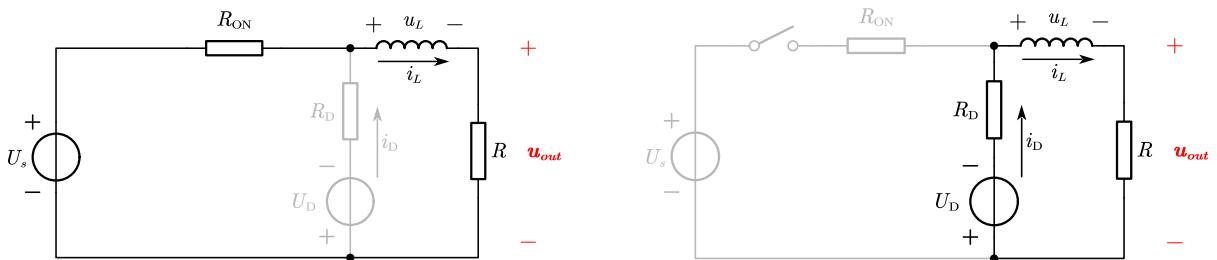


图 5: Buck Circuit 等效电路

设脉冲频率为 f , 占空比为 k , 一个周期 T 分为高电平 T_{ON} 和低电平 T_{OFF} 。下面作具体的推导。设 $t = 0$ 时, MOSFET 的 G 级接收到高电平脉冲信号, MOSFET 导通, 等效电路如图 5 (a) 所示。此时电感电流应为

最小值, 设其为 $(i_L)_{\min}$, 稳态值是 $\frac{U_s}{R+R_L+R_{ON}}$, 由三要素法, 有:

$$i_L(t) = (i_L)_{\min} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{ON}}} + \frac{U_s}{R+R_L+R_{ON}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{ON}}}\right) \Rightarrow \quad (5)$$

$$i_L(t) = \left[(i_L)_{\min} - \frac{U_s}{R+R_L+R_{ON}} \right] \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{ON}}} + \frac{U_s}{R+R_L+R_{ON}}, \quad \tau_{ON} = \frac{L}{R+R_L+R_{ON}} \quad (6)$$

经过 T_{ON} 时间, MOSFET 关断, 则 $[0, T_{ON}]$ 时间段内的电感电流增量为:

$$(\Delta i_L)_{ON} = \left[(i_L)_{\min} - \frac{U_s}{R+R_L+R_{ON}} \right] \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_{ON}}{\tau_{ON}}}\right), \quad \tau_{ON} = \frac{L}{R+R_L+R_{ON}} \quad (7)$$

类似的思路, 设 $t = 0$ 时, MOSFET 的 G 级接收到低电平脉冲信号, MOSFET 关断, 等效电路如图 5 (b)。此时电感电流应为最大值, 设其为 $(i_L)_{\max}$, 由于二极管存在导通压降 U_D , 电流“稳态值”是 $-\frac{U_D}{R+R_L+R_D}$, 由三要素法, 有:

$$i_L(t) = (i_L)_{\max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{OFF}}} - \frac{U_D}{R+R_L+R_D} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{OFF}}}\right) \Rightarrow \quad (8)$$

$$i_L(t) = \left[(i_L)_{\max} + \frac{U_D}{R+R_L+R_D} \right] \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{OFF}}} - \frac{U_D}{R+R_L+R_D}, \quad \tau_{OFF} = \frac{L}{R+R_L+R_D} \quad (9)$$

经过 T_{OFF} 时间, MOSFET 又导通, 则 $[0, T_{OFF}]$ 时间段内的电感电流增量为:

$$(\Delta i_L)_{OFF} = \left[(i_L)_{\max} + \frac{U_D}{R+R_L+R_D} \right] \cdot \left(1 - e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_{OFF}}}\right) \quad (10)$$

电路输出达到稳态, 所以应有 $(\Delta i_L)_{ON} + (\Delta i_L)_{OFF} = 0$, 简记 $e_{ON} = e^{-\frac{T_{ON}}{\tau_{ON}}}$ 和 $e_{OFF} = e^{-\frac{T_{OFF}}{\tau_{OFF}}}$, 得到:

$$(i_L)_{\max} = \frac{U_s}{R+R_L+R_{ON}} \cdot \frac{1-e_{ON}}{1-e_{ON}e_{OFF}} - \frac{U_D}{R+R_L+R_D} \quad (11)$$

$$(i_L)_{\min} = e_{OFF} (i_L)_{\max} = \frac{U_s}{R+R_L+R_{ON}} \cdot \frac{e_{OFF}-e_{ON}e_{OFF}}{1-e_{ON}e_{OFF}} - \frac{e_{OFF}U_D}{R+R_L+R_D} \quad (12)$$

$$\Delta i_L = (1-e_{OFF}) (i_L)_{\max} = \frac{U_s}{R+R_L+R_{ON}} \cdot \frac{(1-e_{ON})(1-e_{OFF})}{1-e_{ON}e_{OFF}} - \frac{U_D(1-e_{OFF})}{R+R_L+R_D} \quad (13)$$

由于功率损耗发生在二极管导通电阻 R_D 、压降 U_D 和 MOSFET 导通电阻 R_{ON} 上, 我们可以进一步计算功率损耗和转化效率:

$$P_{loss} = k (i_L)_{average}^2 R_{ON} + (1-k) (i_L)_{average}^2 R_D + (1-k) (i_L)_{average} U_D \quad (14)$$

$$= (i_L)_{average}^2 [kR_{ON} + (1-k)R_D] \quad (15)$$

$$\Rightarrow \eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} = \frac{(u_o)_{average}}{(u_o)_{average} + (i_o)_{average} [kR_{ON} + (1-k)R_D + (1-k)U_D]} \quad (16)$$

如果取近似 $(u_o)_{average} = kU_s$, $(i_o)_{average} = \frac{kU_s}{R}$, 则转化效率为:

$$\eta = \frac{R}{R+kR_{ON}+(1-k)R_D+\frac{(1-k)U_D}{kU_s}R} \quad (17)$$

3.2 Buck 改进方案 1

一方面, 上面的电路, 输出电压纹波比 $r = \frac{\Delta U_o}{U_{o,ave}}$ 可能较大; 另一方面, 二极管的导通压降 U_D 可能使电路效率明显降低 (尤其在输出低电平时)。改进方案见图 6。

