

6.4 开关电源闭环设计

从反馈基本概念知道：放大器在深度负反馈时，如输入不变，电路参数变化、负载变化或干扰对输出影响减小。反馈越深，干扰引起的输出误差越小。但是，深反馈时，反馈环路在某一频率附加相位移如达到 180° ，同时输出信号等于输入信号，就会产生自激振荡。

开关电源不同于一般放大器，放大器加负反馈是为了有足够的通频带，足够的稳定增益，减少干扰和减少线性和非线性失真。而开关电源，如果要等效为放大器的话，输入信号是基准（参考）电压 U_{ref} ，一般说来，基准电压是不变的；反馈网络就是取样电路，一般是一个分压器，当输出电压和基准一定时，取样电路分压比 (k_v) 也是固定的 ($U_o = k_v U_{ref}$)。开关电源不同于放大器，内部（开关频率）和外部干扰（输入电源和负载变化）非常严重，闭环设计目的不仅要求对以上的内部和外部干扰有很强抑制能力，保证静态精度，而且要有良好的动态响应。

对于恒压输出开关电源，就其反馈拓扑而言，输入信号（基准）相当于放大器的输入电压，分压器是反馈网络，这就是一个电压串联负反馈。如果恒流输出，就是电流串联负反馈。

如果是恒压输出，对电压取样，闭环稳定输出电压。因此，首先选择稳定的参考电压，通常为 $5\sim 6V$ 或 $2.5V$ ，要求极小的动态电阻和温度漂移。其次要求开环增益高，使得反馈为深度反馈，输出电压才不受电源电压和负载（干扰）影响和对开关频率纹波抑制。一般功率电路、滤波和 PWM 发生电路增益低，只有采用运放（误差放大器）来获得高增益。再有，由于输出滤波器有两个极点，最大相移 180° ，如果直接加入运放组成反馈，很容易自激振荡，因此需要相位补偿。根据不同的电路条件，可以采用 Venable 三种补偿放大器。补偿结果既满足稳态要求，又要获得良好的瞬态响应，同时能够抑制低频纹波和对高频分量衰减。

6.4.1 概述

图 6.31 为一个典型的正激变换器闭环调节的例子。可以看出是一个负反馈系统。PWM 控制芯片中包含了误差放大器和 PWM 形成电路。控制芯片也提供许多其他的功能，但了解闭环稳定性问题，仅需考虑误差放大器和 PWM。

对于输出电压 U_o 缓慢或直流变化，闭环当然是稳定的。例如输入电网或负载变化（干扰），引起 U_o 的变化，经 R_1 和 R_2 取样（反馈网络），送到误差放大器 EA 的反相输入端，再与加在 EA 同相输入端的参考电压（输入电压） U_{ref} 比较。将引起 EA 的输出直流电平 U_{ea} 变化，再送入到脉冲宽度调制器 PWM 的输入端 A。在 PWM 中，直流电平 U_{ea} 与输入 B 端 $0\sim 3V$ 三角波 U_t 比较，产生一个矩形脉冲输出，其宽度 t_{on} 等于三角波开始时间 t_0 到 PWM 输入 B 三角波与直流电平相交时间 t_1 。此脉冲宽度决定了芯片中输出晶体管 Q1 的导通时间，同时也决定了控制晶体管 Q1 的导通时间。 U_{dc} 的增加引起 U_y 的增加，因 $U_o = U_y t_{on} / T$ ， U_o 也随之增加。 U_o 增加引起 U_s 增加，并因此 U_{ea} 的减少。从三角波开始到 t_1 的 t_{on} 相应减少， U_o 恢复到它的初始值。当然，反之亦然。

PWM 产生的信号可以从芯片的输出晶体管发射极或集电极输出，经电流放大提供 Q1 基极驱动。但不管从那一点一发射极还是集电极一输出，必须保证当 U_o 增加，要引起 t_{on} 减少，即负反馈。

应当注意，大多数 PWM 芯片的输出晶体管导通时间是 t_0 到 t_1 。对于这样的芯片， U_s 送到 EA 的反相输入端，PWM 信号如果驱动功率 NPN 晶体管基极（N 沟道 MOSFET 的栅极），则芯片输出晶体管应由发射极输出。

然而，在某些 PWM 芯片（TL494）中，它们的导通时间是三角波 U_t 与直流电平 (U_{ea}) 相交时间

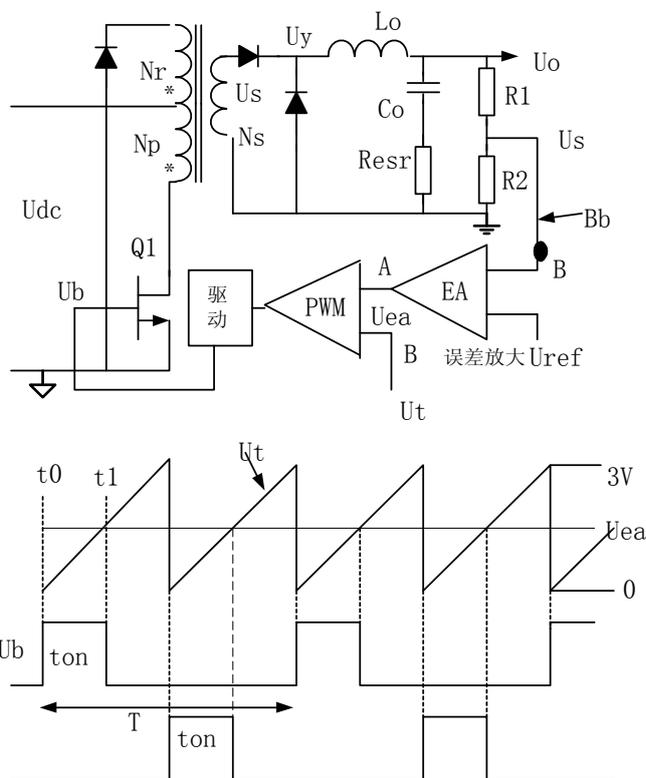


图 6.31 典型的正激变换器闭环控制

到三角波终止时间 t_2 。对于这样的芯片，如果驱动 NPN 晶体管，输出晶体管导通（如果从芯片的输出晶体管发射极输出），这样会随晶体管导通时间增加，使得 U_o 增加，这是正反馈，而不是负反馈。因此，TL494 一类芯片， U_s 送到 EA 的同相输入端， U_o 增加使得导通时间减少，就可以采用芯片的输出晶体管的发射极驱动。

图 6.31 电路是负反馈且低频稳定。但在环路内，存在低电平噪音电压和含有丰富连续频谱的瞬态电压。这些分量通过输出 L_o, C_o 滤波器、误差放大器和 U_{ea} 到 U_y 的 PWM 调节器引起增益改变和相移。在谐波分量中的一个分量，增益和相移可能导致正反馈，而不再是负反馈，在 6.2.7 节我们已讨论过闭环振荡的机理。以下就开关电源作加体分析。

6.4.2 环路增益

还是来研究图 6.31 正激变换器。假定反馈环在 B 点一连接到误差放大器的反相输入端断开成开环。任何一次谐波分量的噪声从 B 经过 EA 放大到 U_{ea} ，由 U_{ea} 传递到电压 U_y 的平均值，和从 U_y 的平均值通过 L_o, C_o 返回到 B_b (正好是先前环路断开点) 都有增益变化和相移。这就是 6.2.7 讨论的环路增益信号通路。

如果假定某个频率 f_1 的信号在 B 注入到环路中，回到 B 的信号的幅值和相位被上面提到回路中的元件改变了。如果改变后的返回的信号与注入的信号相位精确相同，而且幅值等于注入信号，即满足 $GH = -1$ 。要是现在将环闭合 (B 连接到 B_b)，并且注入信号移开，电路将以频率 f_1 继续振荡。这个引起开始振荡的 f_1 是噪声频谱中的一个分量。

为达到输出电压 (或电流) 的静态精度，误差放大器必须有高增益。高增益就可能引起振荡。误差放大器以外的传递函数一般无法改变，为避免加入误差放大器以后振荡，一般通过改变误差放大器的频率特性 (校正网络)，使得环路频率特性以 -20dB/dec 穿越，并有 45° 相位裕度，以达到闭环的稳定。下面我们研究误差放大器以外的电路传递函数的频率特性。

1. 带有 LC 滤波电路的环路增益 G_f

除了反激变换器 (输出滤波仅为输出电容) 外，这里讨论的所有拓扑都有输出滤波器。通常滤波器设计时根据脉动电流为平均值 (输出电流) 的 20% 选取滤波电感。根据允许输出电压纹波和脉动电流值以及电容的 ESR 选取输出滤波电容。如果电解电容没有 ESR (最新产品)，只按脉动电流和允许纹波电压选取。由此获得输出滤波器的谐振频率，特征阻抗，ESR 零点频率。在频率特性一节图 6.7 示出了 LC 滤波器在不同负载下的幅频和相频特性。

为简化讨论，假定滤波器为临界阻尼 $R_o = 1.0Z_o$ ，带有负载电阻的输出 LC 滤波器的幅频特性如图 6.32(a) 中 12345 所示。此特性假定输出电容的 ESR 为零。在低频时， $X_c \gg X_L$ ，输入信号不衰减，增益为 1 即 0dB。在 f_0 以上，每十倍频 C_o 阻抗以 20dB 减少，而 L_o 阻抗以 20dB 增加，使得增益变化斜率为 -40dB/dec 。当然在 f_0 增益不是突然转变为 -2 斜率的。实际上在 f_0 前增益曲线平滑离开 0dB 曲线，并在 f_0 后不久渐近趋向 -40dB/dec 斜率。这里为讨论方便，增益曲线突然转向 -40dB/dec 。

如果使相应于 $R_o = 1.0Z_o$ 条件下稳定，那么在其它负载也将稳定。但应研究电路在轻载 ($R_o \gg 1.0Z_o$) 时的特性，因为在 LC 滤波器转折频率 $f = f_0$ 增益谐振提升。

