

$$G(s) = V_{in} \times \frac{1+ESR \times Cs}{LCs^2+(L/R+ESR \times C)s+1} \quad (2-29)$$

因此，式(2-28)在考虑 ESR 的影响时需要修正为：

$$K_p(f_c) = \frac{U_{out}}{U_{in}} \times \frac{LC \times (2\pi \times f_c)^2}{\sqrt{1+(ESR \times C \times 2\pi \times f_c)^2}} \quad (2-30)$$

代入参数重新计算得  $K_p=20.28$ ，与例子中的结果非常吻合。

上文提到穿越频率  $f_c$  取开关频率的十分之一，这是出于以下几点考虑：穿越频率表示电路对该频率的信号既不放大也不缩小，首先，这个频率不能选择太高，否则，系统对高频噪声干扰的抑制作用就会很弱，其次，这个频率如果取的太低，则系统对低频段的信号的响应就会太慢，对于中频段来说，要求系统对开关频率的纹波能加以抑制，所以必须比开关频率低。

观察图 5 及图 4 中的幅频曲线，我们发现穿越频率的选择其实与 PI 传递函数有非常大的关系：PI 函数中含有一个零点，这个零点选择在主传递函数 LC 双极点的前端，这样 PI 调节器低频段的增益正好提高了总传递函数的静态增益，而对系统中、高频段没有影响。

根据式(2-29)这个零点的频率是： $1/(2\pi Ki)$ ，而双极点的频率为  $1/(2\pi\sqrt{LC})$ ，考虑临界情况有：

$$1/(2\pi Ki) = 1/(2\pi\sqrt{LC}) \quad (2-31)$$

则：

$$Ki = \sqrt{LC} \quad (2-32)$$

代入数据得  $Ki=6.9 \times 10^{-5}$ ，与上例中  $Ki=1.393 \times 10^{-4}$  稍有出入，这是使用 LC 双极点临界值引起的，在实际应用中  $Ki$  的这点微小出入，对系统稳定性和响应速度影响不大，可以接受。

式(2-30)和(2-32)是 Buck 模式下电压补偿的简化公式，使用该公式能大大简化电压环路设计下对 PI 参数的求解，同时为软件自适应 PI 参数提供了可能；电流环 PI 参数的简化设计过程与之类似，这里不再重复。

## 2.5 正极性输出的双向 Buck/Boost 主电路

与双向 Buck-Boost 电路不一样，双向 Sepic-Zeta、双向 Buck/Boost 都既能实现升压又能实现降压，其中 Sepic-Zeta 主电路中含有两个电感，拓扑结构比较复杂，而双向 Buck/Boost 输出电压与输入反向，在电池行业应用有其弊端，下面介绍一种正极性输出的双向 Buck/Boost 电路，其主电路如下图所示；可以看到，该电路包含四个开关管，形成一个 H 桥形式，由于电路的对称性，显然不难实现电流的双向变换。

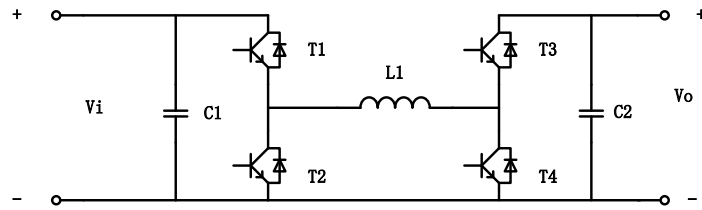


图 13 正极性输出的 Buck/Boost 电路

Figure 13 The positive output of Buck/Boost circuit

在该电路中，我们可以假想将电感分成两半，则电路等效为两个双向 Buck-Boost 级联，这样不管是电池充电还是放电，电路都是先 Buck 再 Boost，显然，通过合理调节输入桥臂和输出桥臂的占空比，电路容易实现升降压变换。

正极性双向 Buck/Boost 电路的控制比较灵活，传统应用里一般根据实际需要切换工作模式<sup>[33-35]</sup>，以电池放电为例，如果需要输出电压大于电池电压，则 T1 管直通，T2、T4 管截止，T3 开关动作，从而形成一个 Boost 电路，反之则 T3 直通，T2、T4 截止，形成 Buck 电路。同样的，不管电路工作在 Boost 模式还是 Buck 模式，T1 与 T2 或 T3 与 T4 中总有一个桥臂可以工作在同步整流状态以降低二极管的损耗；

由于四个开关管需要分别控制，实现起来比较复杂，特别是使用模拟器件进行驱动时，对驱动脉冲的切换不易处理；此外，因为总有一个上管需要持续导通，所以驱动电路必须通过变压器或光耦进行隔离，而不能使用自举的方式来实现。