在图 6 中, 一方面, 我们在输出加一个较大的电容 C , 这可以明显降低输出纹波幅度; 另一方面, 我们用另一个 MOSFET 来替代二极管 D, 此 MOSFET 的 G 级由脉冲信号经过反相器得到, 这样相当于将二极管的导通压降 U_D 降低为 0, 同时将 R_D 换为 R_{ON} , 既可以避免压降 U_D 带来的占空比失调, 也可以提高电路的转化效率。

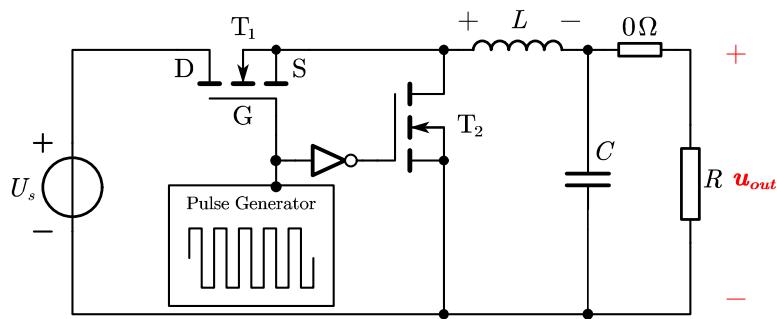


图 6: Buck 改进方案 1

另外，我们在输出端串联了一个 0Ω 电阻，这使得我们可以方便地串入小电阻（示波器测电压）或电流表来测量输出电流。改进之后，开关 MOS 导通与不导通时的等效电路如下图：

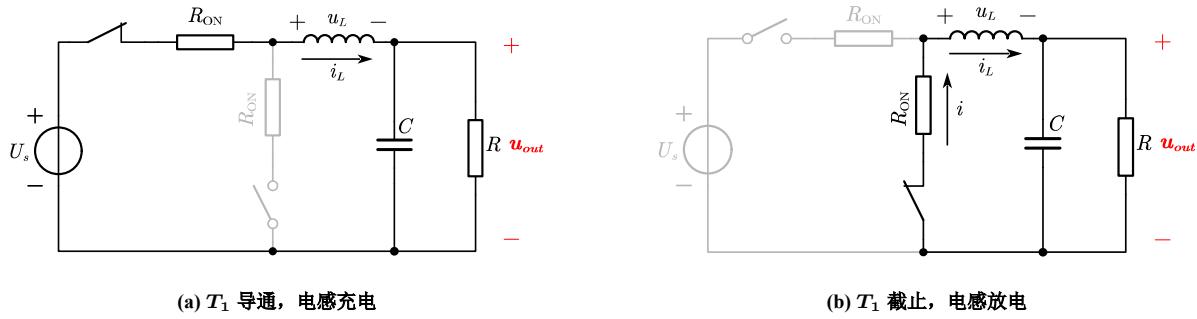


图 7: 改进方案 1 等效电路

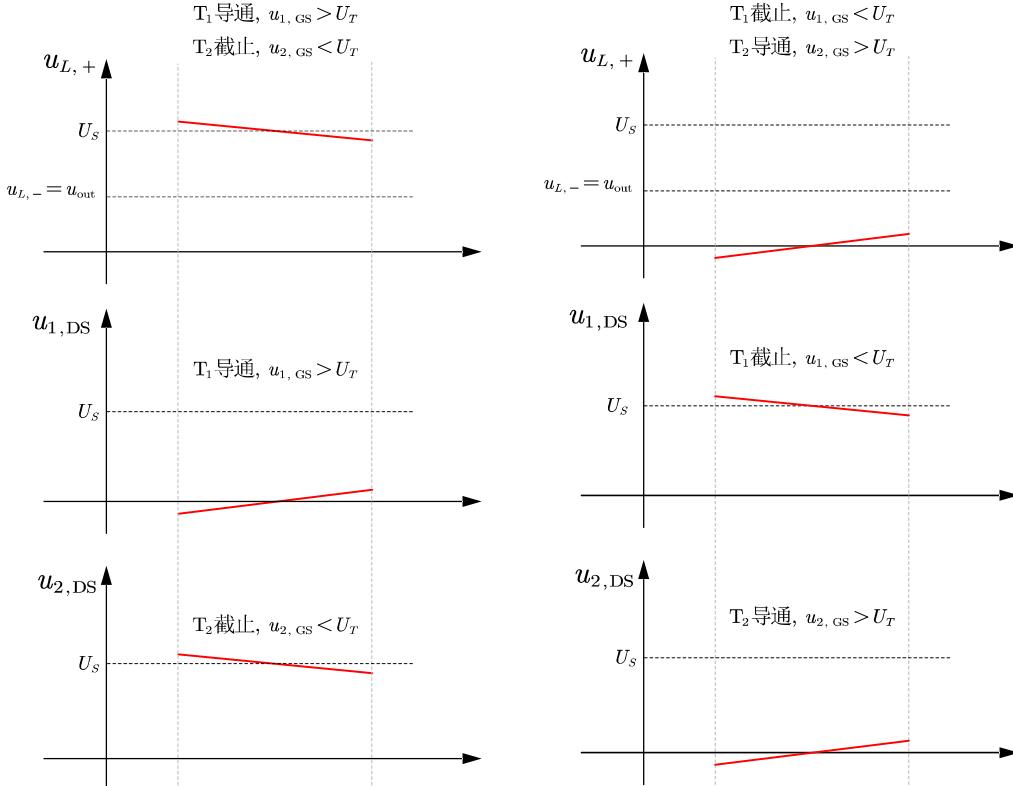


图 8: 改进方案 1 中各元件电压波形

作出两种状态下的各元件电压波形，如图 8 所示。稳定工作时，可分为两种状态。记开关 MOS 为下面

以输出负端 $u_{o,-}$ 为电压参考点, 定性地分析两种状态下的电路行为:

- (1) 开关 MOS (T_1) 导通: 此时二极管 MOS (T_2) 截止, 电路如图 ?? (a)。 $u_{L,+}$ 维持在 u_{out} 附近, 电感正端 (即 T_2 D 极) $u_{L,+} = u_{2,DS}$ 在 U_S 附近小幅下降 (近似线性), 这使得 T_1 的 DS 电压 $u_{1,DS}$ 在 0 附近小幅线性上升 (从负到正);
- (2) 开关 MOS (T_1) 截止: 此时二极管 MOS (T_2) 导通, 电路如图 ?? (b)。 $u_{L,-}$ 仍维持在 u_{out} 附近, 电感正端 (即 T_2 D 极) $u_{L,+} = u_{2,DS}$ 在 0 附近小幅线性上升 (从负到正), T_1 的 DS 电压 $u_{1,DS}$ 在 U_S 附近小幅线性下降;