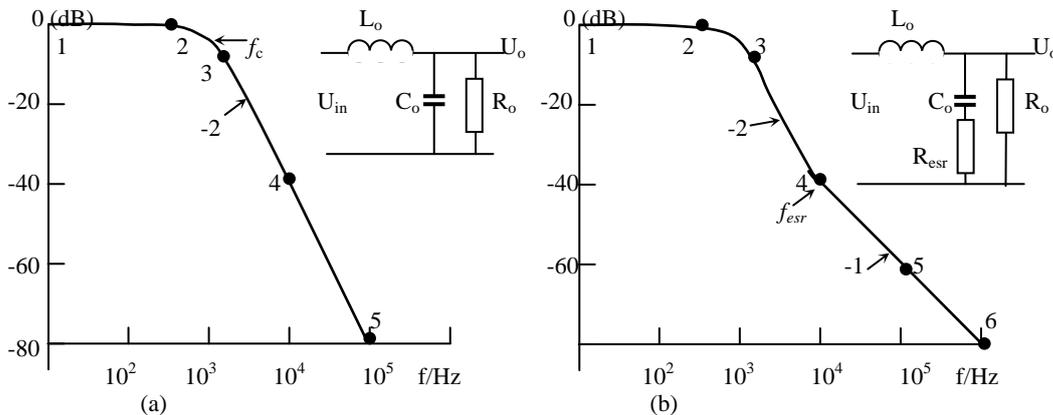


图 6.32 临界阻尼 LC 滤波器输出电容无 ESR (a) 和有 ESR (b) 幅频特性

滤波电容有 ESR 的 LC 滤波器幅频特性如图 6.35b 的曲线 123456。大多数滤波电容具有 ESR。在 f_0 以上的低频段，容抗远远大于 ESR，从 U_o 看到阻抗仅是容抗起主要作用，斜率仍为 -40dB/dec ；在更高频时， $1/\omega C \ll R_{esr}$ ，从输出端看的阻抗只是 ESR，在此频率范围，电路变为 LR 滤波，而不是 LC 滤波。即

$$G = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{1}{1 + j \frac{\omega L}{R_{esr}}} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{esr}}} \quad (6-55)$$

式中转折频率 $f_{esr} = R_{esr} / (2\pi L)$ 。在此频率范围,感抗以 20dB/dec 增加,而 ESR 保持常数,增益以 -20dB/dec 斜率下降。

幅频特性由 -40dB/dec 转为 -20dB/dec 斜率点为 f_{esr} ,这里电容阻抗等于 ESR。ESR 提供一个零点。转变是渐近的,但所示的突然转变也足够精确。

2. PWM 增益

图 6.32(a)中由误差放大器输出到电感输入电压 U_y 的平均值 U_{aU} 的增益是 PWM 增益,并定义为 G_m 。

一般电压型控制芯片中误差放大器的输出 U_{ea} 与内部三角波比较产生 PWM 信号调整输出电压。三角波的幅值 0~3V(实际上是 0.5~3V)。如果芯片控制推挽(桥式、半桥)电路,变压器频率是芯片频率的一半,占空比 D 随误差放大器输出可以在 0~1 之间改变。如果是正激,只采用一半脉冲,占空度在 0~0.5 之间改变。

在图 6.34b 中,当 $U_{ea}=0$, $D=t_{on}/T=0$, 在 U_y 的宽度为零, U_{aU} 也为零。如果 U_{ea} 移动到 3V,在三角波的峰值, $t_{on}/T=D=0.5$, U_y 的平均值就是 $U_{aU} = (U_{sp}-1)D$, 其中 U_{sp} 是变压器次级电压,1 为整流二极管压降。则调制器的直流增益为 U_{aU} 与 U_{ea} 的比值

$$G_m = \frac{U_{oU}}{U_{ea}} = \frac{0.5(V_{sp}-1)}{3} \quad (6-56)$$

此增益与频率无关。

3. 取样增益—反馈系数

图 6.31 中还有一个增益衰减,就是 R_1 和 R_2 组成的采样电路。大多数 PWM 芯片的误差放大器的参考输入端不可能大于 2.5V,因此如果输出电压一旦决定,此增益即为

$$G_s = \frac{U_s}{U_o} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (6-57)$$

如果输出 5V,采样电阻 $R_1=R_2$, $U_s (U_{ref})$ 与 U_o 之间的增益为 -6dB,即 1/2。

4. 输出 LC 滤波器加上 PWM 和采样网络的总增益

为了得到环路增益波特图,我们将输出 LC 滤波器增益 G_f 、PWM 增益 G_m 和采样网络增益 G_s 之和 G_t 如图 6.33 所示。从 0Hz(直流)到频率 $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ 的增益是 G_m+G_s ,这里 LC 滤波器增益为零。在 f_0 转折为 -40dB/dec 斜率,并保持此斜率一直到 f_{esr} ,这里电容阻抗等于 R_{esr} 。在这个频率它转折为斜率 -20dB/dec。由这个曲线可以确定误差放大器的幅频和相频特性以满足稳定环路的两个判据。

6.4.3 误差放大器的幅频特性整形

如果将开关电源的闭环作为一个放大器来研究,放大器输入信号为开关电源的参考电压。从负反馈组态来说是一个电压串联负反馈。这里误差放大器是一个同相放大器。从误差放大器的同相端到误差放大器输出、PWM 发生、电源输出和取样返回到误差放大是反相输入端,在任何频率在增益下降到 0dB 时附加相移小于 135° 。以下来讨论误差放大器的补偿。为讨论方便,取样信号加在反相端,放大器输出总是反相,反馈信号返回到反相端附加相移不能超过 135° ,即 45° 相位裕度。

第一步首先建立穿越频率 f_{c0} ,在此频率总增益为 0dB。然后选择误差放大器的增益,迫使总环路增益在 f_{c0} 为 0dB。下一步设计误差放大器的增益斜率,以使得总开环增益在 f_{c0} 以斜率 -20dB/dec 穿越(图 6.18)。最后,调整幅频特性达到希望的相位裕度。

采样理论指出,为了闭环的稳定, f_{c0} 必须小于开关频率的一半。但必须远远小于开关频率,否则有较大幅值的开关频率纹波。一般经验取 f_{c0} 为开关频率的 1/4~1/5。

参考图 6.33 中除误差放大器以外的环路增益 G_t 是 LC 滤波器增益 G_f 、调节器增益 G_m 和检测网络增益 G_s 之和。假定滤波电容有 ESR,在 f_{esr} 由斜率 -40dB/dec 转折为 -20dB/dec。假定 $f_{c0} = 1/5f_s$, f_s —开关频率。要使 f_{c0} 增益为 0dB,误差放大器的增益应当等于 G_t 在此频率读取增益衰减量。

在大多数情况下,滤波电容具有 ESR,且 f_{esr} 低于 f_{c0} 。因此在 f_{c0} 的 $G_t = G_f + G_m + G_s$ 的曲线总是斜

率为-20dB/dec。要使得在 f_{c0} 的总开环增益为零，误差放大器在 f_{c0} 的增益与 G_T 值相等符号相反。同时

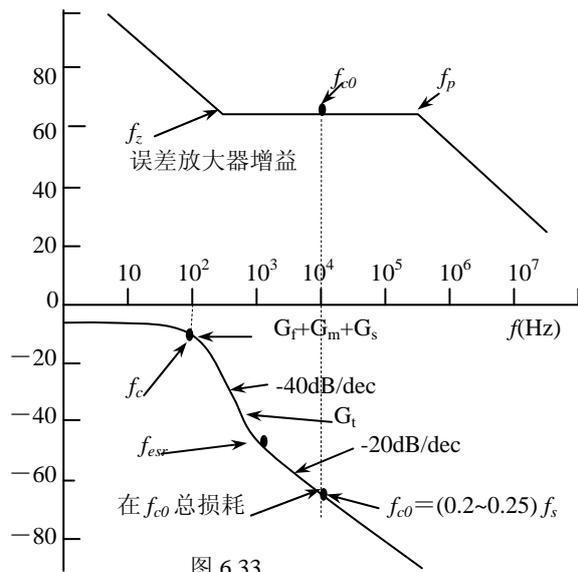


图 6.33

如果误差放大器幅频特性在 f_{c0} 为水平线，则合成的总开环幅频特性 G_T 在 f_{c0} 以斜率-20dB/dec穿越。这就满足了稳定电路的第二个判据。

运算放大器的反相比例运算(图 6.34)就可以获得水平的增益曲线，调整 $G_{ea}=-R_2/R_1$ 的大小获得所需的增益。

环路增益是误差放大器的增益和 G_T 之和。如果运放保持常数增益一直到直流，总的开环增益在100Hz就比较小，不能有效抑制交流电源纹波。为了在输出端将交流纹波降到很低水平，开环增益在低频时尽可能高，因此在 f_{c0} 的左边开环增益应当迅速增加。为此，在误差放大器反馈电阻电路 R_2 串联一个电容 C_1 (图 6.34b)。低频增益如图 6.36所示。在高频范围， C_1 的大容抗小于 R_2 ，增益是水平线，而在低频范围， C_1 容抗大于 R_2 ，增益为 X_{C1}/R_2 。增益以+20dB/dec向低频增加，并在100Hz处产生较高的增益。向高频方向，斜率-20dB/dec，并在 $f_z=(2\pi R_2 C_1)^{-1}$ 处转向水平。

在 f_{c0} 的右端的高频端(图 6.33)，如果误差放大器保持常数，总开环增益在高频增益相当高。但高频高增益就有可能接收高频尖峰噪声，并以较大的幅值传递到输出端。所以高频时应当降低增益。

这很容易做到，只要在误差放大器的反馈支路(R_2 串联 C_1)上并联一个 C_2 。在 f_{c0} ， X_{C1} 已经比 R_2 小，电路特性与 C_1 无关。在高频 C_1 的容抗比 R_2 小， R_2 不影响电路特性，电路增益由 X_{C2}/R_1 决定。在 f_{c0} 以上，幅频特性是水平的，直到 $f_p=(2\pi R_2 C_2)^{-1}$ ，在这个频率转折，以后以斜率-20dB/dec衰减(如图 6.33)。高频增益低避免高频噪声进入到输出端。

如何选择转折频率 f_z 和 f_p ? 一般这样选取 $f_{c0}/f_z=f_p/f_{c0}$ 。 f_z 与 f_p 之间分开越大，在 f_{c0} 有较大的相位裕度。一般希望较大的相位裕度，但如果 f_z 选择得太低，在100Hz低频增益比选择较高频增益低(图 6.35)，这样对100Hz信号衰减很差。如果在 f_p 选择得太高，高频增益比选择较低频率高，这样高频噪声尖峰可能很高幅值通过。 f_z 与 f_p 之间分开距离在增加相位裕度和减少距离之间折中，以求得100Hz衰减和低的高频噪声尖峰输出。折中和更加精确地分析，用传递函数、极点和零点概念很容易做到。

6.4.4 误差放大器的传递函数，极点和零点

如果一个反相运算放大器的输入 Z_1 和反馈 Z_2 都用复阻抗，电路如图 6.36所示。其增益为 $-Z_2/Z_1$ 。如果 Z_1 是纯电阻 R_1 ，而 Z_2 也是纯电阻 R_2 ，如图 6.34(a)，则增益是 $-R_2/R_1$ ，并与频率无关。负号说明 U_o 与 U_{in} 之间的相位移是 180° ，因为输入是反相端。