这种升降压模式切换的工作方式，与前面所说的双向 Buck-Boost 电路在设计上毫无区别，后面我们对正极性 Buck/Boost 电路的研究，将四个开关管作为一个整体进行考虑和控制，下面我们先介绍第一种控制方法——同步脉冲控制。

### 2.5.1 正极性 Buck/Boost 电路的同步脉冲控制

假设输入输出占空比相等，最简单的就是 T1 与 T4 脉冲相同，T2 与 T3 脉冲相同，而 T1 与 T2 脉冲互补，这种控制方法暂且称之为同步脉冲控制，同步脉冲控制下，T1 与 T4 导通时电感储能，此时：

$$UL = L \times \Delta i / \Delta t \quad (2-33)$$

$$\text{即: } Vi = L \times \Delta i / (D/f) \quad (2-34)$$

$$\Delta i = Vi \times D / (L \times f) \quad (2-35)$$

T2 与 T3 导通时电感放电，此时：

$$UL = L \times \Delta i / \Delta t \quad (2-36)$$

$$\text{即: } -Vo = L \times \Delta i / ((1 - D)/f) \quad (2-37)$$

$$\Delta i = -Vo \times (1 - D) / (L \times f) \quad (2-38)$$

考虑到电路稳态下，一个周期内电感电流变化量  $\Delta i$  有效值相等，则：

$$V_o \times (1 - D)/(L \times f) = V_i \times D/(L \times f) \quad (2-39)$$

从而可以得到正极性双向 Buck/Boost 拓扑中输入电压与输出电压的数学关系:

$$V_o = V_i \times D/(1 - D) \quad (2-40)$$

可以看出, 当占空比  $D$  大于 0.5 时电路实现升压,  $D$  小于 0.5 时实现降压, 当  $D$  等于 0.5 时输入输出电压相等。

根据式(2-40)可以得到同步脉冲控制时占空比与输入输出电压的关系为:

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} \quad (2-41)$$

结合式(2-35), 可以得到此时电感的纹波电流为:

$$\Delta i_1 = V_i \times \frac{D}{L \times f} = \frac{V_i \times V_o}{(V_i + V_o) \times (L \times f)} \quad (2-42)$$

式(2-3)是 Buck 模式下电感的纹波电流:

$$\Delta i_2 = (V_o - V_i) \times \frac{\frac{V_i}{V_o}}{L \times f} = \frac{V_o \times (V_i - V_o)}{V_i \times (L \times f)} \quad (2-43)$$

对上述两式求商:

$$\frac{\Delta i_2}{\Delta i_1} = \frac{\frac{V_o \times (V_i - V_o)}{V_i \times (L \times f)}}{\frac{V_i \times V_o}{(V_i + V_o) \times (L \times f)}} = \frac{(V_o - V_i) \times (V_i + V_o)}{V_o \times V_o} = 1 - \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 < 1 \quad (2-44)$$

可以看出, 电路参数相同时, 同步脉冲控制下的电感纹波电流总是大于 Buck 电路。

式(2-7)是 Boost 模式下电感的纹波电流, 即:

$$\Delta i_3 = \frac{V_i \times (V_o - V_i)}{V_o \times (L \times f)} \quad (2-45)$$

我们同样可以证明其纹波电流会小于  $\Delta i_1$ , 也就是说, 正极性输出的 Buck/Boost 电路在使用同步脉冲控制时, 电感的纹波电流总是比双向 Buck-Boost 电路大。

从电路上我们可以这样分析, 同步脉冲控制下, 电感在储能与释放时, 加在电感上的电压要么是输入电压, 要么是输出电压, 而 Buck 电路中, 加在电感上的电压是输入与输出电压的差, 显然, 在同样时间里电感两端的压差越大电感的纹波电流也就会越大。

电感纹波电流大意味着同样功率等级的电路, 需要更大号的电感、更多的滤波电容, 意味着功率密度低, 这可以说是一个致命的缺陷, 为了弥补改缺陷, 下面提出一种新的控制方案——非同步脉冲控制。

## 2.5.2 正极性 Buck/Boost 电路的非同步脉冲控制

非同步脉冲控制在 PWM 输出方式和占空比控制上都是一样的, 唯一不同的是, 非同步脉冲控制下输出桥臂与输入桥臂的脉冲相差 180 度, 这类似于 PWM 整流器