3.3 Buck 改进方案 2

如果想进一步降低输出纹波, 可考虑下图所示的改进方案:

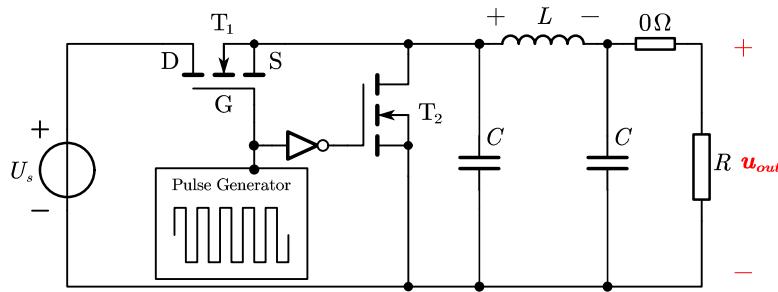


图 9: Buck Circuits 改进方案 2

与第一种方案相比, 这种方案只是将 LC 滤波换为了 $CLC \pi$ 型滤波, 看似变化不大, 实则从原理层面作了改变。

由于 T_2 两端并联了较大的电容 C , 它 DS 间的电压 $u_{2,DS}$ 无法发生突变, 经过半定量推导可知 $u_{2,DS}$ 会在 u_{out} 附近以锯齿波形小幅振荡。同理, T_1 的 DS 电压 $u_{1,DS}$ 在 $(U_S - u_{out})$ 附近以锯齿波形小幅振荡。

也就是说, 如果想采用此种电路, 便需要 MOSFET 在 $\max\{u_{out}, U_s - u_{out}\}$ 能正常工作, 对元件的要求比较高, 2N7000 不能满足此要求, 需要另选其他型号。

从右图中的电压波形可以看到, 各元件的工作方式发生了根本性的改变。

虽然对元件要求高, 但这样带来的收益也是极高的, 在后文的仿真性能测试中, 我们将看到, CLC 滤波可以将输出电压纹波降至 1 mV 以下, 达到 0.030 % 的纹波率。

此改进方案的等效电路如图 11 所示。

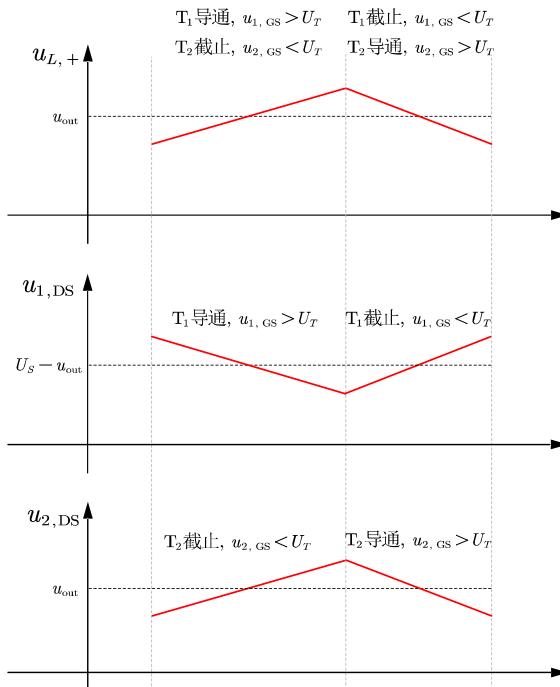


图 10: 改进方案 2 中各元件电压波形

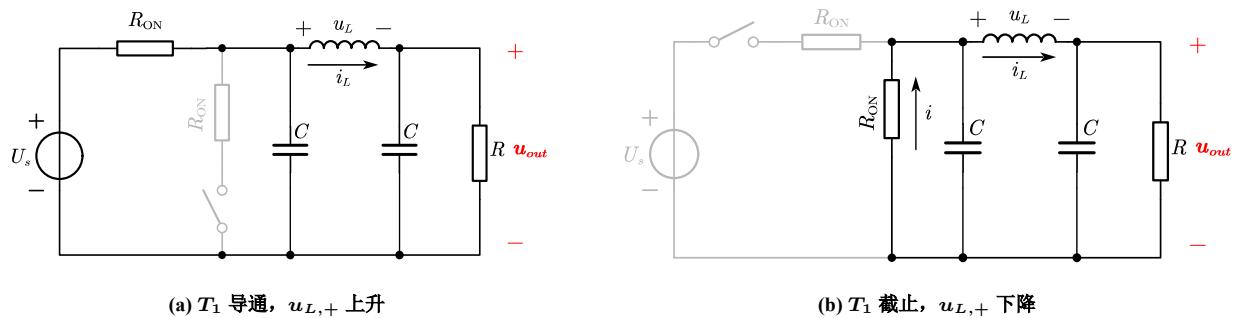


图 11: 改进方案 2 等效电路

4 仿真电路性能测试

4.1 方案 1 仿真测试

如图 12 搭建仿真电路，选取负载电阻 $R = 5 \text{ k}\Omega$ ，电路各元件的参数见图中标注，需要强调的是 $R_k = 2350 \Omega$ 、 $R_f = 2.2 \text{ k}\Omega \sim 2.6 \text{ k}\Omega$ 。后文进行仿真电路的性能测试。

