

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

### 6.11. 由于传递函数零点和极点 3 型误差放大器的相位滞后

在第七节指出由于频率 $f_z$ 零点在 $f_{c0}$ 的相位提升为 $\theta_{zb} = \tan^{-1}(f_{c0}/f_z) = \tan^{-1}k$  (式 (17))。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 $\theta_{2zb} = 2 \tan^{-1}k$ 。

相似的，因频率 $f_p$ 的极点在 $f_{c0}$ 的相位滞后为 $\theta_{lp} = \tan^{-1}(1/k)$  (式 (18))。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 $\theta_{2lp} = 2 \tan^{-1}(1/k)$ 。相位提升和相位滞后加上  $270^\circ$  滞后，此  $270^\circ$  是固有的反相  $180^\circ$  加上固有原极点  $90^\circ$ 。因此 3 型误差放大器总相位滞后为

$$\theta_{tl} = 270^\circ - 2 \tan^{-1}k + 2 \tan^{-1}\frac{1}{k} \quad (21)$$

通过 3 型误差放大器的总的相位滞后根据不同的  $k$  值按式 (21) 计算，如表 3 所示。

比较表 3 和表 1 可以看到，带有两个零点和两个极点的 3 型误差放大器远小于 2 型误差放大器的相位滞后。2 型仅有一个极点和一个零点。

然而 3 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  $180^\circ$ 。因此低相位滞后的 3 型误差放大器上必不可少的，因为没有 ESR 的 LC 滤波器相位滞后大。

表 3 3 型误差放大器相位滞后

| $k$ | 滞后角 $^\circ$ (式 (21)) |
|-----|-----------------------|
| 2   | 196                   |
| 3   | 164                   |
| 4   | 146                   |
| 5   | 136                   |
| 6   | 128                   |

### 6.12. 3 型误差放大器电路、传递函数和零点、极点位置

具有图 6.14b 的幅频特性电路如图 6.15 所示。可以用第 6.6 节 2 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算子  $s$  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

$$G(s) = \frac{dV_o}{dV_{in}} = \frac{(1 + sR_2C_1)[1 + s(R_1 + R_3)C_3]}{sR_1(C_1 + C_2)(1 + sR_3C_3)[1 + sR_2(C_1C_2/(C_1 + C_2))]} \quad (22)$$

可以看到，此传递函数具有

(a) 一个原极点，频率为

$$f_{p0} = \frac{1}{2\pi R_1(C_1 + C_2)} \quad (23)$$

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

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2C_1} \quad (24)$$

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

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1C_3} \quad (25)$$

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

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_2 [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (26)$$

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

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (27)$$

在此频率 $R_3$ 的阻抗与电容 $C_3$ 阻抗相等。

为画出图 6.14b 的幅频特性，以 $f_{z1}=f_{z2}$ ， $f_{p1}=f_{p2}$ 选择 $RC$ 乘积。双

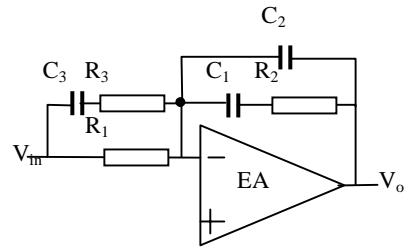


图 6.15 具有式(22)的 3 型误差放大器

零点 and 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 6.14b 中误差放大器在希望的 $f_{c0}$ 处 (图 6.10) 斜率 +1 处的增益令其等于 $LC$ 滤波器的损耗，但符号相反。

从表 3 和传递函数式 (22)，可以设置希望的零点和极点频率，设计例子如下。

### 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：

$V_o=5.0V$ ;  $I_o=10A$ ;  $I_{omin}=1.0A$ ; 开关频率 $f_s=50kHz$ ; 输出纹波 (p-p)  $<20mV$ 。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。在第九节中得到

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

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  $2600 \mu F$  要小得多。但保守些本设计电容仍采用  $2600 \mu F$ ，且其 ESR 为零，于是