的移向全桥。脉冲的非同步输出给整个控制和波形带来了很大的差异，下面通过仿真对此进行分析和说明。

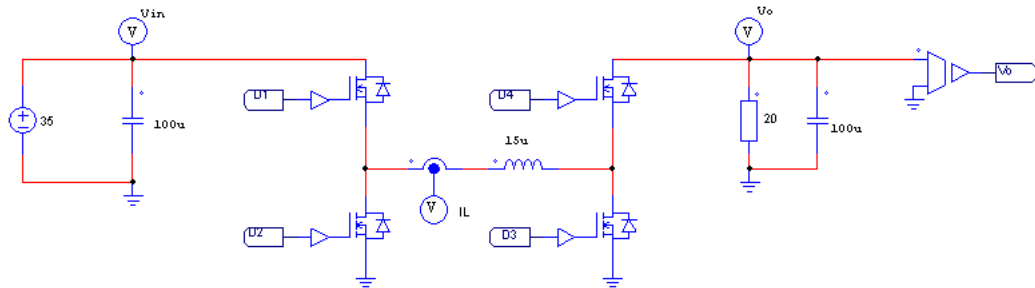


图 14 非同步脉冲控制主电路

Figure 14 non-synchronized pulse control of the main circuit

上图是正极性输出的 Buck/Boost 主电路，可以看到 D1 与 D2 组成输入桥臂，D3 和 D4 组成输出桥臂，下图是驱动脉冲的输出电路，其中 D 是驱动占空比的输入，可以看到 D1 与 D2 互补，D3 与 D4 互补，D1=D，D3 与 D 脉宽相同但相位不同，这时如果 D1=D=0.7，则 D3=0.7，D2=0.3，D4=0.3。

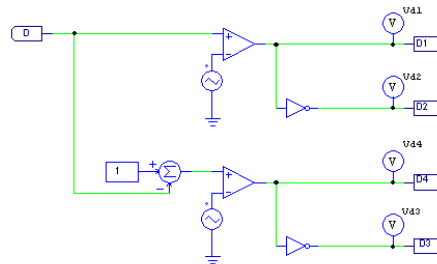


图 15 非同步脉冲控制驱动电路

Figure 15 asynchronous pulse controls the driving circuit

设输入电压为 35 伏，输出电压为 48 伏，此时电路处于升压模式，运行仿真，取电路稳态时电感电流与驱动脉冲的波形，如下图所示：

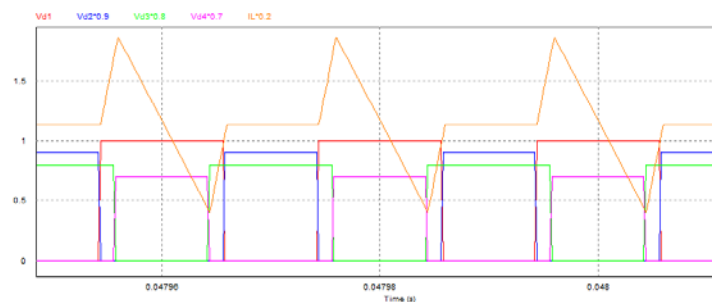


图 16 非同步脉冲控制下升压波形

Figure 16 Boost waveform of asynchronous pulse control

从图上可以看出，电感电流波形由四阶段组成：第一阶段，D1、D3 导通，D2、D4 截止，此时电感储能，电感电流上升；第二阶段，D2、D3 导通，D1、D4 截止，此时电感电流保持不变；第三阶段，D1、D3 导通，D2、D4 截止，此时电感继续储能，第四阶段，D1、D4 导通，D2、D3 截止，电感放电。

分析可知，电感的储能过程中插入了一段电流保持的时间，该部分的时间  $t=(D2/f)=(1-D)/f$ ，相对于同步脉冲控制来说，电感储能的时间变短了，这会导致电感的电流纹波变小；对于电感放电过程来说，D1、D4 导通，也就是说加在电感上的电压为输入与输出的电压差，所以纹波电流也会变小。

将电感充电的两个阶段合并考虑，此时有：

$$UL = L \times \Delta i / \Delta t \quad (2-46)$$

$$\text{即：} Vi = L \times \Delta i / ((D3 - D2) / f) = L \times f \times \Delta i / (2D - 1) \quad (2-47)$$

电感放电时有：

$$Vi - Vo = -L \times \Delta i / (D4 / f) = -L \times f \times \Delta i / (1 - D) \quad (2-48)$$

结合式(2-47)和式(2-48)有：

$$\frac{Vi - Vo}{Vi} = \frac{2D - 1}{D - 1} \quad (2-49)$$

所以：

$$D = \frac{Vo}{Vi + Vo} \quad (2-50)$$

可以看出正极性输出的 Buck/Boost 电路使用非同步脉冲控制和同步脉冲控制时，输入电压、输出电压与占空比的关系是完全相同的。

将式(2-50)代入式(2-47)，有：

$$Vi = L \times f \times \Delta i / \left( \frac{2Vo}{Vi + Vo} - 1 \right) \quad (2-51)$$