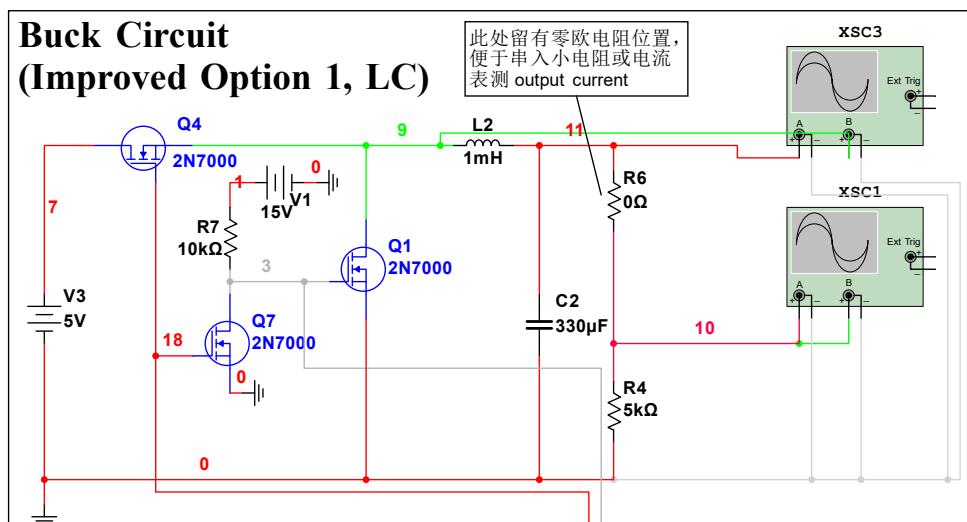


图 12: Buck Circuit 方案 1 仿真电路

4.1.1 方案 1 输出性能

3.3 V 工作点性能:

- (1) 输出电压: 3.320 V ($\pm 17 \text{ mV}$, $r = 0.5120\%$), 此时 $R_k = 2350 \Omega$ 、 $R_f = 2.6 \text{ K}\Omega$, 详见图 13;
- (2) 启动时间: 13 ms, 20 ms 后完全稳定, 详见图 19。

极限性能测试:

- (1) 最小输出电压: 2.117 V ($\pm 5.0 \text{ mV}$, $r = 0.2362\%$), 此时 $R_k = 0$ 、 $R_f = 2.2 \text{ K}\Omega$;
- (2) 最大输出电压: 4.26 V ($\pm 62.4 \text{ mV}$, $r = 1.4648\%$), 此时 $R_k = 10 \text{ K}\Omega$ 、 $R_f = 2.4 \text{ K}\Omega$;

4.1.2 方案 1 工作点各元件电压波形

下面是各元件在工作点的电压波形:

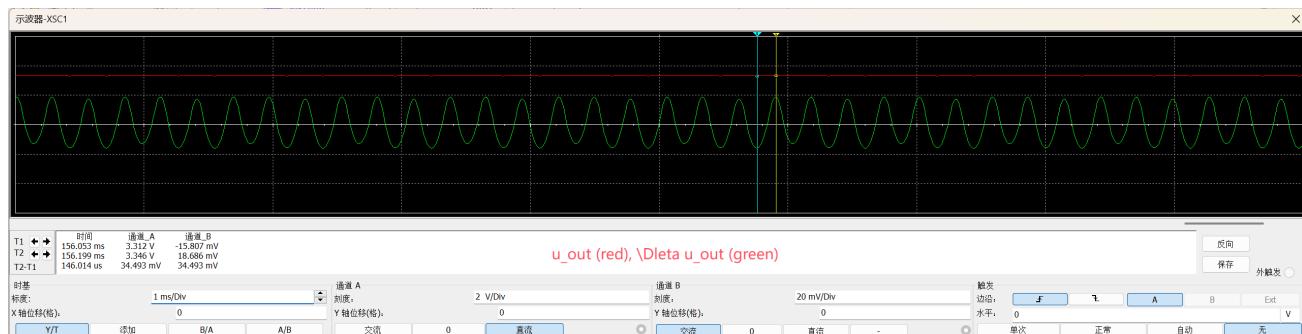


图 13: 输出电压 u_{out}



图 14: MOS T_1 电压



图 15: MOS T_2 电压

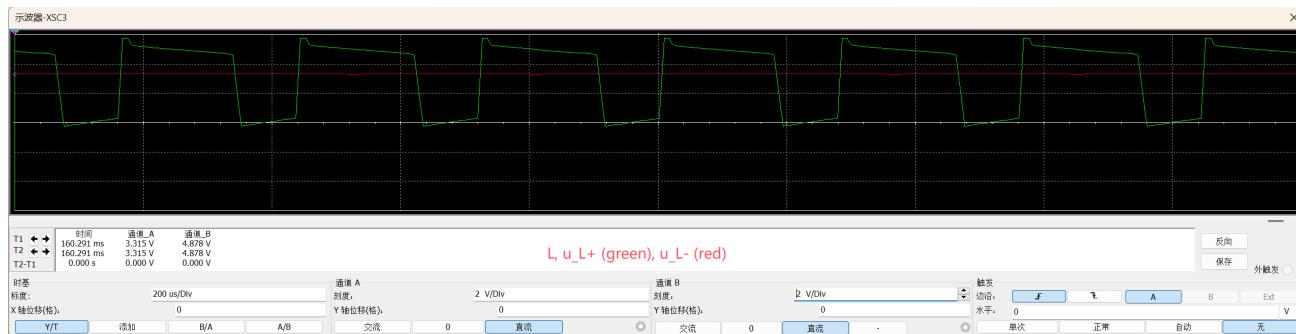
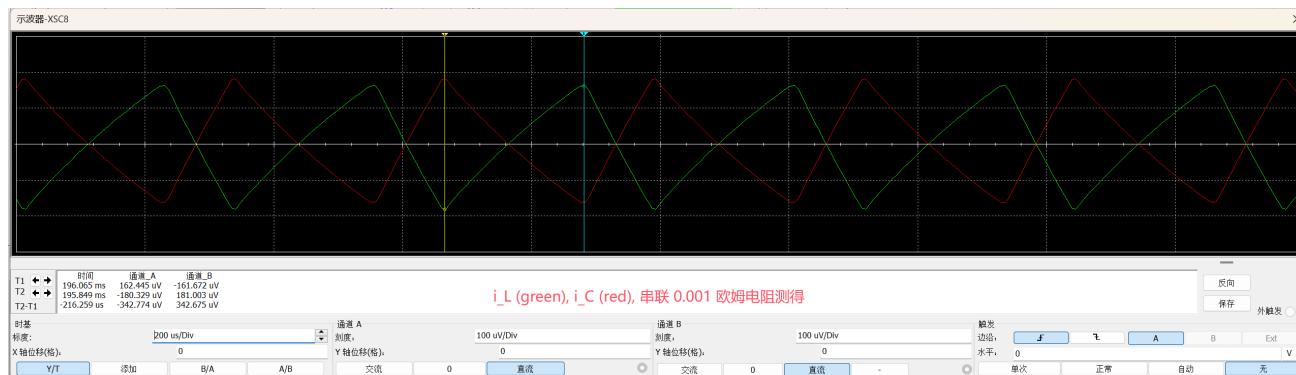
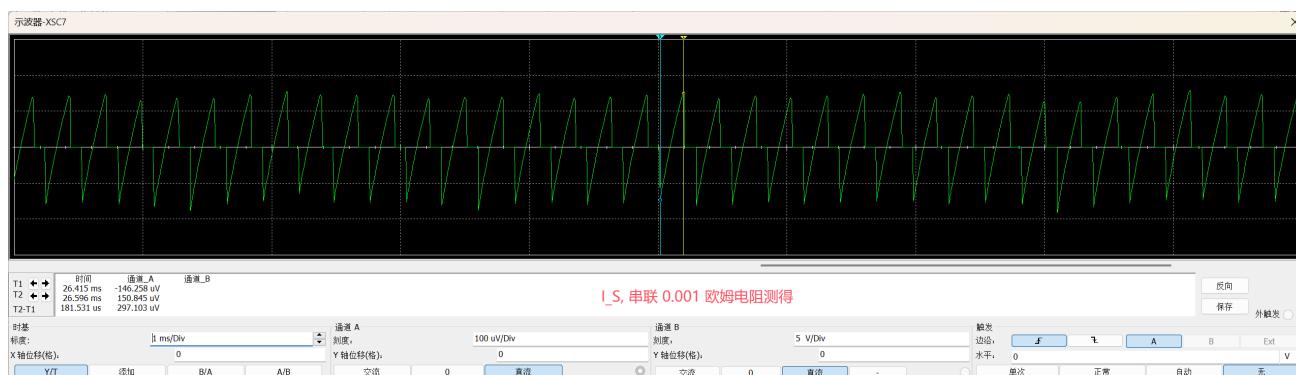
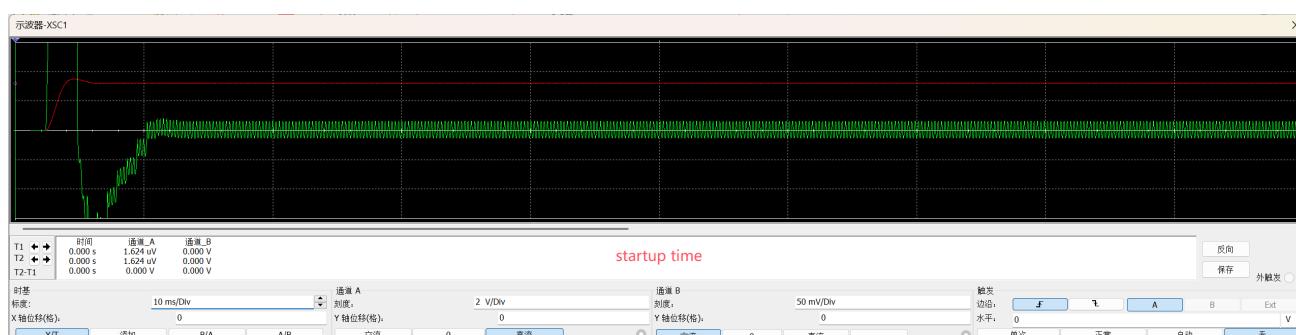
图 16: 电感电压 u_L 图 17: 电感电流 i_L 和电容电流 i_C (从下向上)图 18: 电压源输出电流 I_S 