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

假设和 2 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 6.16 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  $-2$  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  $50/5 = 10kHz$ 。图 6.16 曲线 ABC 上在  $10kHz$  的损耗为  $-50dB$ 。因此使 $f_{c0}=10kHz$ ，在  $10kHz$  误差放大器的增益设置为  $+50dB$  (图 6.16 中 F 点)。但是误差放大器在 $f_{c0}$ 必须  $+1$  斜率，加到  $-2$  斜率的  $LC$  滤波器上，以产生  $-1$  的斜率。因此，在 F 点画一个  $+1$  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 3) 根据需要产生的相位裕度决定 $f_z$ 和 $f_p$ 。

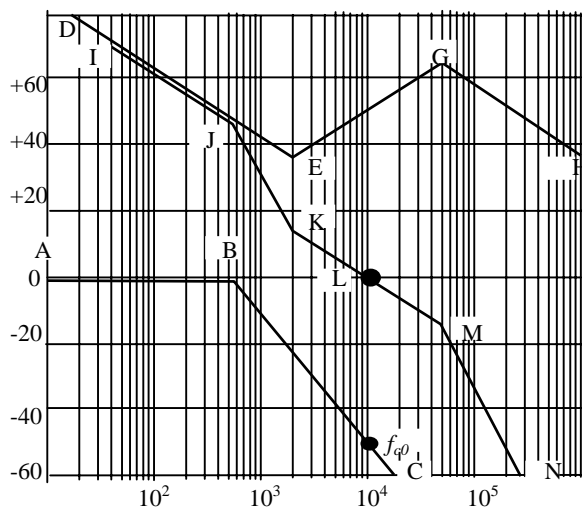


图 6.16 幅频特性 - 3 型误差放大器

假定相位裕度  $45^\circ$ ，于是误差放大器加上  $LC$  滤波器的总相位滞后是  $360 - 45 = 315^\circ$ 。但  $LC$  滤波器因没有 ESR 零点滞后  $180^\circ$ ，这留给误差放大器允许的滞后角为  $315-180=135^\circ$ 。

由表 3 得到 $k=5$  时相位滞后  $136^\circ$ ，这已经十分接近。在 $f_{c0} = 10kHz$  时， $k=5$ ， $f_z=2kHz$  以及  $f_p=50kHz$ 。因此图 6.16 中斜率  $+1$  直线扩展到  $2kHz$  的 E 点，由这一点转折向上 (由于原极点向高频为斜率  $-1$ )。再由 F 以斜率  $+1$  向高频扩展到双极点频率  $50kHz$ ，在此因两个极点转为斜率  $-1$ 。

曲线 IJKLMN 是总的开环幅频特性，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  $-1$  交越。 $k=5$  产生需要的  $45^\circ$  相位裕度。现在来决定符合图 16 误差放大器幅频特性 DEFGH 的元件参数。

### 6.14. 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(24)~(27)) 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  $R_1=1k$  。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 16 可见, 在 2kHz 误差放大器增益是 +37dB, 即 70.8 倍, 如  $R_1=1k$  , 则  $R_2=70.8k$  , 因此由式 (24) 得到

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

由式 (26) 得到

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

由式 (25) 得到

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

最后由式 (27) 得到

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

### 6.15. 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, 可能收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 17a 和图 17b 来说明。

图 6.17a 和图 6.17b 分别画出了总的开环相频特性和总的幅频特性。如果有两个频率 (A 点和 C 点) 开环总相移达到  $360^\circ$  (图 17a) 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, 总的开环相移是  $360^\circ$ 。如果总开环相移在给定频率是  $360^\circ$ , 但在那个频率总开环增益大于 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, 损耗限制了更高的幅值, 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要接受如果总开环增益在总开环相移  $360^\circ$  的频率是 1 时不会出现振荡。

在图 6.17a 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  $360^\circ$  少大约  $40^\circ$  - 即在 B 有一个相位裕度。环路在 C 是稳定的, 因为总开环相移是  $360^\circ$ , 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。虽然总开环相移是  $360^\circ$ , 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 点频率开环环路增益瞬时降低到 16dB - 存在振荡条件, 增益为 1 和相移  $360^\circ$ , 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 6.3A 和图 6.3b 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  $360^\circ$ 。如果总开环增益 (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 6.12)。