如果阻抗 Z_1, Z_2 以复变量 $s=j(2\pi f)=j\omega$ 表示，电容 C_1 的阻抗为 $1/sC_1$ ，而 R_1 与 C_1 串联为 R_1+1/sC_1 。 R_1 和 C_1 串联再一起与电容 C_2 并联的阻抗为

$$Z = \frac{(R_1 + 1/sC_1)(1/sC_2)}{R_1 + 1/sC_1 + 1/sC_2} \quad (6-58)$$

误差放大器的增益或传递函数写成阻抗 Z_1, Z_2 ，用复变量 s 表示，即 $G(s)=Z_2(s)/Z_1(s)$ 。通过代数处理，将 $G(s)$ 分子和分母简化成 s 的函数： $G(s)=N(s)/D(s)$ 。表示为多项式相乘：

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(1 + sz_1)(1 + sz_2)(1 + sz_3)}{sp_0(1 + sp_1)(1 + sp_2)(1 + sp_3)} \quad (6-59)$$

这些 z 和 p 值是 RC 乘积，并代表频率。令这些项为零，可以求得这些频率。即

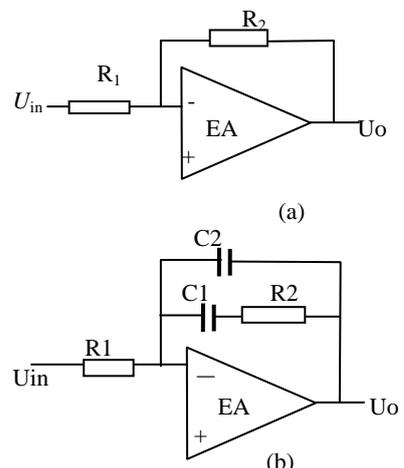


图 6.34 误差放大器幅频特性整形

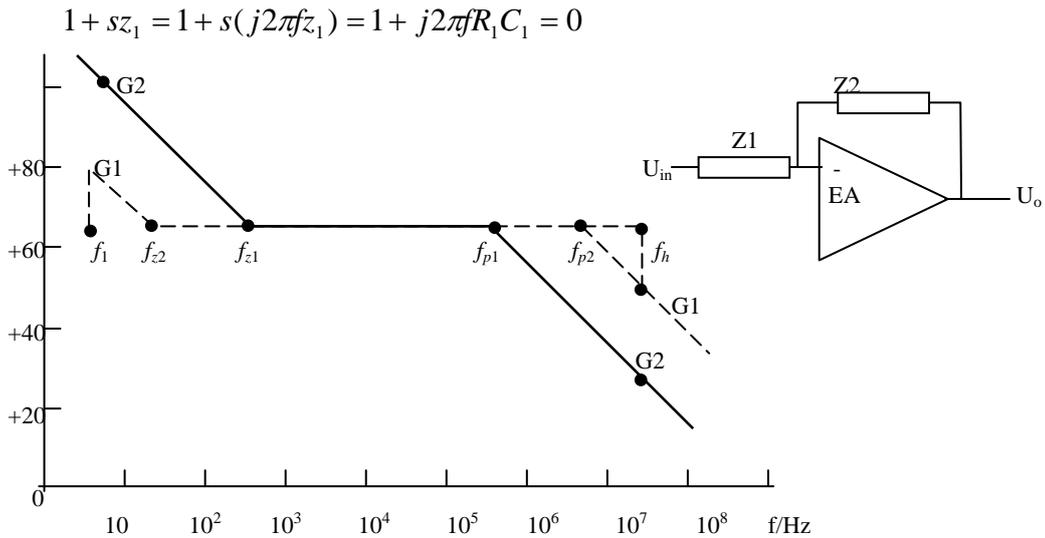


图 6.35 f_z 和 f_p 定位

图 6.36 一般误差放大器

即

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (6-60)$$

相应于 z 值的频率叫做零点频率，而相应于 p 值的频率叫做极点频率。在分母中总有一项没有 1，如上式中的 sp_0 。这表示一个重要的极点频率 $f_{p0} = (2\pi R_0 C_0)^{-1}$ 。称为原点极点。

由原点极点和极点以及零点频率，可以画出误差放大器的幅频特性。

6.4.5 有零点和极点频率增益斜率变化规律

零点和极点代表了误差放大器的频率变化点。

零点表示增益斜率变化到 $+20\text{dB/dec}$ 。在图 6.37(a)中，如果在一个增益为零点频率点出现零点时，将由此斜率转向 $+20\text{dB/dec}$ 。如果原先增益斜率为 -20dB/dec (图 6.37(b))，增益斜率将转向为 0。如果在相同的频率有两个零点 (两个 RC 具有相同的乘积)，原先斜率为 $-1-20\text{dB/dec}$ 时，增益斜率第一个转向 0, 第二个零将转向 $+20\text{dB/dec}$ (图 6.37(c))。

一个极点表示增益按斜率 -20dB/dec 变化。如果原先增益斜率为水平线 (斜率为零) 处出现一个极点，增益斜率转向 -20dB/dec (图 6.37(d)) ;如果原先 $+20\text{dB/dec}$ 斜率的相同频率有两个极点，第一个极点转为 0, 而第二个极点在相同频率转为 -20dB/dec (图 6.37(e))。

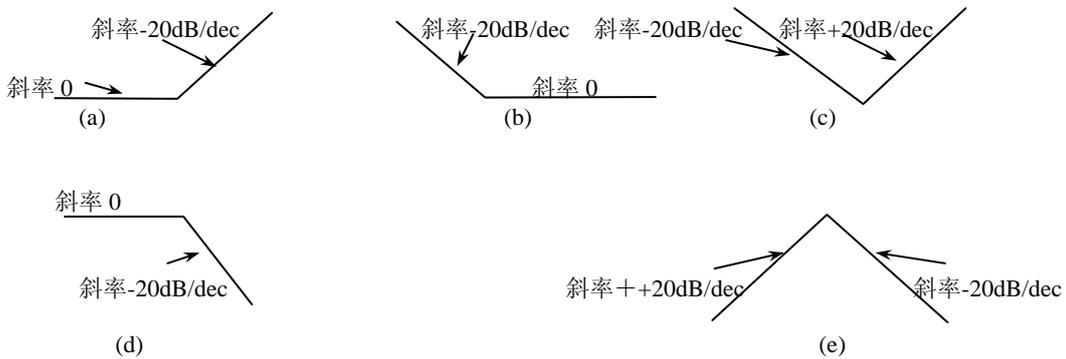


图 6.37 典型幅频特性

原点极点和任何极点一样，增益斜率为 -20dB/dec 。它表示一个增益为 1 即 0dB 的频率。画总误差放大器增益曲线从原点极点开始。从 0dB 原点极点频率 $f_{p0} = (2\pi R_0 C_0)^{-1}$ 画起，反向画一条直线，斜率为 -20dB/dec (图 6.38)。如果在这个直线某点，在高频方向 -20dB/dec 斜率，传递函数在 $f_z = (2\pi R_1 C_1)^{-1}$ 点为零 (零点)，在 f_z 转向增益斜率为水平。将水平增益无限伸展，但在某个较高频率 $f_p = (2\pi R_2 C_2)^{-1}$ 传递函数有一个极点，在 f_p 将由水平转向斜率 -20dB/dec (图 6.38)。传递函数水平部分的增益是 $-R_2/R_1$ 。

在 f_{c0} 它等于并相反于 G_T (图 6.33) 的衰减量。

在原点有一个单极点, 一个单零点和另一个单极点的误差放大器增益曲线具有图 6.38 希望的形状, 用图 6.34(b)来实现。余下来的事情就是选择零点和极点频率的位置, 以产生希望的相位裕度。

6.4.6 从电路图推导单极点和单零点误差放大器的传递函数

上面已经指出如果误差放大器具有单极点、单零点和一个原点极点, 它的幅频特性如图 6.38 所示。现在证明一个误差放大器的传递函数如何推导, 以及图 6.34(b)电路确实具有一个单极点、一个单零点和一个原点极点。图 6.34(b)电路的增益为

$$G = \frac{dU_o}{dU_i} = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{(R_2 + 1/j\omega C_1)(1/j\omega C_2)}{R_1(R_2 + 1/j\omega C_1 + 1/j\omega C_2)} \quad (6-61)$$

引入复变量 $s=j\omega$, 于是

$$G = -\frac{(R_2 + 1/sC_1)(1/sC_2)}{R_1(R_2 + 1/sC_1 + 1/sC_2)} \quad (6-62)$$

经过代数处理

$$G = -\frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_1C_2/(C_1 + C_2))}$$

同时因为一般 $C_2 \ll C_1$, 则

$$G = -\frac{1 + sR_2C_1}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_2C_2)} \quad (6-63)$$

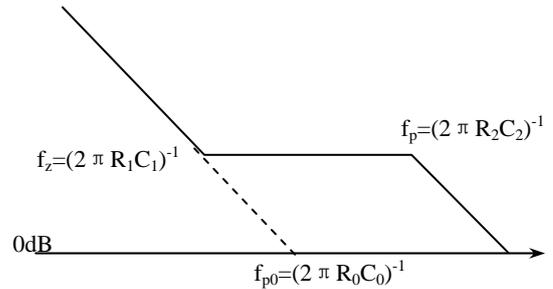


图 6.38 直接由传递函数画图 6-37 的误差放大器的增益曲线

具有式 (6-63) 传递函数的图 6.38 误差放大器在 Venable 经典著作中一般称为 2 型放大器。当输出滤波电容具有 ESR 时, 使得 f_{c0} 落在斜率 -20dB/dec 的增益 G_1 的曲线 (图 6.33) 上, 应用 2 型误差放大器。研究电路图 6.34(b) 的传递函数可直接画出它的幅频特性 (图 6.38)。式 (6-63) 指出这个电路 (图 6.34(b)) 在 $f_{p0}=(2\pi R_0C_0)^{-1}$ 具有一个原点极点。在此频率以 -20dB/dec 斜率向低频方向画一直线。

由式 (6-63) 在频率 $f_z=(2\pi R_1C_1)^{-1}$ 电路有一个零点。在 f_z 由斜线转成水平。再由式 (6-63) 电路在 $f_p=(2\pi R_2C_2)^{-1}$ 有一个极点, 在此频率 f_p 再由水平转向斜率 -20dB/dec 。