图 19: 电路启动时间

4.2 方案 2 仿真测试

如图 20 搭建仿真电路，同样选取负载电阻 $R = 5 \text{ K}\Omega$ ，电路各元件的参数见图中标注，需要强调的是 $R_k = 2520 \Omega$ 、 $R_f = 3.2 \text{ K}\Omega$ 。后文进行仿真电路的性能测试。

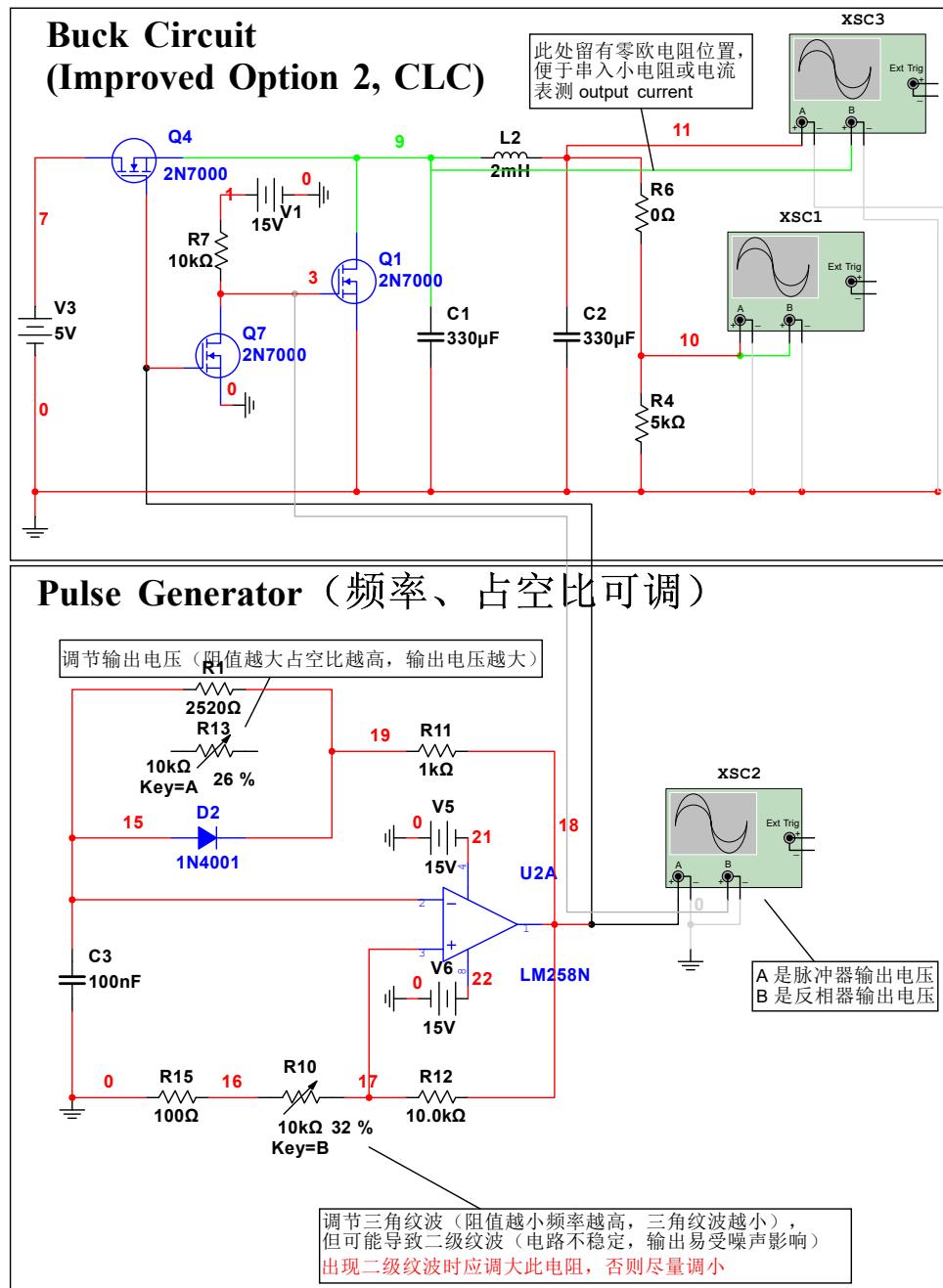


图 20: Buck Circuit 方案 2 仿真电路

4.2.1 输出性能

4.2.2 各元件电压波形

3.3 V 工作点性能测试：

(1) 输出电压：3.308 V ($\pm 0.678 \text{ mV}$, $r = 0.0205\%$)，此时 $R_k = 2520\Omega$ 、 $R_f = 3.2 \text{ K}\Omega$ ，详见图 21；

(2) 启动时间：35 ms, 40 ms 后完全稳定，详见图 26；

极限性能测试：

- (1) 最小输出电压: 1.895 V (± 0.252 mV, $r = 0.0133\%$), 此时 $R_k = 0$ 、 $R_f = 5.2 \text{ K}\Omega$;
- (2) 最大输出电压: 4.252 V (± 8.87 mV, $r = 0.2086\%$), 此时 $R_k = 10 \text{ K}\Omega$ 、 $R_f = 2.6 \text{ K}\Omega$;

4.2.3 方案 2 工作点各元件电压波形

下面是各元件在工作点的电压波形:

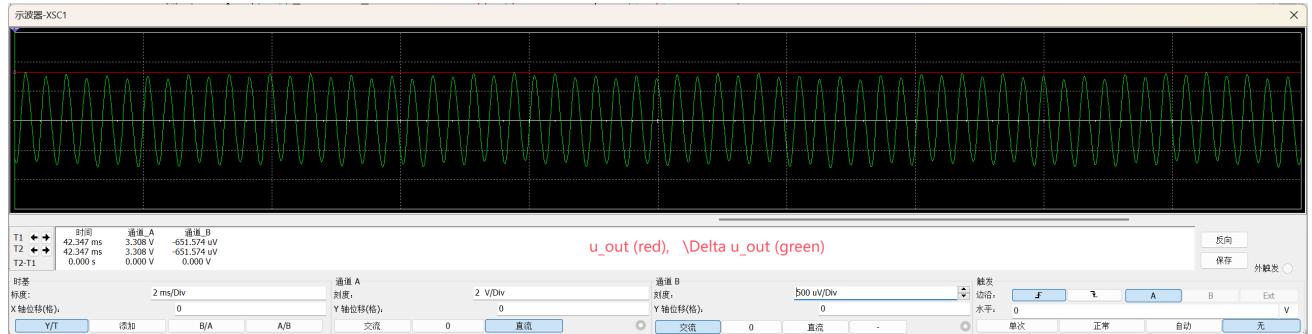


图 21: 输出电压 u_{out}

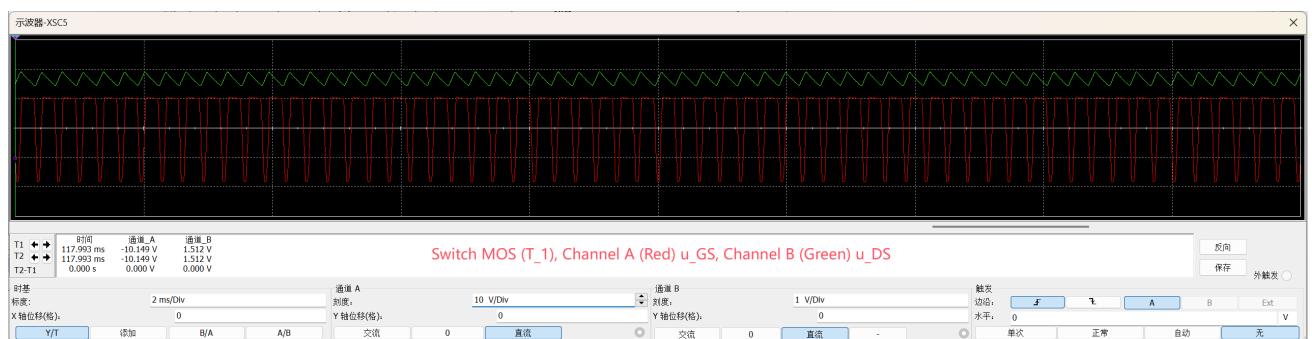


图 22: MOS T_1 电压

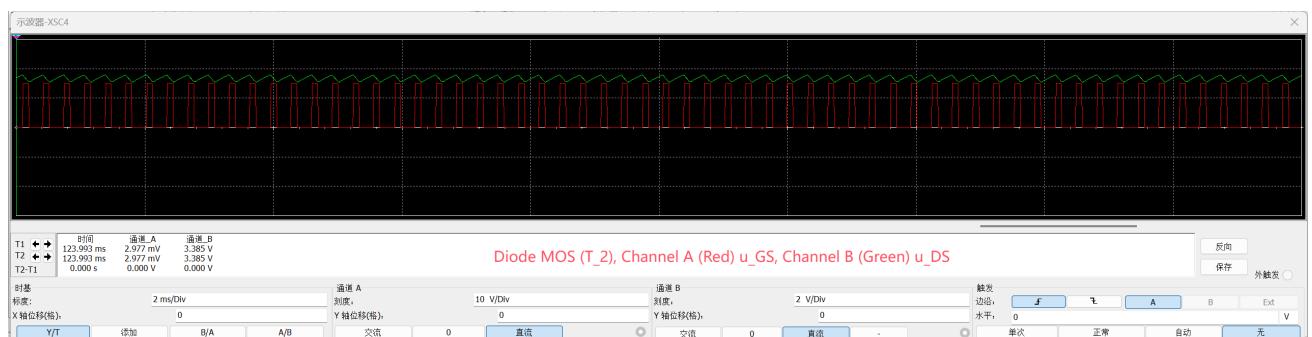


图 23: MOS T_2 电压

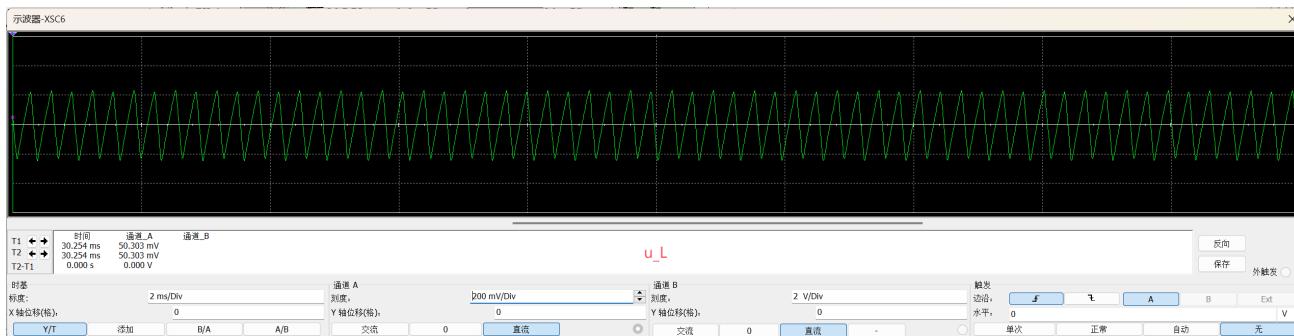
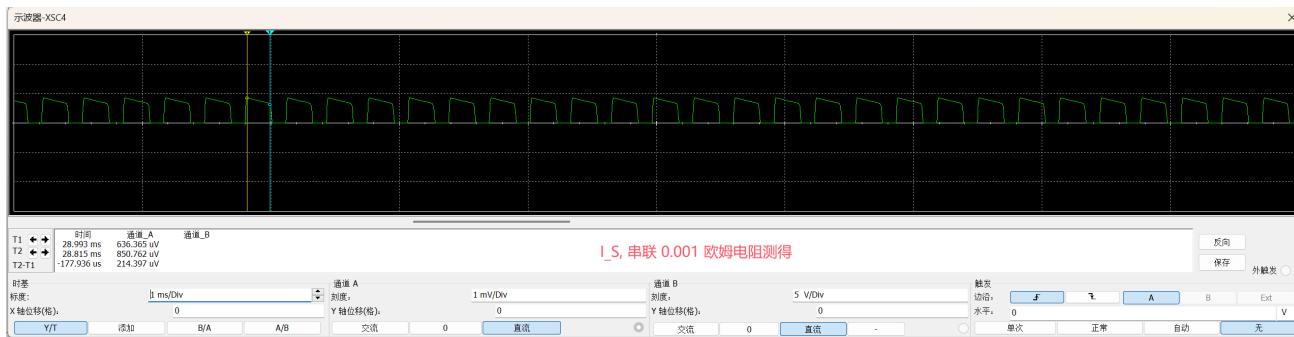
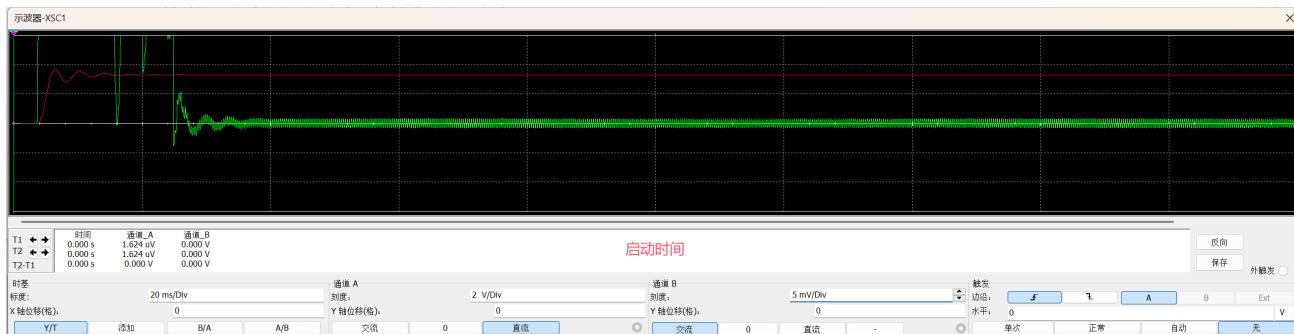
图 24: 电感电压 u_L 图 25: 电压源输出电流 I_S 

图 26: 启动时间

5 设计合理性检查

5.1 参数检查与设计修改

由于设计要求中的元件限制，我们采用上文的方案 1 进行设计检查，并搭建实际电路进行性能测试。下面查找各元件的 Data Sheet^①，依据仿真中的一系列结果，对设计的合理性进行检查，判断各元件是否能正常工作，如果不能，需要修改设计参数以保证元件正常工作。

- (1) MOS T_1 (2N7000): T_1 截止时， u_{DS} 在 5 V 附近，未超过 60 V，符合标准； T_1 导通时， $u_{GS} = 10$ V， u_{DS} 在 [-200 mV, 200 