### 6.16. 断续模式反激变换器的稳定

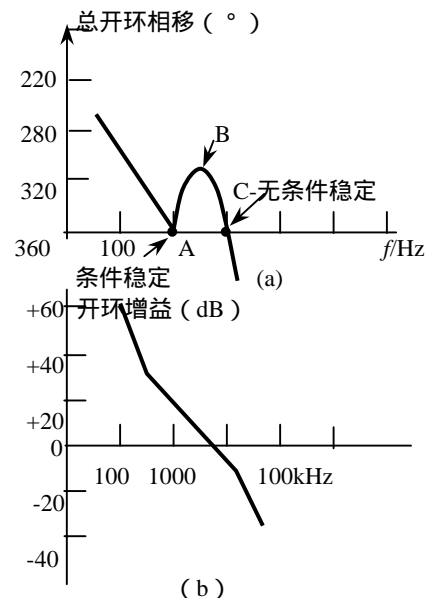


图 6.17 如果存在两个频率总开环相移  $360^\circ$ , 环路可能是条件稳定。可能在启动时增益瞬时降低到 0dB, 出现条件振荡, 即  $360^\circ$  相移, 增益 0dB。一旦振荡破坏, 就继续下去。电路就在 B 点条件稳定, 因为增益绝不可能瞬时增加。

### 6.16.1 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 6.18a 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

$$P_o = \frac{0.8(L/2)I_p^2}{T} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (28)$$

$I_p = V_{dc}T_{on}/L_p$ ; 因此

$$P_o = \frac{0.8L_p(V_{dc}T_{on}/L_p)^2}{2T} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (29)$$

又图 18b 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 6.18c) 等于三角波开始时间到直流电平  $V_{ea}$  与其相交时间。此  $T_{on}$  将是功率晶体管  $Q_1$  导通时间。从图 18b 可以看到  $V_{ea}/3 = T_{on}/T$  则  $T_{on} = V_{ea}T/3$ 。将它代入式 (29) 得到

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

即

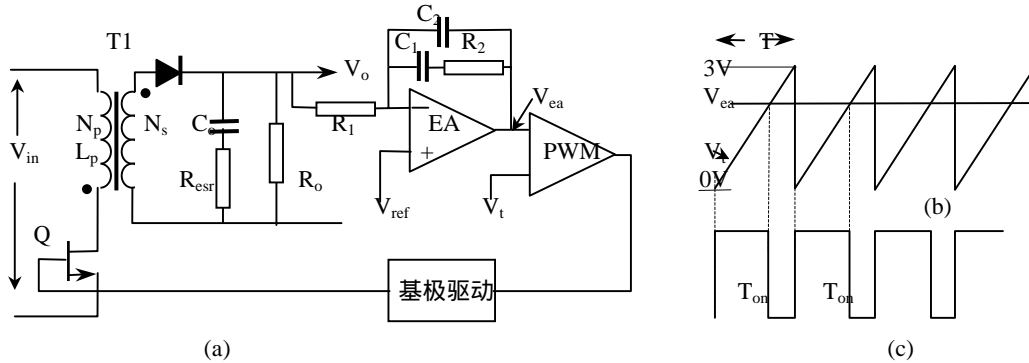


图 6.18 断续模式反激变换器反馈环路

$$V_o = \frac{V_{dc}V_{ea}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_oT}{L_p}} \quad (30)$$

而从误差放大器输出到输出端的直流或低频增益为

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_{ea}} = \frac{V_{dc}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_oT}{L_p}} \quad (31)$$

### 6.16.2 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  $f_p = (2R_o C_o)^{-1}$  开始以 -20dB/Dec，即以斜率 -1 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

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_o C_o} \quad (32)$$

有一个极点，并且在此频率以下的直流增益由式 (31) 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，即斜率 -2 衰减，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 -1 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 ESR，在频率

$$f_z = \frac{1}{2\pi ESR C_o} \quad (33)$$

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(32)指出直流增益正比于 $V_{dc}$ 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 $V_{dc}$ 和 $R_o$ 所有四种组合应当考虑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 $f_{c0}$ 总开环幅频特性以斜率-1交越。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-2交越，并可能引起振荡。