可以得到非同步脉冲控制下降压模式时的电感纹波电流为：

$$\Delta i = \frac{Vi \times (Vo - Vi)}{L \times f \times (Vi + Vo)} \quad (2-52)$$

对比式(2-45)，可以看出非同步脉冲控制下，电感纹波电流比 Boost 模式下还小，这正是本文研究正极性输出 Buck/Boost 电路的意义所在。

在上述主电路中将输入电压改为 55 伏，输出电压仍为 48 伏，仿真可以得到电路工作在降压模式下的电路波形，如下图所示：



图 17 非同步脉冲控制下降压波形

Figure 17 Buck waveform of asynchronous pulse control

从图上可以看出，电感电流波形与升压时正好对称，在电感放电时有一个电流保持的过程；充电时 D1 与 D4 导通，电感上的压降为输出电压与输入电压的差，因此可以预见，此时的电感电流纹波仍会比较小。

同样，将电感放电的两个阶段合并考虑，此时有：

$$UL = L \times \Delta i / \Delta t \quad (2-53)$$

即：

$$V_o = -L \times \Delta i / ((D_2 - D_3)/f) = -L \times f \times \Delta i / (1 - 2D) \quad (2-54)$$

电感充电时有：

$$V_i - V_o = L \times \Delta i / (D_1/f) = L \times f \times \Delta i / D \quad (2-55)$$

结合式(2-47)和式(2-48)有：

$$\frac{V_o}{V_i - V_o} = \frac{D}{2D - 1} \quad (2-56)$$

所以：

$$D = \frac{V_o}{V_i + V_o} \quad (2-57)$$

可以看出，降压模式下电路的占空比与升压模式时完全相同。将(2-57)代入(2-55)中，可以得到此时的电感纹波电流为：

$$\Delta i = \frac{V_o \times (V_i - V_o)}{L \times f \times (V_i + V_o)} \quad (2-58)$$

对比式(2-52)可知，此时电感纹波电流的表达式与升压模式下不完全一样，但纹波电流同样比 Buck 电路小。

## 2.6 正极性 Buck/Boost 电路的环路补偿

很多书籍和论文对常见主电路的传递函数进行了推导，（参考附录 A），然而正极性输出的 Buck/Boost 电路则非常少见，为了对该电路控制环路进行设计，我们需要推导主电路的传递函数。

状态空间平均法是推导主电路传递函数最常用的方法，它通过对开关电源进行小信号建模，将主电路中的开关元件，如 MOSFET 管、二极管等按照电路的工作状态列出状态方程，然后对状态变量求平均、分离扰动、线性化等，最后可以得到电路的传递函数<sup>[36]</sup>；

通过前面的分析我们知道，非同步脉冲控制相对同步脉冲控制来说，电感电流多了一个电流保持的状态，为了对计算进行简化，我们仅基于同步脉冲控制的方法对正极性 Buck/Boost 主电路的传递函数进行推导。

### 2.6.1 正极性 Buck/Boost 主电路传递函数

如下图所示，设输入电压  $V_{in}(t)$ ，输入电流  $I_{in}(t)$ ，输出电压  $V_o(t)$ ，负载电阻  $R$ ，开关周期  $T_s$ ，在每一个周期的  $[0, DT_s)$  时间里， $T_1$ 、 $T_4$  导通， $T_2$ 、 $T_3$  截止。

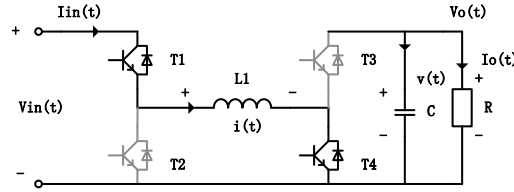


图 18 同步脉冲控制下电感储能状态

Figure 18 inductive charge state of Sync pulse control

电感电压  $v_l$  和输出电容电流  $i_c$  满足：

$$v_l(t) = L \frac{di(t)}{dt} = V_{in}(t) \quad (2-59)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt} = -\frac{V_o(t)}{R} \quad (2-60)$$

此时，输入电流与电感电流  $i(t)$  相等，电容  $C$  的电压  $v(t)$  与输出电压相等，即：

$$I_{in}(t) = i(t) \quad (2-61)$$

$$v(t) = V_o(t) \quad (2-62)$$

写成矩阵形式为：

$$\begin{bmatrix} \dot{i}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}(t)] \quad (2-63)$$

$$\begin{bmatrix} I_{in}(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}(t)] \quad (2-64)$$