mV] 之间，依据 Data Sheet 给出的 $V_{SD} - I_{SD}$ 和 $V_{DS} - I_{DS}$ 曲线图， T_1 的电流在 [-1mA, 150 mA] 之间，而 Absolute Maximum Ratings 中规定 Maximum drain current (continuous) = 200 mA, Maximum drain current (pulsed) = 500 mA，符合要求。
- (2) MOS T_2 (2N7000): T_2 截止时， u_{DS} 在 5 V 附近，符合标准； T_2 导通时， $u_{GS} = 15$ V，电压 u_{DS} 在 [-200 mV, 200 mV] 之间，同上，符合要求。

^①各元件的 Data Sheet 已整理到网址 <https://www.123865.com/s/0y0pTd-ojKj3>。

(3) 电容、电感的电压电流：依次检查，均符合要求。

需要注意，由于设计要求中的运放 LM258N 是单电源运放，电源输入为 VCC 和 GND，而我们上面的设计中使用了双电源运放，电源输入为 +VCC 和 -VCC，需要对 Pulse Generator 进行修改。如图 ?? 所示，创建电压为 0.5 VCC 的“虚地”，这时运放的输出是介于 0 和 VCC 之间的脉冲电压，仍可以直接用于驱动 MOSFET，无需其它修改。