例如，考虑 $V_{dc}$ 的变化小到可以忽略。用式(31)计算直流增益，并用式(33)计算输出电路的极点频率，假定 $R_{o\max}=10R_{o\min}$ 。在图19中，曲线ABCD是输出电路 $R_{o\max}$ 时的传递函数；式(31)给出A到B的直流增益。在B点，因为式(32)给出的输出极点以斜率-1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(33)计算，电容定额在很大耐压和电容量范围内， $ESR \times C_o = 65 \times 10^{-6} \text{ F}$ 。

再回到图6.19，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-1的直线(-20dB/dec)，并继续画到ESR零点频率G，再由G点一直向高频区画一水平线。

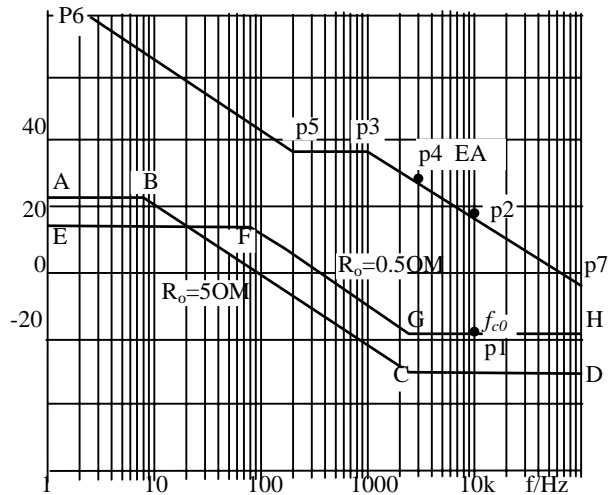


图 6.19 稳定反激变换器反馈环路的幅频特性

从图6.19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。

### 6.17. 断续模式反激变换器的误差放大器(EA)的传递函数

在图6.19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的损耗相等，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-1。

从p2点向低频方向画一斜率-1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-1通过，此新的 $f_{c0}$ 将出现在损耗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-1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2型误差放大器。任意选择一个足够大的输入电阻 $R_1$ (图6.18a)，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6.18a)，确定 $R_2$ 。从极点频率 $f_p$ 和 $R_2$ 确定 $C_2 (=1/2 f_p R_2)$ 值(图18a)。

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 $C_1 = 1/2 f_z R_2$ 。用以下的例子说明上述的选择。

### 6.18. 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2型误差放大器。电路如图6.18a，其参数如下：

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

在断开瞬时, 峰值次级电流可达 66A, 将引起很窄的尖刺  $66 \times 0.03=2V$  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。这里强 $C_o$ 增加到 5000  $\mu F$ , ESR降低到 0.012。Q<sub>1</sub>关断时的尖刺为  $66 \times 0.012 = 0.79V$ , 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 $R_o=5/10=0.5$ 。由式 (31) 得到直流增益为

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

即 12.8dB。

由式 (32) 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 (33) 得到 ESR 零点频率为

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

在 $R_o=0.5$  时的输出电路的幅频特性如图 19 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 $f_{co}$ 。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 6.17 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 -1。

现在来证实 $R_{omax}=5$  总幅频特性 (输出电路加上误差放大器的传递函数) 以斜率-1 在 $f_{co}$ 交越。由式 (31) 得到 $R_{omax}=5$  时直流增益为 13.8 即 23dB。由式(32)得到极点频率为 6.4Hz。ESR频率保持在 2.5kHz。因此 $R_o=5$  时输出电路的传递函数是ABCD。因此, 新的 $f_{co}$ 在误差放大器的幅频特性p6-p5-p3-p7 等于ABCD上的损耗的频率。可以看到, 在p4 点 (3.2kHz), 输出滤波器的损耗为 -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 -1 通过 $f_{co}$ 。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损耗特性的点应当出现在每根曲线的斜率-1 交越处。