在  $[DT_s, T_s)$  时间里， $T_1$ 、 $T_4$  截止， $T_2$ 、 $T_3$  导通，如下图所示：

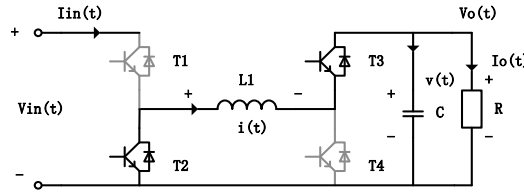


图 19 同步脉冲控制下电感放电状态

Figure 19 inductive discharge state of Sync pulse control

列状态方程有：

$$v_l(t) = L \frac{di(t)}{dt} = -v(t) \quad (2-65)$$

$$i_c(t) = C \frac{dv(t)}{dt} = i(t) - \frac{v(t)}{R} \quad (2-66)$$

此时输入电流为 0，电容  $C_2$  的电压  $v(t)$  与输出电压相等，即：

$$I_{in}(t) = 0 \quad (2-67)$$

$$v(t) = V_o(t) \quad (2-68)$$

写成矩阵形式为：

$$\begin{bmatrix} \dot{i}(t) \\ \dot{v}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}(t)] \quad (2-69)$$

$$\begin{bmatrix} I_{in}(t) \\ v(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ v(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}(t)] \quad (2-70)$$

根据状态空间平均法建立交流小信号模型的要求有：

$$A1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, E1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-71)$$

$$A2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, E2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-72)$$

则：

$$A = DA1 + (1 - D)A2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2-73)$$

$$B = DB1 + (1 - D)B2 = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-74)$$

对于任何类型 DC/DC 变换器，状态变量控制变量的传递函数为<sup>[37]</sup>

$$G_{xd}(s) = (sI - A)^{-1}[(A1 - A2)X + (B1 - B2)V_{in}] \quad (2-75)$$

其中状态变量 X 为：

$$X = -A^{-1}BV_{in} \quad (2-76)$$

则有：

$$X = \begin{bmatrix} \frac{D \cdot V_{in}}{R \cdot D^2 - 2R \cdot D + R} \\ \frac{D \cdot V_{in}}{1 - D} \end{bmatrix} \quad (2-77)$$

$$(sI - A) = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1-D}{L} \\ \frac{D-1}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (2-78)$$

$$\begin{aligned} G_{xd}(s) &= \begin{bmatrix} s & \frac{1-D}{L} \\ \frac{D-1}{C} & s + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}^{-1} \cdot [(A1 - A2) \cdot X + (B1 - B2)V_{in}] \\ &= \begin{bmatrix} \frac{V_{in}(D+RC \cdot s+1)}{(1-D)(R \cdot D^2 - 2R \cdot D + R + RLC \cdot s^2 + L \cdot s)} \\ \frac{V_{in}(R \cdot D^2 - 2R \cdot D + R - DL \cdot s)}{(1-D)^2(R \cdot D^2 - 2R \cdot D + R + RLC \cdot s^2 + L \cdot s)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2-79)$$

从而可以得到输出电压与控制的传递函数为：

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{in}(R \cdot D^2 - 2R \cdot D + R - DL \cdot s)}{(1-D)^2(R \cdot D^2 - 2R \cdot D + R + RLC \cdot s^2 + L \cdot s)} \quad (2-80)$$

取  $L' = L/(1 - D)^2$ ，可以对传递函数进行简化：

$$V_o(s) = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \times \frac{1-s(DL'/R)}{L'Cs^2+s(L'/R)+1} \quad (2-81)$$

仔细观察可以发现，正极性输出的 Buck/Boost 主电路传递函数与六种基本电路中的 Buck/Boost 电路完全一样。设输入电压  $V_{in}=35$  伏，占空比  $D=0.5783$ ，电阻  $R=20\Omega$ ，电感  $L=15\mu H$ ，输出电容  $C=100\mu F$ ，代入式(2-80)中有：



$$H(f) = Gvd(2\pi f \cdot j) = \frac{124.482 - (1.908j \times 10^{-3}) \cdot f}{1.676j \times 10^{-5} \cdot f - 2.106 \times 10^{-7} \cdot f^2 + 0.632} \quad (2-82)$$