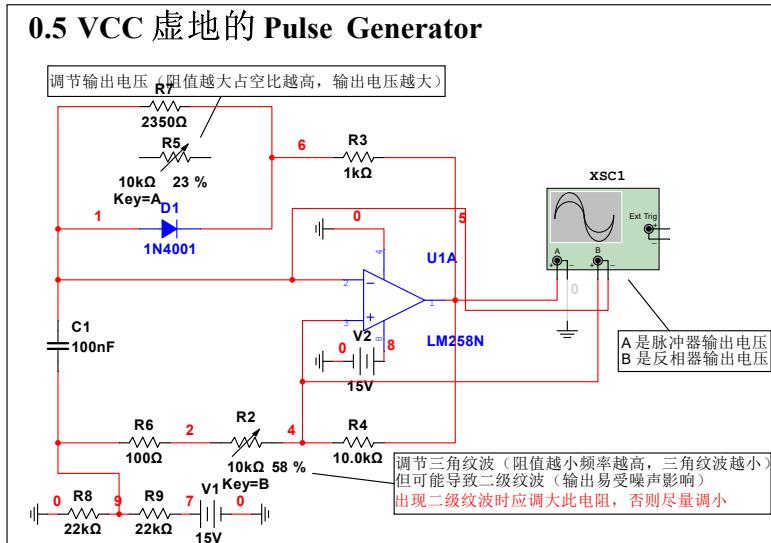


图 27: 利用了虚地的 Pulse Generator (Single Source)

虽然电容的上下突变点发生了变化（幅度变为原来的一半），但其变化速度同样变为了原来的一半。如果运放的正负输出完全对称，正负饱和电压也相等，那么数学上可以知道，修改之后不会对 Buck 电路产生任何影响。但是，实际运放的正负输出并不对称，正负饱和电压也不一定相等，会对 Buck 电路产生一定的影响，所以我们需要重新测定电路工作点参数及性能。

5.2 方案 3 仿真测试

工作点输出电压：3.304 V ($\pm 29 \text{ mV}$, $r = 1.7554\%$)，此时 $R_k = 3.0 \text{ k}\Omega$ 、 $R_f = 1.0 \text{ k}\Omega$ ，详见图 28。部分元件的电压波形如上所示，由图可以看到，输出电压的稳定性较差，纹波较大，可能需要进一步的调整。我们在仿真的过程中也发现，参数 R_f 和 R_k 的小变化会对输出电压产生较大的影响，尤其是影响输出的稳定性。

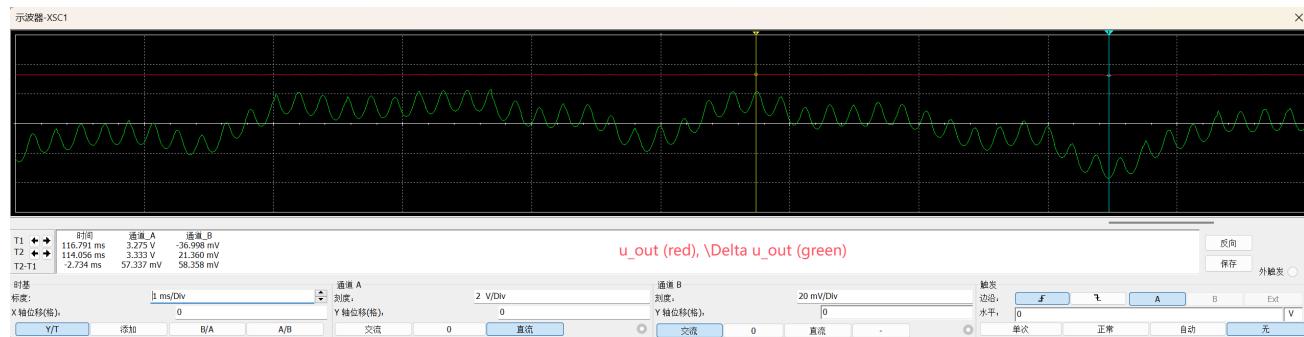
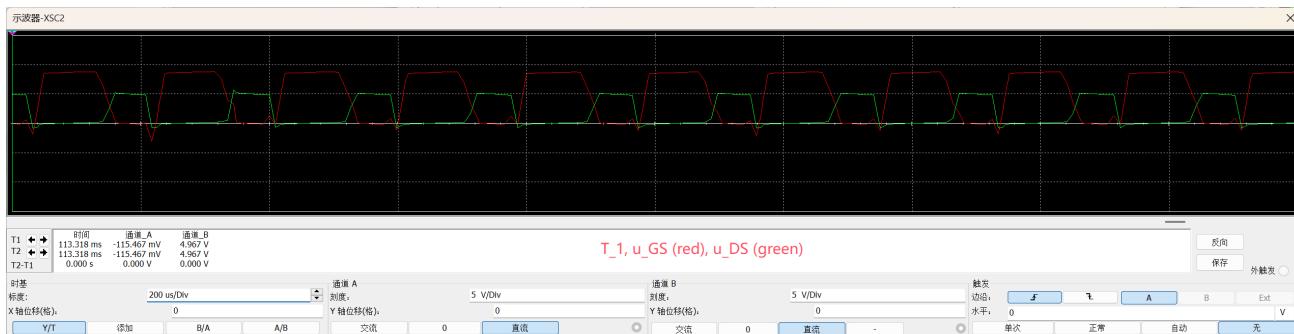


图 28: 输出电压 u_{out}



6 实际电路性能测试

6.1 方案 1 实际电路测试

如图 ?? 搭建实际电路，负载电阻 $R = 5 \text{ k}\Omega$ ，运放使用双电源双输出的 NE5532P，其它元件的参数见表 1，下面进行实际电路的性能测试。

表 1: 实际电路元件参数

元件	$330 \mu\text{F}$ 电容	100nF 电容	100Ω 电阻	$1 \text{ k}\Omega$ 电阻	$5 \text{ k}\Omega$ 电阻	$10 \text{ k}\Omega$ 电阻	1 mH 电感
实测值							

6.1.1 输出性能

3.3 V 工作点性能：

- (1) 输出电压：
- (2) 启动时间：

极限性能测试：

- (1) 最小输出电压：
- (2) 最大输出电压：

6.1.2 工作点各元件电压波形

6.2 方案 3 实际电路测试

6.2.1 输出性能

6.2.2 工作点各元件电压波形

7 最终成品电路

8 设计总结

附录 A 2N7000 Data Sheet

附录 B Matlab 源码