因此总的幅频特性在斜率-2 处交越新的 $f_{co}$ 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 18a中, 任意选择 $R_1=1000$ 。由图 19 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 $R_2=79k$ 。P3 极点为 1kHz,  $C_2=(2 f_p R_2)$ , 即  $C_2=2nF$ 。误差放大器在 300Hz的零点,  $C_1=(2 f_z R_2)^{-1}=6.7nF$ 。

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 $R_o=0.5$  情况, 在 $f_{co}(10\text{kHz})$ 由于 64Hz的极点和ESR在 2.5kHz的零点, 滞后角为

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

而误差放大器由于 300Hz 零点和 1000Hz 极点在 10kHz 的滞后角 (参看图 20 中曲线 p6-p5-p3-p7) 为

$$270 - \tan^{-1}\frac{10000}{300} + \tan^{-1}\frac{10000}{1000} = 270 - 88 + 84 = 266^\circ$$

因此, 在 10kHz的总相位滞后为  $13.6+266=280^\circ$ 。在 $f_{co}$ 的相位裕度为  $360-280=80^\circ$ 。

## 6.19.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

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

于是在输出端与地之间并联的阻抗 $Z_o$ 有

$$dV_o = dI_o Z_o = g_m Z_o$$

则电压增益  $G$  为

$$G = \frac{dV_o}{dV_{in}} = g_m Z_o$$

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-1 即-20dB/dec 衰减。如图 6.20a 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 6.20a 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 6.20a 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 6.20b 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-1 衰减。在频率  $f_z (=1/2 R_1 C_1)$  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  $f_p = 1/2 R_1 C_2$ ， $X_{c2}=R_1$  极点使斜率转向-1。图 20b 电路的幅频特性如图 20c 所示。

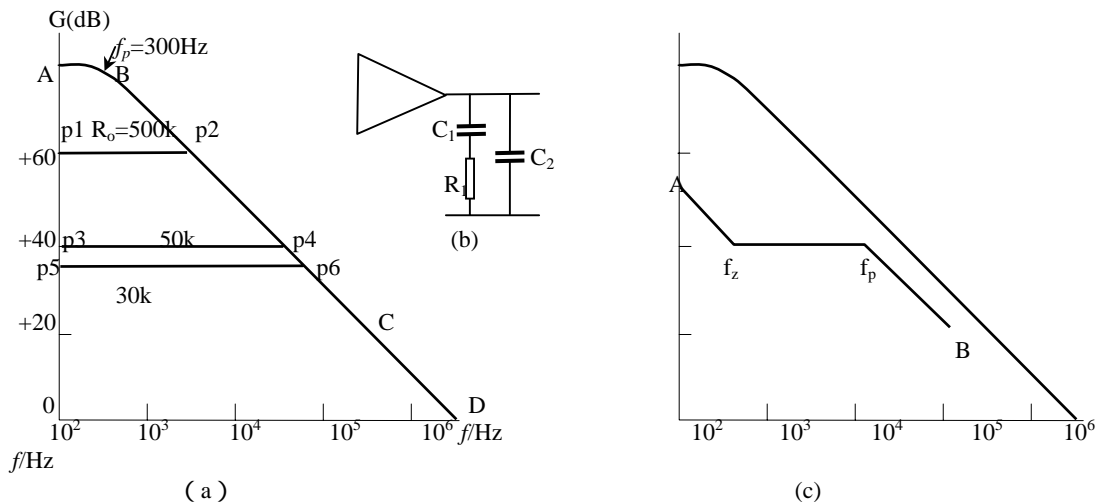


图 6.20 1524,1525 系列 PWM 芯片误差放大器开环空载幅频特性

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 6.20b 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 6.20b 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  $\mu$ 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，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。

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  $f_{co}$  滤波器损耗与误差放大器匹配上如此之低。 $R_1$  必定小于 30k。如果发生这种情况，为了匹配人为的增加输出滤波在  $f_{co}$  损耗， $R_1$  可以增加至 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  $f_{co}$  处输出滤波器的损耗。