$$BH(f) = 20\log(|H(f)|) \quad (2-83)$$

$$AH(f) = \arg(H(f)) \cdot \frac{360}{2\pi} \quad (2-84)$$

从而可以画出控制对输出电压传递函数的 Bode 图，如下图所示；从图上可以读出双极点的频率为 1.733kHz，穿越频率为 25.351kHz。

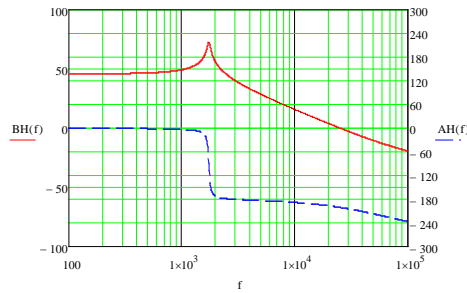


图 20 控制对输出电压的 Bode 图

Figure 20 control & output voltage Bode

根据式(2-79)，同样可以得到控制与电感电流的传递函数：

$$Gid(s) = \frac{V_{in}(D+RC \cdot s+1)}{(1-D)(R \cdot D^2 - 2R \cdot D + R + RLC \cdot s^2 + L \cdot s)} \quad (2-85)$$

同样，代入数据可以画出该函数的 Bode 图，如下图所示；从图上可以读出双极点的频率为 1.721kHz，穿越频率超过 100kHz。

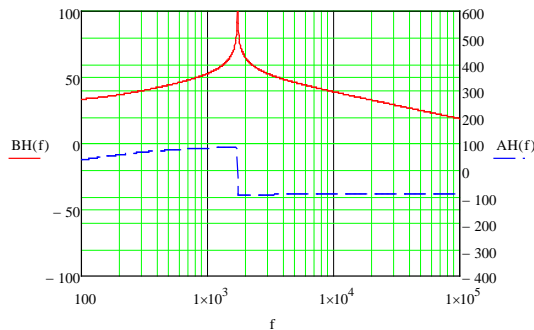


图 21 控制对电感电流的 Bode 图

Figure 21 Control & inductor current Bode

## 2.6.2 基于 Psim AC Sweep 的双闭环设计

对比式(2-81)与式(2-9)可以看出，正极性输出的 Buck/Boost 电路的传递函数与 Boost 电路非常相似，只是在零点的系数上多了一个占空比  $D$ ；正因为存在一个“右半平面的零点”，所以与 Boost 电路一样，在进行控制环路设计时有必要使用双闭环进行补偿。通过前一章的例子我们发现用理论计算的方法进行双闭环设计非常繁琐，下面我们通过 Psim 软件仿真的方法进行双闭环补偿设计。

Psim 软件是一款专业的电力电子仿真软件，在电机驱动设计，风电、光伏仿真等行业应用非常广泛。相对 matlab simulink、PLECS 等众多软件来说，Psim 具有收敛性好、仿真速度快等优点；此外 Psim 软件提供 SmartCtrl、AC Sweep 等工具，为控制环路设计和分析带来便利。

首先，需要在 Psim 软件里搭建主电路和控制电路模型，以图 14 和图 15 所示的非同步脉冲控制为例，在控制环路里给一个固定占空比，如 0.5783，在占空比上叠加一个交流小信号源，并在电感电流的输出上增加一个显示控件“AC Sweep Probe”；接着，在电路中放置一个 AC Sweep 控件，并设置扫描频率从 100Hz 到 50kHz，起始和终止占空比设为相同，如 0.01，设置扫描点数 100，然后启动扫描。