II 型误差放大器的传递函数可由它的极点和零点频率画出来, 并将它们定位 (选择 R_1, R_2, C_1, C_2) 以获得希望的相位裕度。

6.4.7 从 II 型误差放大器的零点和极点的位置计算相移

采用 Venable 图, 选取 $f_{c0}/f_z=k=f_p/f_{c0}$ 。像 RC 微分电路 (图 6.28(a)) 一个零点, 引起相位超前。一个极点, 像积分电路 (图 6.27(a)) 引起相位滞后。由于在 f_z 的零点在频率 f 相位超前是

$$\varphi_{ld} = \tan^{-1} \frac{f}{f_z}$$

但对在 f_{c0} 超前的相位感兴趣, 大小为

$$\varphi_M = \tan^{-1} k \quad (6-64)$$

在 $f=f_{c0}$ 因极点 f_p 引起的相位滞后为

$$\varphi_L = \tan^{-1} \frac{f}{f_p}$$

因极点 f_p 在 $f=f_{c0}$ 引起的相位滞后为

$$\varphi_L = \tan^{-1} \frac{1}{k} \quad (6-65)$$

在 $f=f_{c0}$ 由于极点在 f_p 滞后和零点在 f_z 超前的总相位是式 (6-64), (6-65) 两者之和。

误差放大器是反相运算, 在低频时输出与输入相差 180° 。因为这个相移是固定的, 如果从参考电压来研究, 相位差是零。以下之只考虑附加相移, 不考虑固定相移。在低频原极点相移 90° 。从图 6.34(b)

可见，低频时误差放大器是一个电阻输入、电容反馈的积分器，这是因为低频时，电容 C_1 阻抗远远大于电阻 R_2 ，反馈回路变为 C_1 与 C_2 并联。因为原点极点相移 90° ，加上零点超前和极点滞后总的相位滞后为

$$\varphi_t = 90^\circ - \tan^{-1} k + \tan^{-1} \frac{1}{k} \quad (6-66)$$

应当注意到当 k 很大（零点和极点分开很大）时，净相位仍然滞后，零点最大超前 90° ，极点滞后为零。计算结果如表 6.1 所示。

6.4.8 经过 LC 滤波器的相移—输出电容有 ESR

总环路相移包括误差放大器和输出滤波电容相移。图 6.7(b)中 $R_o=20Z_o$ 且输出滤波电容没有 ESR 时，通过滤波器在 $1.2f_{c0}$ 处已经是 175° 。如果输出滤波电容有 ESR，如图 6.32(b)所示，相位滞后大大改善。图中在 $f=f_{esr}=(2\pi C_o ESR)^{-1}$ 时，幅频特性由斜率 -40dB/dec 转为 -20dB/dec 。在 $f>f_{esr}$ 时， C_o 的容抗小于 ESR，电路的幅频特性相似于 LR 电路，而不是 LC 电路。而 LR 电路最大相移位 90° ，不是 LC 电路最大可能的 180° 。这样 ESR 零点产生一个相位提升，由于 f_{esr} 在任一个频率 f 的相位滞后为

$$\varphi_L = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{f}{f_{esr}}$$

因为对 f_{c0} 因 f_{esr} 零点的相位滞后感兴趣，此点相移

$$\varphi_{Lc} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{f_{c0}}{f_{esr}} \quad (6-67)$$

对于不同的 f_{c0}/f_{esr} 值，输出电容具有 ESR（图 6.33）的 LC 滤波器的滞后相位（式（6-67））如表 6.2 所示。因此，设置误差放大器幅频特性的水平部分数值相等，但符号相反于 G_t 在 f_{c0} 的损耗。将 f_{c0} 定位在希望的位置。因为在大多数情况下， f_{c0} 位于总相频特性 G_t 以斜率 -20dB/dec 穿越。由表 6.1 和 6.2 选取适当地 k （零点和极点的位置）值，产生所希望的相位裕度。

表 6.1 不同 k 值 II 型误差放大器滞后相位

k	滞后相位（图 6-37）
2	53°
3	36°
4	28°
5	22°
6	18°
10	11°

表 6.2 在 f_{c0} 因 f_{esr} 的 LC 滤波器的相位滞后

f_{c0}/f_{cer}	相位滞后	f_{c0}/f_{esr}	相位滞后
0.25	166°	2.5	112°
0.50	153°	3	108°
0.75	143°	4	104°
1.0	135°	5	101°
1.2	130°	6	99.5°
1.4	126°	7	98.1°
1.6	122°	8	97.1°
1.8	119°	9	96.3°
2.0	116°	10	95.7°

6.4.9 设计举例—稳定一个带 II 型误差放大器的正激变换器反馈环路

通过设计的例子说明所有先前各节讨论的很多资料的相互关系。稳定闭环的正激变换器参数如下：

$$U_o = 5\text{V}; I_o = 10\text{A};$$

$$I_{o\min} = 1\text{A};$$

$$f_s = 100\text{kHz} \text{—开关频率};$$

$$\text{输出最小纹波 } U_p = 50\text{mV}.$$

假定输出滤波电容具有 ESR，同时 f_{c0} 位于 LC 滤波的斜率 -20dB/dec 处。这可以使用幅频特性如图 6.34 的 II 型误差放大器。电路如图 6.39 所示。

首先计算 LC 滤波器参数。根据正激变换器原理得到

$$L = \frac{U_o T (1-D)}{2I_{o\min}}$$

如果 $D=D_{\max}=0.4$ ， $I_{o\min}=I_o/10$

$$L = \frac{U_o T (1-D)}{2I_{o\min}} = \frac{0.3U_o T}{I_{o\min}} = \frac{3U_o T}{I_o} = \frac{3 \times 5 \times 10^{-5}}{10} = 15 \times 10^{-6} \text{ (H)}$$

因为输出纹波主要是输出电容的 R_{esr} (ESR) 和电感的脉动电流引起的，电感的脉动电流为 $\Delta I = 2I_{o\min}$ 。 $U_p = R_{esr} \times \Delta I$ ，根据经验有 $R_{esr} C_o = 65 \times 10^{-6}$ ，所以

$$C_o = \frac{2I_{o\min}}{U_p} \times 65 \times 10^{-6} = \frac{2}{0.05} \times 65 \times 10^{-6} = 2600 \mu\text{F}$$

输出滤波器的转折频率为

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{15 \times 10^{-6} \times 2600 \times 10^{-6}}} = 806 \text{ Hz}$$

由前面分析可知, ESR 零点频率使得幅频特性由斜率 $-40\text{dB}/\text{dec}$ 突然转到 $-20\text{dB}/\text{dec}$,此点频率为

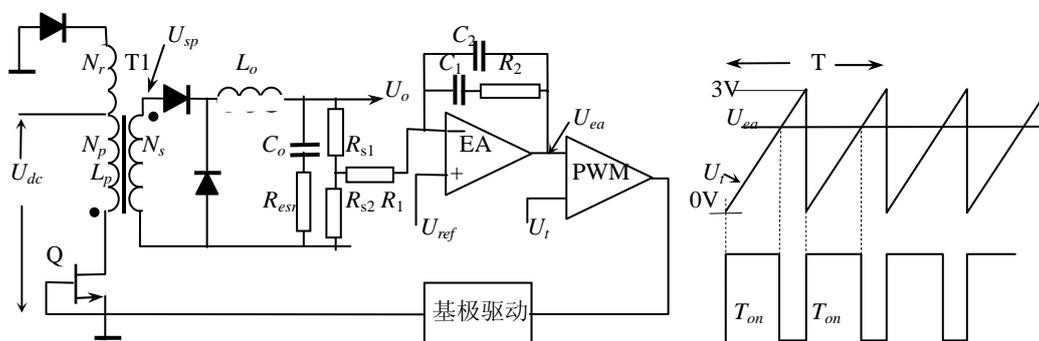


图 6.39 正激变换器反馈环路设计举例

$$f_{esr} = \frac{1}{2\pi C_o R_{esr}} = \frac{1}{2\pi \times 65 \times 10^{-6}} = 2500 \text{ Hz}$$

在调制器中 $G_m=0.5(U_{sp}-1)/3$,当占空度 $D=0.5$ 时, $U_o=5\text{V}$, $U_{sp}=11\text{V}$,因为 $U_o=(U_{sp}-1)T_{on}/T$,于是, $G_m=0.5(11-1)/3=1.67$,即 $+4.5\text{dB}$ 。

对于普通 SG1524 型 PWM 芯片,误差放大器的参考输入为 2.5V ,当 $U_o=5\text{V}$ 时, $R_1=R_2$,采样网路增益 $G_s=-6\text{dB}$,所以 $G_m+G_s=4.5-6=-1.5\text{dB}$ 。

幅频特性 G_t 是各单元幅频特性相加 $G_L+G_m+G_s$ 如图 6.40 中曲线 ABCD 所示。A 到转折频率 806Hz (B) 为 $G_m+G_s=-1.5\text{dB}$ 。在 B, 曲线转折为斜率 $-40\text{dB}/\text{dec}$,并一直继续到 ESR 的 2500Hz 零点 (C)。在 C 转折为 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 斜率。

现在选择穿越频率为开关频率达 $1/5$, 即 20kHz 。从幅频特性 G_t 上, 20kHz 处是 -40dB (数值为 $1/100$)。因此,为保证环路增益在此频率为零,对应 20kHz 穿越频率误差放大器的增益应为 $+40\text{dB}$ 。误差放大器增益加上曲线 ABCD 的总增益必须以斜率 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 穿越,误差放大器的幅频特性如图 6.40 所示曲线 EFGH。曲线上的 F 到 G 斜率为零,因为在 20kHz 处曲线 ABCD 斜率已经是 $-20\text{dB}/\text{dec}$ 。

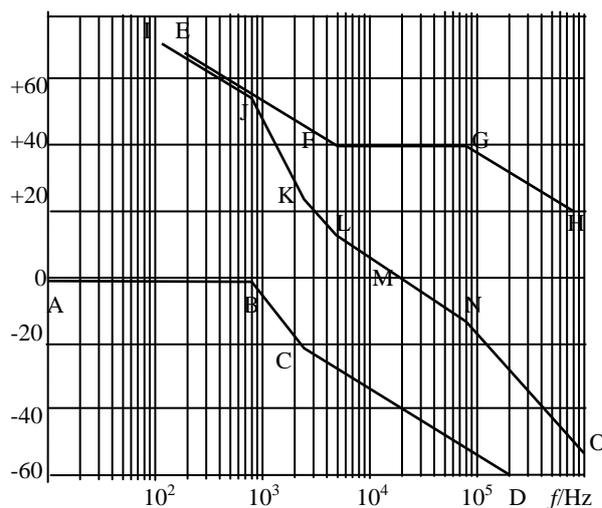


图 6.40 幅频特性—II 型误差放大器

用 II 型误差放大器就可以获得相频特性在 F 到 G 水平增益。II 型误差放大器水平部分增益是 R_2/R_1 。如果 R_1 任意取 $1\text{k}\Omega$, R_2 则为 $100\text{k}\Omega$ 。

在 f_z 有一个零点来增加低频增益,以衰减电网纹波;极点位于 G 点,用来降低高频增益,以减少尖峰噪声传到输出。很好分配零点和极点位置,获得希望的相位裕度。

假定相位裕度为 45° 。环路在 20kHz 的总相移位 $180-45=135^\circ$ 。但 LC 滤波器产生滞后相移如式 (6-66)。由此式得到对于 $f_{c0}=20\text{kHz}$ 和 $f_{esa}=2.5\text{kHz}$ 相位滞后是 97° (表 6.2)。于是,误差放大器仅允许 $135-97=38^\circ$ 。表 6.1 中若误差放大器滞后 38° , k 稍大于 3 即可。

为了保证足够的裕度,假定 $k=4$,产生相移为 28° ,加上 LC 滤波器的 97° 滞后相移,总的相移滞后 125° ,因此相位裕度为 $180-125=55^\circ$,即在 f_{c0} 有 55° 裕度。

$k=4$ 时,零点频率 $f_z=20/4=5\text{kHz}$,式 (6-59) 中 $f_z=(2\pi R_2 C_1)^{-1}$, $R_2=100\text{k}\Omega$, $C_1=(2\pi \times 10^5 \times 5 \times 10^3)^{-1}=318 \times 10^{-12}\text{F}=318\text{pF}$ 。极点在 $f_p=20 \times 4=80\text{kHz}$ 。由式 (6-59) 得到 $f_p=(2\pi \times R_2 C_2)^{-1}$, $R_2=100\text{k}\Omega$, 则 $C_2=(2\pi \times 10^5 \times 8 \times 10^4)^{-1}=20 \times 10^{-12}=20\text{pF}$ 。设计完成的幅频特性如图 6.40 所示。曲线是总环路幅频特性。它是曲线 ABCD 和 EFGH 之和。

还应当注意到取样电阻是 R_1 的一部分, 实际 $R_1' = R_1 - R_{s1} // R_{s2}$

6.4.10 采用的III型误差放大器和传递函数

当输出滤波电容具有 ESR 时, 输出纹波为 $R_{esr} \Delta I$, 其中 $R_{esr} = \text{ESR}$, 而 ΔI 是两倍的最小直流电流。大多数铝电解电容具有 ESR。同时大多数电解电容有 $\text{ESR} \times C = 65 \times 10^{-6}$ 。因此减少纹波, 减少 ESR, 就是增加电解电容的电容量, 当然增加了电容的体积, 可能增加得太大。

近年来, 有些厂能生产出基本上没有 ESR 的电解电容, 以符合要求绝对最小纹波场合。如采用这样零 ESR 的电容, 大大影响误差放大器反馈环路的设计。在输出电容有 ESR 时, 通常 f_{c0} 在输出滤波的斜率 -20dB/dec 上。这需要幅频特性在 f_{c0} 处水平的 II 型误差放大器 (图 6.33)。

如果电容 $\text{ESR} = 0$, LC 的幅频特性在转折频率 $f_c = (2\pi\sqrt{LC})^{-1}$ 以后, 幅频特性以斜率 -40dB/dec 继续下降 (图 6.41(a))。这样可以将误差放大器幅频特性设计成在希望的 f_{c0} 与 LC 的损耗数值相等, 符号相反。而环路增益以斜率 -20dB/dec 穿越 f_{c0} , 必须将误差放大器的幅频特性在 f_{c0} 中心区设计成 $+20\text{dB/dec}$ 斜率 (图 6.41(b) 中曲线 EFGHI)。

误差放大器的幅频特性不允许在低频方向下降。如果下降, 不能保证对电网低频纹波的抑制能力。在某频率 f_z (图 6.41(a)), 幅频特性必须转向在低频方向形成 $+20\text{dB/dec}$ 斜率。在 6.4.5 节已经说明, 误差放大器的传递函数中相同频率 f_z 提供两个零点得到由 -20dB/dec 转向 -20dB/dec 。在 f_z 以下, 增益向高频方向以 -20dB/dec 下降。因为由假定的原点极点提供。在 f_z 第一个零点将增益斜率转为水平。第二个零点转向 $+20\text{dB/dec}$ 。在远大于 f_{c0} 以上的频率不允许增益继续以 $+20\text{dB/dec}$ 上升。如果这样, 增益在高频时很高, 并将高频噪声传递到输出端。正如 4.5 节讨论的, 在 H 点的频率 f_p 提供两个极点, 第一个极点转向水平, 第二个转向 -20dB/dec 。具有图 6.41(a) 幅频特性的误差放大器叫做 III 型误差放大器 (Venable 命名的)。

因为对于 II 型误差放大器, 两个零点 f_z 和两个极点 f_p 的位置决定了 f_{c0} 的相位滞后。在 f_z 和 f_p 之间的分开越宽, 相位裕度就越大。同时对于 II 型误差放大器, f_z 越移向低频, 对 100Hz 纹波衰减越差。 f_p 越移向高频, 抑制高频噪声也越差。在通过到输出端高频分量就越大。

系数 k 说明 f_z 和 f_p 之间的相对位置。这里设定 $k = f_{c0}/f_z = f_p/f_{c0}$ 。在下一节, 将计算由于 f_z 点双零点在 f_{c0} 的相位提升和由于 f_p 的双极点在 f_{c0} 的相位滞后。

6.4.11 由于传递函数零点和极点 III 型误差放大器的相位滞后

在 6.4.7 节指出由于频率 f_z 零点在 f_{c0} 的相位提升为 $\varphi_{zb} = \tan^{-1}(f_{c0}/f_z) = \tan^{-1}k$ (式 (6-64))。如果在频率 f_z 有两个零点, 提升的相位相加。因此由于两个相同频率 f_z 的零点在 f_{c0} 的提升为 $\varphi_{2zb} = 2 \tan^{-1}k$ 。

相似的, 因频率 f_p 的极点在 f_{c0} 的相位滞后为 $\varphi_{lp} = \tan^{-1}(1/k)$ (式 (6-65))。由于在频率 f_p 的两个极点的相位滞后也是相加。在 f_{c0} 因频率 f_p 的两个极点的相位滞后为 $\varphi_{2lp} = 2 \tan^{-1}(1/k)$ 。相位提升和相位滞后加上 90° 滞后, 此 90° 是固有原点极点 90° 。因此 III 型误差放大器总相位滞后为

$$\varphi_{tl} = 90^\circ - 2 \tan^{-1}k + 2 \tan^{-1} \frac{1}{k} \quad (6-68)$$

通过 III 型误差放大器的总的相位滞后根据不同的 k 值按式 (6-68) 计算, 如表 6.3 所示。

比较表 6.3 和表 6.1 可以看到, 带有两个零点和两个极点的 III 型误差放大器远小于 II 型误差放大器的相位滞后。II 型仅有一个极点和一个零点。然而 III 型误差放大器用于滤波电容无 ESR 的 LC 滤波器, 以减少相位滞后低于 180° 。因此低相位滞后的 III 型误差放大器上必

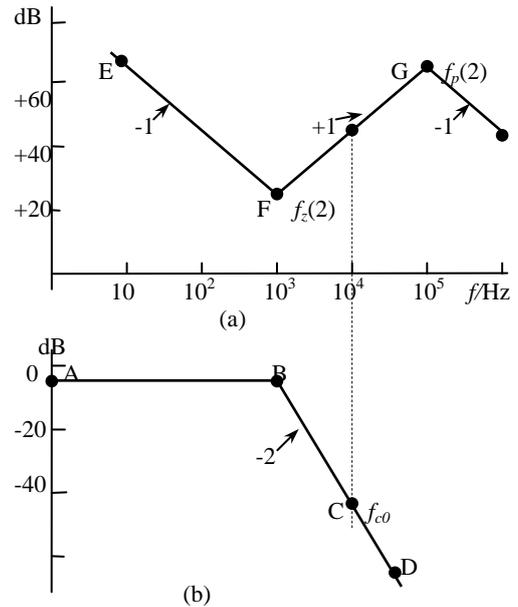


图 6.41 输出电容无 ESR 和需要误差放大器校正幅频特性

表 6.3 型误差放大器相位滞后

k	滞后角 $^\circ$ (式 (6-74))
2	16
3	-16
4	-34
5	-44
6	-52

不可少的,因为没有 ESR 的 LC 滤波器相位滞后大。

6.4.12. III 型误差放大器电路、传递函数和零点、极点位置

具有图 6.41(b)的幅频特性电路如图 6.42 所示。可以用第 6.4.6 节 II 型误差放大器的方法推导它的传递函数。反馈和输入臂阻抗用复变量 s 表示, 并且传递函数简化为 $G(s) = Z_2(s)/Z_1(s)$ 。传递函数经代数处理得到

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_{in}(s)} = \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_3C_3)[1 + sR_2(C_1C_2/(C_1 + C_2))]} \quad (6-69)$$

可以看到, 此传递函数具有

(a) 一个原极点, 频率为

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi R_1(C_1 + C_2)} \quad (6-70)$$

在此频率 R_1 的阻抗与电容 $(C_1 + C_2)$ 的阻抗相等且与其并联。

(b) 第一个零点, 在频率

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2C_1} \quad (6-71)$$

在此频率, R_2 的阻抗与电容 C_1 的阻抗相等。

(c) 第二个零点, 在频率

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1C_3} \quad (6-72)$$

在此频率, $R_1 + R_3$ 的阻抗与电容 C_3 的阻抗相等。

(d) 第一个极点, 在频率

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_2[C_1C_2/(C_1 + C_2)]} \approx \frac{1}{2\pi R_2C_2} \quad (6-73)$$

在此频率, R_2 的阻抗与电容 C_2 和 C_1 串联的阻抗相等。

(e) 第二个极点, 在频率

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_3C_3} \quad (6-74)$$

在此频率 R_3 的阻抗与电容 C_3 阻抗相等。

为画出图 6.41(b)的幅频特性, 以 $f_{z1}=f_{z2}$, $f_{p1}=f_{p2}$ 选择 RC 乘积。图 6.42 具有式(22)的 III 型误差放大器双零点和双极点频率的位置由 k 来决定。根据 k 获得希望的相位裕度。图 6.41(b)中误差放大器在希望的 f_{c0} 处以斜率 $+20\text{dB/dec}$ 处的增益 (图 6.41(a)) 令其等于 LC 滤波器的衰减量, 但符号相反。