扫描得到的 Bode 图如下图所示，从图上可以看出，双极点频率约为 1.7kHz，电压传递函数的穿越频率在 25kHz 左右；

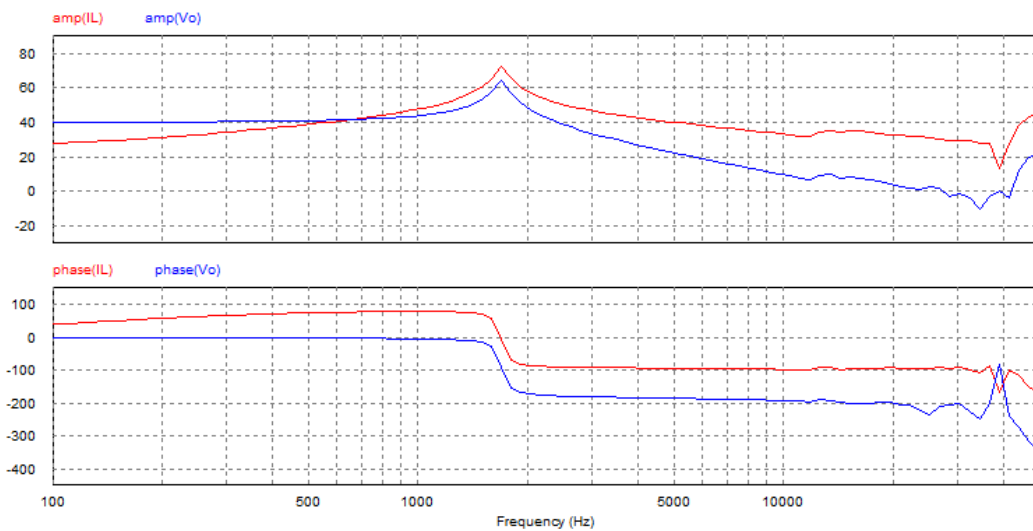


图 22 基于 Psim 的交流小信号扫描

Figure 22 The AC small signal scanning based Psim

与图 20 和图 21 对比可知，除了低频段的增益稍有区别外，同步脉冲控制的 Bode 图与我们通过传递函数画出来的非同步脉冲控制基本相同。事实上，如果我们用同样的方法对同步脉冲控制进行扫描，可以发现得到的 Bode 图与图 20 和图 21 是完全吻合的。

将该 Bode 图导入 SmartCtrl 中，设定穿越频率为 3kHz，相位裕度 45 度，电流测量输出的增益为 0.1757 倍（电感电流的倒数），即可得到补偿后的  $K_p$ 、 $T_i$  值，如下图所示：

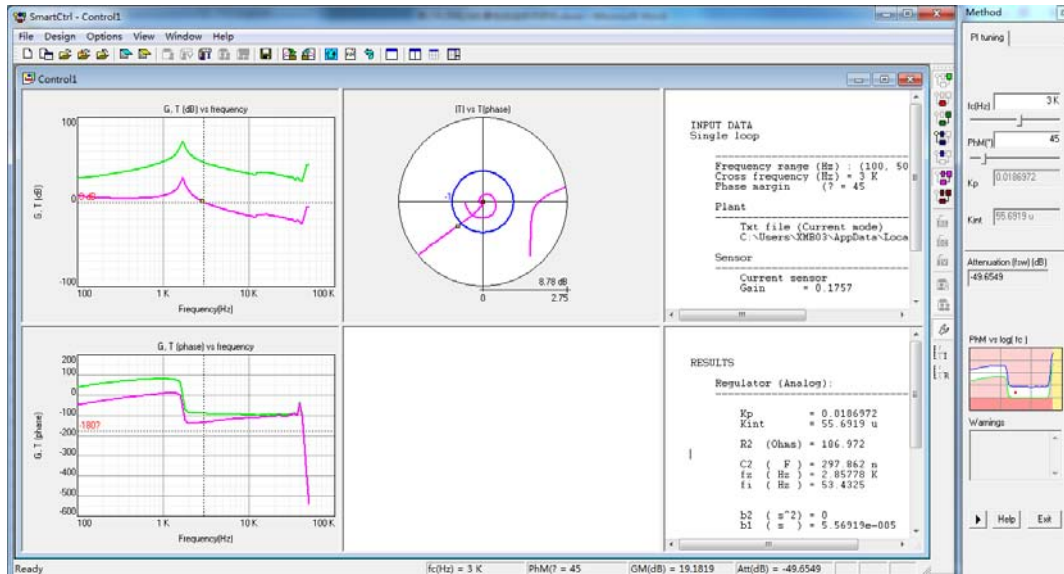


图 23 使用 SmartCtrl 生成 PI 参数

Figure 23 The PI parameters using SmartCtrl

从图上可以看出， $K_p=0.0186972$ ， $T_i=55.6919\text{u}$ ；此时，我们可以在 SmartCtrl 中生成电流内环的控制环路模型，并导出到 Psim 里，这样就完成了电流内环的设计。

在 Psim 里将电感电流的输出反馈接到内环的输入端，同时将电流环的给定  $V_{ref}$  设为 1，并在  $V_{ref}$  的基础上叠加一个交流电流信号源，如下图所示：

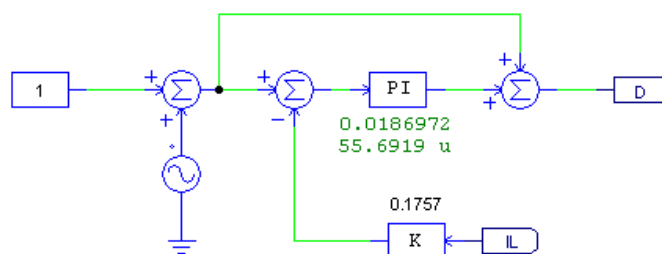


图 24 外环扫描时的信号源输入

Figure 24 Source input outer ring when scanning

修改 AC Sweep 的参数，将扫描起始和终点设为 0.1V，再次启动扫描，可以得到电压外环的 Bode 图；设定外环的穿越频率为 500Hz，相位裕度为 50 度，一阶滤波截止频率 1.59kHz，可以生成外环的 PI 参数，得到的外环  $K_p=0.236315$ ， $T_i=351.063\text{u}$ ；