从表 6.3 和传递函数式 (6-69), 可以设置希望的零点和极点频率, 设计例子如下。

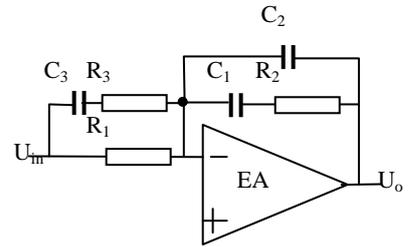


图 6.42 具有式(22)的 III 型误差放大器

6.13. 设计举例—具有 3 型反馈环路的正激变换器稳定性

设计一个正激变换器反馈环路, 正激变换器具有如下的参数:

$U_o=5.0\text{V}$; $I_o=10\text{A}$; $I_{o\text{min}}=1.0\text{A}$; 开关频率 $f_s=50\text{kHz}$; 输出纹波 (p-p) $<20\text{mV}$ 。并假定输出电容按广告说的没有 ESR。

首先, 计算输出 LC 滤波器和它的转折频率。在 6.4.9 节中得到

$$L_o = \frac{3V_oT}{I_o} = \frac{3 \times 5 \times 20 \times 10^{-6}}{10} = 30 \times 10^{-6} \text{ H}$$

假定输出电容的 ESR 为零, 所以由于 ESR 的纹波也为零, 但有小的电容纹波分量。通常很小, 因此所用的电容比 2 型误差放大器例子中应用的 $2600 \mu\text{F}$ 要小得多。但保守些本设计电容仍采用 $2600 \mu\text{F}$, 且其 ESR 为零, 于是

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_oC_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{30 \times 10^{-6} \times 2600 \times 10^{-6}}} = 570 \text{ Hz}$$

假设和 II 型误差放大器一样，调制器和采用电路的增益是 -1.5dB 。LC 滤波器加上调制器、采样电路的幅频特性如图 6.43 中曲线 ABC。 -1.5dB 的水平增益一直上升到频率 570Hz 的点。然后它突然改变转向 -40dB/dec 斜率,并因为 ESR 为零一直保持这一斜率。

选择 f_{c0} 等于 $1/4$ 或 $1/5$ 开关频率,即 $50/5=10\text{kHz}$ 。图 6.43 曲线 ABC 上在 10kHz 的衰减量为 -50dB 。因此使 $f_{c0}=10\text{kHz}$, 在 10kHz 误差放大器的增益设置为 $+50\text{dB}$ (图 6.43 中 F 点)。但是误差放大器在 f_{c0} 必须 $+20\text{dB/dec}$ 斜率, 加到 $=40\text{dB/dec}$ 斜率的 LC 滤波器上, 以产生 -20dB/dec 的斜率。因此, 在 F 点画一个 $+20\text{dB/dec}$ 斜率直线, 在低频方向延伸到 f_z —双零点频率; 在高频方向延伸 f_p —双极点频率。然后由 k (表 6.3) 根据需要产生的相位裕度决定 f_z 和 f_p 。

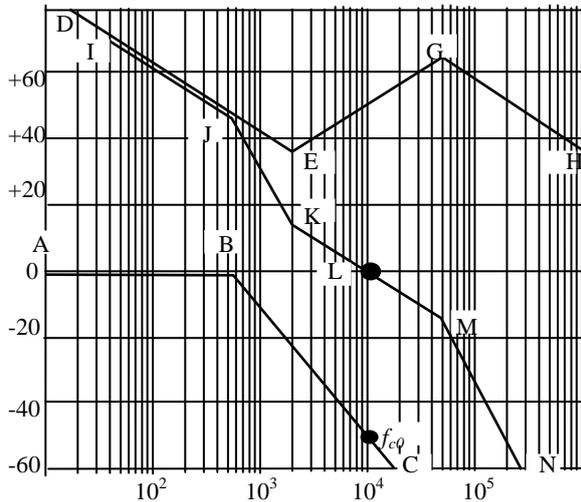


图 6.43 幅频特性—3 型误差放大器

假定相位裕度 45° , 于是误差放大器加上 LC 滤波器的总相位滞后是 $180-45=135^\circ$ 。但 LC 滤波器因没有 ESR 零点滞后 180° , 这留给误差放大器允许的滞后(超前)角为 $135-180=-45^\circ$ 。

由表 6.3 得到 $k=5$ 时相位滞后(超前) -44° , 这已经十分接近。在 $f_{c0}=10\text{kHz}$ 时, $k=5$, $f_z=2\text{kHz}$ 以及 $f_p=50\text{kHz}$ 。因此图 6.43 中斜率 $+20\text{dB/dec}$ 直线扩展到 2kHz 的 E 点, 由这一点转折向上(由于原点极点向高频为斜率 -20dB/dec)。再由 F 以斜率 $+20\text{dB/dec}$ 向高频扩展到双极点频率 50kHz , 在此因两个极点转为斜率 -20dB/dec 。

曲线 IJKLMN 是总的环路幅频特性, 也是曲线 ABC 和 DEFGH 之和。可以看到在 10kHz (交越频率 f_{c0}) 为 0dB , 并以斜率 -20dB/dec 穿越。 $k=5$ 产生需要的 45° 相位裕度。现在来决定符合图

43 误差放大器幅频特性 DEFGH 的元件参数。

6.4.14 为产生希望的 3 型误差放大器幅频特性的元件选择

运用四个极点和零点频率公式(式(6-71)~(6-74))来选择 6 个元件 ($R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, C_3$) 参数。

任意选择 $R_1=1\text{k}\Omega$ 。第一个零点(在 2kHz)出现时, $R_2=X_2$, 因此在此频率反馈臂阻抗主要是 R_2 本身, 增益为 R_2/R_1 。从图 6.43 可见, 在 2kHz 误差放大器增益是 $+37\text{dB}$, 即 70.8 倍, 如 $R_1=1\text{k}\Omega$, 则 $R_2=70.8\text{k}\Omega$, 因此由式(6-71)得到

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_2 f_z} = \frac{1}{2\pi(70800)2000} = 0.011 \mu\text{F}$$

由式(6-73)得到

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_p} = \frac{1}{2\pi(70800)50000} = 45 \text{ pF}$$

由式(6-72)得到

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_1 f_z} = \frac{1}{2\pi(1000)2000} = 0.08 \mu\text{F}$$

最后由式(6-74)得到

$$R_3 = \frac{1}{2\pi C_3 f_p} = \frac{1}{2\pi(0.08 \times 10^{-6})50000} = 40 \Omega$$

6.4.15 反馈环路的条件稳定

当加载和运行的正常工作条件下反馈环路可能是稳定, 但在接通或输入电网瞬态变化时, 可能受到冲击而进入连续振荡。这种奇特情况称为条件稳定, 可由图 6.44(a)和图 6.44(b)来说明。

图 6.44 (a) 和图 6.44(b)分别画出了总的环路相频特性和总的幅频特性。如果有两个频率(A 点和 C 点)开环总附加相移达到 180° (图 6.44(a))就发生条件稳定。

回顾一下振荡判据是在某一个频率开环增益为 0dB 时, 总环路附加相移是 180° 。如果总环路附加相移在给定频率是 180° , 但在那个频率总环路增益大于 0dB 环路仍然是稳定的。这可能难以理解,

因为如果某个频率通过环路返回的信号与初始信号精确同相，但幅度加大，每次围绕环路幅度加大一些，就会出现以上情况。当达到一定电平时，幅度衰减限制了更高的幅值，并保持振荡。但数学上可以证明，不会出现此情况，这里的目的只不过是接受如果总环路增益在总环路相移 180° 的频率是 1 时不会出现振荡。

在图 6.44a 中，环路在 B 点无条件稳定，因为这里总开环增益虽然是 1，但总开环相移比 180° 少大约 40° ——即在 B 有一个相位裕度。环路在 C 是稳定的，因为总环路相移是 180° ，但增益小于 1，即在 C 点有增益裕度。但在 A 点环路是条件稳定。虽然总环路相移是 180° ，增益大于 1（大约 16dB），如前所述环路是条件稳定的。

但是，如果在某种情况下，比如说在初始启动时，电路还没有进入均衡状态，并且在 A 点频率环路增益瞬时降低到 16dB——存在振荡条件，增益为 1 和相移 180° ，电路进入振荡并保持振荡。在 C 点不可能停留在条件振荡，原因是增益不可能瞬时增加。

如果存在条件振荡（绝大部分在初始启动），可能出现在轻载条件下输出 LC 滤波器转折频率处。由图 6.7A 和图 6.7b 可见，轻载 LC 滤波器在转折频率处有很大的谐振增益提升和相移变化。在转折频率处大的相移可能导致 180° 。如果总环路增益（这在启动时是无法预计的）可能是 1 或者瞬时是 1——环路可能进入振荡。计算这种情况是否出现是相当困难的。避免这种情况的最安全的方法是在 LC 转折频率处一个相位提升，即引入一个零点，消除环路的某些相位滞后。只要在采样网络的上分压电阻并联一个电容就可以做到（图 6.39）。

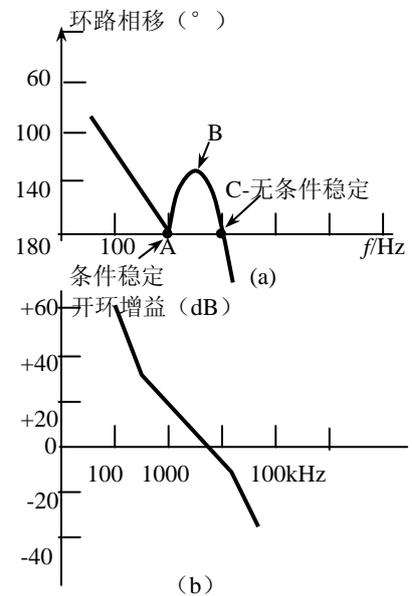


图 6.44 如果存在两个频率环路相移位 180° ，环路可能是条件稳定。可能在启动时增益瞬时降低到 0dB，出现条件振荡，即 180° 相移，增益 0dB。一旦振荡破坏，就继续下去。电路就在 B 点条件稳定，因为增益绝不可能瞬时增加。