最后，导出电压外环的控制环路到 Psim 里，并在 Psim 里将电压环和电流环连接形成双闭环，从而完成整个控制环路的设计，得到的双闭环控制环路如下图所示：

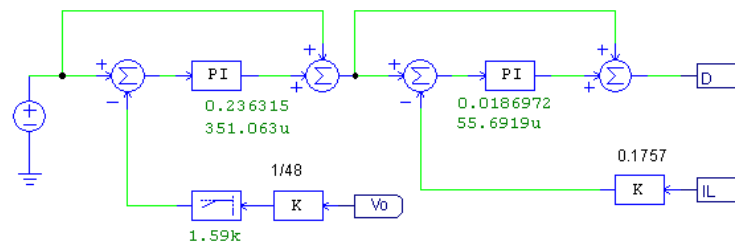


图 25 基于 Psim 的双闭环设计

Figure 25 Double-loop design Based Psim

到此为止，我们完成了整个控制环路的设计，接着，我们可以在 Psim 里，将主电路、驱动电路及控制环路一起进行仿真，得到电路的输出电压波形如下图所示：

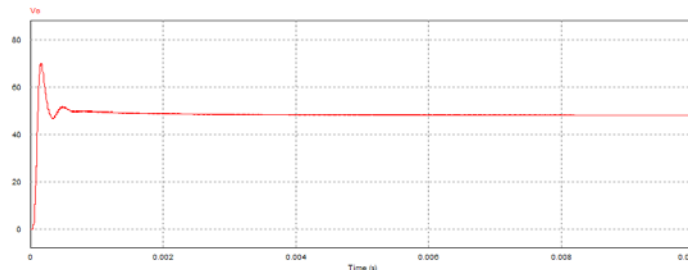


图 26 双闭环控制输出电压波形

Figure 26 Double closed-loop controls of the output voltage waveform

从图上看，输出电压响应速度较快，有一定的超调，必要时可以适当增大内环的穿越频率；从整个设计过程来看，使用 Psim 软件结合 SmartCtrl 进行控制环路设计，在工程应用中是非常合适的，它可以在不知道电路传递函数的情况下，简单方便的生成电路的 PI 参数，大大简化了工程应用中双闭环的设计。

## 2.7 本章小结

本章首先对双向 Buck-Boost 电路设计进行研究，重点有以下几点：

(1) 证明了双向 Buck-Boost 电路工作在 Buck 模式和 Boost 模式下，电感纹波电流具有相同的表达式，为双向 Buck-Boost 电路电感设计提供了依据；

(2) 推导了 Buck 模式下控制变量对输出电压的传递函数，结合 Boost 电路的传递函数，证明了 Buck 模式和 Boost 模式下，使用电压补偿时 PI 参数不一致；

(3) 通过一个实例，基于 Mathcad 对 Buck 模式的电压环路补偿进行了设计和计算，并使用 SmartCtrl 软件对计算结果进行了校对；

(4) 针对环路补偿计算困难的问题，对 PI 参数的求解进行简化。以 Buck 模式为例，在考虑电容 ESR 和不考虑 ESR 两种情况下，分别给出了  $K_p$  和  $K_i$  的代数计算式。

接着，本章围绕正极性输出的双向 Buck/Boost 电路展开讨论，重点如下：

(5) 针对正极性输出的双向 Buck/Boost 电路提出同步脉冲控制的方法，并推导了该控制下输入电压、输出电压及占空比的关系；

(6) 推导了同步脉冲控制下电感纹波电流的表达式，并证明了该电流大于 Buck 电路；

(7) 提出了非同步脉冲控制，结合 Psim 仿真对控制电路和输出波形进行了分析，推导了非同步脉冲控制下的电感纹波电流，并证明该电流小于 Buck 电路或 Boost 电路；

(8) 基于状态空间平均法推导了正极性输出的 Buck/Boost 主电路传递函数；

(9) 使用 Psim 的 AC Sweep 扫描，结合 SmartCtrl 对正极性 Buck/Boost 电路进行双闭环设计；

正极性 Buck/Boost 电路的非同步脉冲控制是本文研究的核心内容之一，也是本文最主要的创新点，本章围绕该电路工作模式的切换、同步脉冲控制和非同步脉冲控制、主电路传递函数模型等，对该电路进行充足的理论分析，同时使用 Psim 搭建了主电路、驱动电路、控制环路等仿真模型，为创新的正确性提供了保证，同时也为后续的工程化样机设计奠定了基础。