6.4.16. 断续模式反激变换器的稳定

1 由误差放大器的输出到输出电压端的直流增益

环路的主要元件如图 6.45(a)所示。设计反馈环路的第一步是计算由误差放大器的输出到输出电压端的直流或低频增益。假定效率为 80%，反激变换器的输出功率

$$P_o = \frac{0.8(L/2)I_p^2}{T} = \frac{U_o^2}{R_o} \quad (6-75)$$

$I_p = U_{dc}T_{on}/L_p$; 因此

$$P_o = \frac{0.8L_p(U_{dc}T_{on}/L_p)^2}{2T} = \frac{U_o^2}{R_o} \quad (6-76)$$

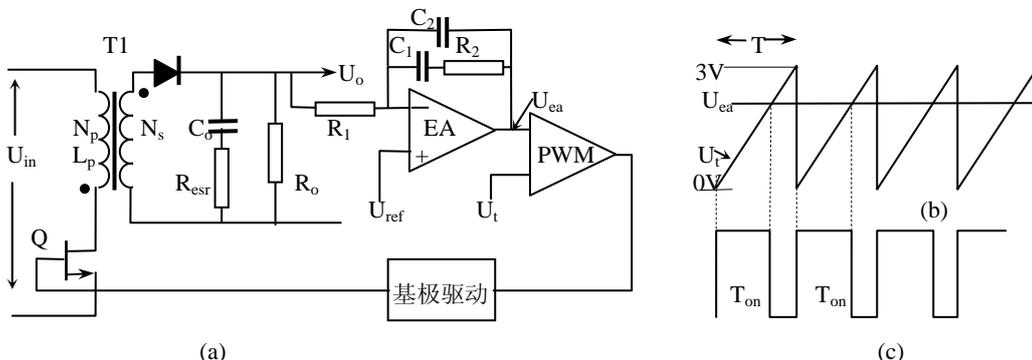


图 6.45 断续模式反激变换器反馈环路

又图 6-48(b)可以看到，误差放大器的输出与 0~3V 三角波比较形成 PWM 波，产生的矩形脉冲宽度 (T_{on} —图 6.48(c)) 等于三角波开始时间到直流电平 U_{ea} 与其相交时间。此 T_{on} 将是功率晶体管 Q_1 导通时间。从图 6-48(b)可以看到 $U_{ea}/3 = T_{on}/T$ 则 $T_{on} = U_{ea}T/3$ 。将它代入式 (6-76) 得到

$$P_o = \frac{0.8L_p(U_{dc}/L_p)^2(U_{ea}T/3)^2}{2T} = \frac{U_o^2}{R_o}$$

即

$$U_o = \frac{U_{dc}U_{ea}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_oT}{L_p}} \quad (6-77)$$

而从误差放大器输出到输出端的直流或低频增益为

$$\frac{\Delta U_o}{\Delta U_{ea}} = \frac{U_{dc}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_oT}{L_p}} \quad (6-78)$$

2. 断续模式反激变换器传递函数，即从误差放大器输出到输出端的交流电压增益

假定一个频率 f_n 小正弦信号插入串联到误差放大器的输出端,这将引起 T1 初级电流脉冲(电流峰值为 I_p)三角波的幅值正弦调制,因此,在次级也引起三角波电流脉冲的正弦幅值调制(瞬时幅值为 $I_p N_p/N_s$)。次级三角波电流的平均值同样以正弦频率 f_n 调制,因此有一个频率 f_n 正弦波电流流入并联 R_o, C_o 的顶端。但对戴维南等效来说, R_o 与 C_o 是串联的。可以看到, C_o 上的输出交流电压幅值从频率 $f_p=(2\pi R_o C_o)^{-1}$ 开始以-20dB/Dec,即以斜率-20dB/dec 衰减。简而言之,在误差放大器输出到输出端的传递函数中在频率

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_o C_o} \quad (6-79)$$

有一个极点,并且在此频率以下的直流增益由式(6-78)决定。

这与 LC 滤波器相反。在这样的拓扑中,插入到误差放大器输出的正弦波电压给 LC 滤波器地输入一个正弦波电压,此电压通过 LC 滤波器以-40dB/Dec,也就是说 LC 滤波器在输出端有两个极点。

当然,反激拓扑输出电路端单极点衰减即斜率-20dB/dec 改变需要稳定反馈的误差放大器的传递函数。在大多数情况下,反激变换器的输出电容具有 R_{esr} (ESR),在频率

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{esr} C_o} \quad (6-80)$$

转折。

完整分析反激变换器的稳定问题应当考虑最大和最小输入直流电压,以及最大和最小负载电阻。式(6-78)指出直流增益正比于 U_{dc} 和 R_o 的平方根,因此输出电路的极点反比于 R_o 。

在下一节图解分析时 U_{dc} 和 R_o 所有四种组合输出电路传递函数随之变化情况。

对于一个输出电路的传递函数(一个电网电压和负载条件)将误差放大器的传递函数设计确立希望的频率 f_{c0} ,并 f_{c0} 总环路幅频特性以斜率-20dB/dec 穿越。应当注意,另一个输出传递函数(不同电网电压和不同负载条件)总增益曲线在 f_{c0} 以斜率-40dB/dec 穿越,并可能引起振荡。

例如,考虑 U_{dc} 的变化小到可以忽略。用式(6-78)计算直流增益,并用式(6-73)计算输出电路的极点频率,假定 $R_{o\max}=10R_{o\min}$ 。在图 6.43 中,曲线 ABCD 是输出电路 $R_{o\max}$ 时的传递函数;式(6-78)给出 A 到 B 的直流增益。在 B 点,因为式(6-79)给出的输出极点以斜率-20dB/dec 衰减。在 C 点,因为输出电容的 ESR 零点斜率转向水平。C 点的频率由式(6-80)计算,电容定额在很大耐压和电容量范围内, $R_{esr} \times C_o=65 \times 10^{-6} \Omega \text{ F}$ 。

再回到图 6.46,曲线 EFGH 是输出电路 $R_{o\min}=R_{o\max}/10$ 时的传递函数。因为 f_p 反比于 R_o ,它的极点频率 10 倍于 R_o 。在 F 点的直流增益为

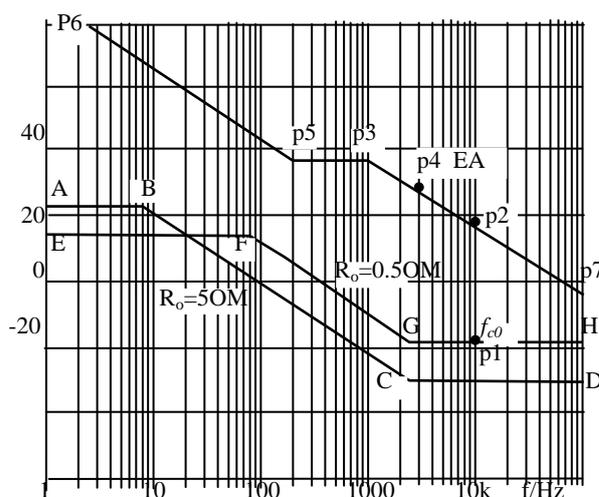


图 6.46 稳定反激变换器反馈环路的幅频特性

10dB, 低于 $R_{o\max}$, 因为增益正比于 R_o 的平方根 ($\sqrt{10} = 10\text{dB}$)。 $R_{o\min}$ 输出电路的传递函数画法如下: 在 10 倍于 B 点频率的 F 点, 低于 B 点 10dB, 向低频方向画一水平的直流或低频增益直线 (EF)。在 F 点, 画一斜率 -20dB/dec 的直线, 并继续画到 R_{esr} 零点频率 G, 再由 G 点一直向高频区画一水平线。

从图 6.46 的输出电路的传递函数 ABCD 和 EFGH 画出误差放大器的误差放大器的幅频特性, 即传递函数如下节。

6.4.17 断续模式反激变换器的误差放大器 (EA) 的传递函数

在图 6.46 中, 令 f_{c0} 在 $R_{o\min}$ 曲线 EFGH 上的 1/5 开关频率 (p1)。通常 f_{c0} 出现在输出传递函数的水平线上。为使 f_{c0} 落在希望的位置, 将误差放大器在 f_{c0} (p2) 的增益设计成与输出电路 p1 的衰减量相等, 且符号相反。因为 EFGH 在 f_{c0} 的斜率是水平线, 误差放大器幅频特性在高频方向 (p2) 的斜率必须为 -20dB/dec 。

从 p2 点向低频方向画一斜率 -20dB/dec 的直线, 扩展到稍低于 C 点频率 (p3 点)。 $R_{o\max}$ 时的传递函数是 ABCD 曲线。因为总幅频特性在新的 f_{c0} 必须以斜率 -20dB/dec 通过, 此新的 f_{c0} 将出现在衰减量与误差放大器直流增益相等, 且符号相反 (p4)。 P3 点的精确频率是不严格的, 但必须低于 C 点频率, 以保证绝对最大的 R_o 时 C 点可能达到的最大损耗要与误差放大器的增益在 -20dB/dec 斜率段相等, 且符号相反相匹配。于是有一个极点相应于频率 f_p 位于 p3 点。采用 II 型误差放大器。任意选择一个足够大的输入电阻 R_1 (图 6.46(a)), 不至于使采样网络作为负载。

由图上读得幅频特性水平部分的增益 (p3~p5), 并令其等于 R_2/R_1 (图 6.45(a)), 确定 R_2 。从极点频率 f_p 和 R_2 确定 $C_2 (=1/2 \pi f_p R_2)$ 值 (图 6.46(a))。

沿水平线 p3-p5 扩展, 在 p5 引入一个零点, 以增加低频增益和提供一个相位提升。在 p5 的零点频率 f_z 是不严格的, 应当低于 f_p 大约 10 倍。为了确定 f_z 的位置, 选取 $C_1 = 1/2 \pi f_z R_2$ 。用以下的例子说明上述的选择。

6.4.18 设计举例—稳定一个断续模式反激变换器

用下面的例子设计反激变换器反馈稳定。假定输出电容有 ESR, 采用 II 型误差放大器。电路如图 6.45(a), 其参数如下:

$U_o=5\text{V}$; $I_{\text{onom}}=10\text{A}$; $I_{\text{omin}}=1\text{A}$; $U_{\text{dcmax}}=60\text{V}$; $U_{\text{dcmin}}=38\text{V}$; $U_{\text{dcaU}}=49\text{V}$; 开关频率 $f_s=50\text{kHz}$; 纹波电压 $U_{\text{rip}}=0.05\text{V}$; 初级电感 $L_p=56.6 \mu\text{H}$ (假设效率为 80%, $T_{\text{on}}+T_r=0.8T$, 晶体管和二极管压降为 1V)。输出纹波决定输出电容值 $C_o=I_{\text{omax}}T_{\text{of}}/U_{\text{rip}}=2000 \mu\text{F}$, $R_{\text{esr}}=0.03 \Omega$ 。

在断开瞬时, 峰值次级电流可达 66A, 将引起很窄的尖刺 $66 \times 0.03=2\text{V}$ 加在电容端。应当说明的是利用小的 LC 滤波或增加一个 C_o 可以降低 ESR 窄脉冲。这里将 C_o 增加到 $5000 \mu\text{F}$, ESR 降低到 0.012Ω 。 Q_1 关断时的尖刺为 $66 \times 0.012=0.79\text{V}$, 再用一个放到反馈环外边小 LC 滤波就可降低到允许的水平。

现在可以画出输出电路的幅频特性—首先是 $R_o=5/10=0.5 \Omega$ 。由式 (6-78) 得到直流增益为

$$G = \frac{V_{\text{dc}}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_o T}{L_p}} = \frac{49}{3} \sqrt{\frac{0.4 \times 0.5 \times 20 \times 10^{-6}}{56.6 \times 10^{-6}}} = 4.3$$

即 12.8dB。

由式 (6-79) 得到极点频率为

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_o C_o} = \frac{1}{2\pi \times 0.5 \times 5000 \times 10^{-6}} = 63.7 \text{ Hz}$$

由式 (6-86) 得到 ESR 零点频率为

$$f_{\text{esr}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{esr}} C_o} = \frac{1}{2\pi \times 0.012 \times 5000 \times 10^{-6}} = 2500 \text{ kHz}$$

在 $R_o=0.5 \Omega$ 时的输出电路的幅频特性如图 6.46 中 EFGH。水平部分为 12.8dB 一直到 $f_p=63.5\text{Hz}$ 。这里由于 ESR 在 2.5kHz 的零点斜率转向 -1。现在可以画误差放大器的幅频特性。

选择开关频率的 1/5 即 $50/5=10\text{kHz}$ 为 f_{c0} 。在 EFGH 上当频率为 10kHz 时损耗是 -19dB 。因此误差放大器在 10kHz 增益取 19dB。在 10kHz 取 19dB (p2), 并画一条斜率 -1 (-20dB/dec) 的直线, 然后延伸此直线到稍低于 f_{esr} —即到 1kHz 的 p3 点, 39dB。在 p3 点, 向低频方向画一水平线到 p5 点, 频率 300Hz (零点位置)。零点位置是不严格的, 在 6.4.17 节, p5 低于 p3 点频率应当是一个十倍频。有

些设计者实际上忽略了 p5 的零点。但这里加入零点是为了提升一些相位。因此从这一点在低频方向增益转向斜率-20dB/dec。

现在来证实 $R_{o\max}=5\Omega$ 总幅频特性（输出电路加上误差放大器的传递函数）以斜率-20dB/dec 在 f_{c0} 交越。由式（6-84）得到 $R_{o\max}=5\Omega$ 时直流增益为 13.8 即 23dB。由式(6-79)得到极点频率为 6.4Hz。ESR 频率保持在 2.5kHz。因此 $R_o=5\Omega$ 时输出电路的传递函数是 ABCD。因此，新的 f_{c0} 在误差放大器的幅频特性 p6-p5-p3-p7 等于 ABCD 上的衰减的频率。可以看到，在 p4 点（3.2kHz），输出滤波器的衰减为 -29dB，而误差放大器的增益是 +29dB。可以看到，误差放大器增益与 ABCD 之和（等于总幅频特性）以斜率-20dB/dec 通过 f_{c0} 。但是，必须注意到如果 R_o 加大些，曲线 ABCD 还要降低到较低数值，因此先前决定的误差放大器的幅频特性增益相等，符号相反于输出滤波器衰减特性的点应当出现在每根曲线的斜率-20dB/dec 穿越处。

因此总的幅频特性在斜率-40dB/dec 处交越新的 f_{c0} 并出现振荡。这样，按照一般规律，断续模式反激变换器在最小负载电流时应当仔细测试稳定性（最大 R_o ）。

下面作 p6-p5-p3-p7 误差放大器幅频特性。在图 6.45(a)中，任意选择 $R_1=1000\Omega$ 。由图 6.46 可以看到 P3 点的增益是 38dB,即额定增益为 79 倍。因此 $R_2/R_1=79$,即 $R_2=79k\Omega$ 。P3 极点为 1kHz, $C_2=(2\pi f_p R_2)$,即 $C_2=2nF$ 。误差放大器在 300Hz 的零点, $C_1=(2\pi f_z R_2)^{-1}=6.7nF$ 。

因为输出电路的单极点特性，其绝对最大相移是 90° 。但存在 ESR 零点，在断续模式反激变换器中，极少出现相位裕度问题。考虑到 $R_o=0.5\Omega$ 情况，在 $f_{c0}(10kHz)$ 由于 64Hz 的极点和 ESR 在 2.5kHz 的零点，滞后角为

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{f_{c0}}{f_p}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{f_p}{f_z}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{10000}{64}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{10000}{25000}\right) = 89.6 - 76 = 13.6^\circ$$

而误差放大器由于 300Hz 零点和 1000Hz 极点在 10kHz 的滞后角（参看图 6.47 中曲线 p6-p5-p3-p7）为

$$90 - \tan^{-1}\frac{10000}{300} + \tan^{-1}\frac{10000}{1000} = 90 - 88 + 84 = 86^\circ$$

因此，在 10kHz 的总相位滞后为 $13.6+86=100^\circ$ 。在 f_{c0} 的相位裕度为 $180-100=80^\circ$ 。

6.4.19 误差放大器的跨导

通常应用的许多芯片（1524,1525,1526 系列）含有跨导运算放大器。跨导 g_m 等于单位输入电压变化引起的输出电流的变化，即

$$g_m = \frac{dI_o}{dU_{in}}$$

于是在输出端与地之间并联的阻抗 Z_o 有

$$dU_o = dI_o Z_o = g_m Z_o$$

则电压增益 G 为

$$G = \frac{dU_o}{dU_{in}} = g_m Z_o$$

空载时，1524,1525,1526 系列放大器通常直流增益为 80dB，在 300Hz 有一个极点，然后以斜率-20dB/dec 衰减。如图 6.50a 曲线 ABCD 所示。

并联在输出端和地之间的纯阻性 R_o 的幅频特性是一个常数，并等于 $g_m R_o$ ，一直到与图 6.47(a)中 ABDC 曲线相交的频率。1524,1525,和 1526 系列的 g_m 一般为 2mA/V。如电阻 $R_o=500k,50k$ 和 30k 时，增益分别为 1000,100 和 60,如图 6.50a 中 p1-p2,p3-p4 和 p5-p6。

在大多数情况下，需要应用 2 型误差放大器幅频特性。这很容易用图 6.47(b)中输出与地之间并联网络实现。在低频时， X_{c1} 远远大于 R_1 ,因此 C_1 有效，与 C_2 并联，再与内部引起 300Hz 开环极点的内部 100p 并联。这将 300Hz 极点移到较低频率，而且这那个较低频率以后增益以斜率-20dB/dec 衰减。在频率 $f_z=(1/2\pi R_1 C_1)$ 时， $X_{c1}=R_1$,有一个零点，且增益斜率转向水平，增益为 $g_m R_1$ 。频率提高，在频率 $f_p=1/2\pi R_1 C_2$, $X_{c2}=R_1$ 极点使斜率转向-1.图 6.47(b)电路的幅频特性如图 6.47(c)所示。

更加普遍的情况，1524,1535,1526 系列 PWM 芯片的误差放大器的幅频特性用上面提到的图 6.50b 输出到地网络，而不是采用一般运算放大器方式整形。用并联到地的图 6.47(b)的网络，而不是像普通运放反馈到反相输入端， R_1 在数值上有限制。在上面提到的芯片内部误差放大器不能够灌进或拉出大于 100 μ A 电流。对于 0~3V 的 PWM 调制器，误差放大器输出由于电网或负载突然变化，可能由三角

波底部移到顶部 3V 电压。因此 R_1 要是小于 $30k\Omega$ ，3V 快速偏摆要求大于 $100\mu A$ ，这样相应快速负载和电网变化速度延缓了。因为 $100\mu A$ 限制了输出电流，许多设计者不应用 PWM 芯片内部误差放大器。因为芯片内部输出引出一个输出脚，有些应用一个更好的外部误差放大器，且连接到芯片误差放大器的输出端口的相应脚上。

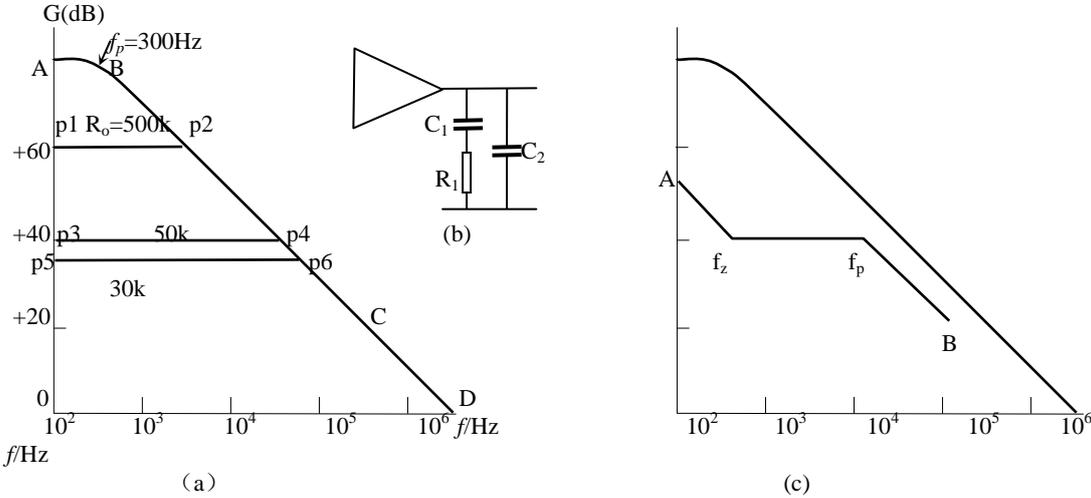


图 6.47 1524,1525 系列 PWM 芯片误差放大器开环空载幅频特性

但是，采用芯片内部误差放大器从成本来说是重要的。输出滤波的计算指出在 f_{c0} 滤波器衰减与误差放大器匹配上如此之低。 R_1 必定小于 $30k\Omega$ 。如果发生这种情况，为了匹配人为的增加输出滤波在 f_{c0} 损耗， R_1 可以增加到 $30k$ 。可以很容易通过增加输出滤波电感或电容，将它的极点频率向低频移动，来增加 f_{c0} 处输出滤波器的衰减。