

第 12 章 反馈环路的稳定

12.1 引言

在详细讨论反馈环路稳定性问题之前，首先分析一下反馈环路为什么会振荡。

图 12.1 中是一个典型的正激变换器负反馈系统（环路）。一般的脉宽调制芯片，都有误差放大器和 PWM 调制器功能。芯片也会具备其他一些辅助功能，但对于系统稳定性问题，只需考虑误差放大器和脉宽调制器就可以了。

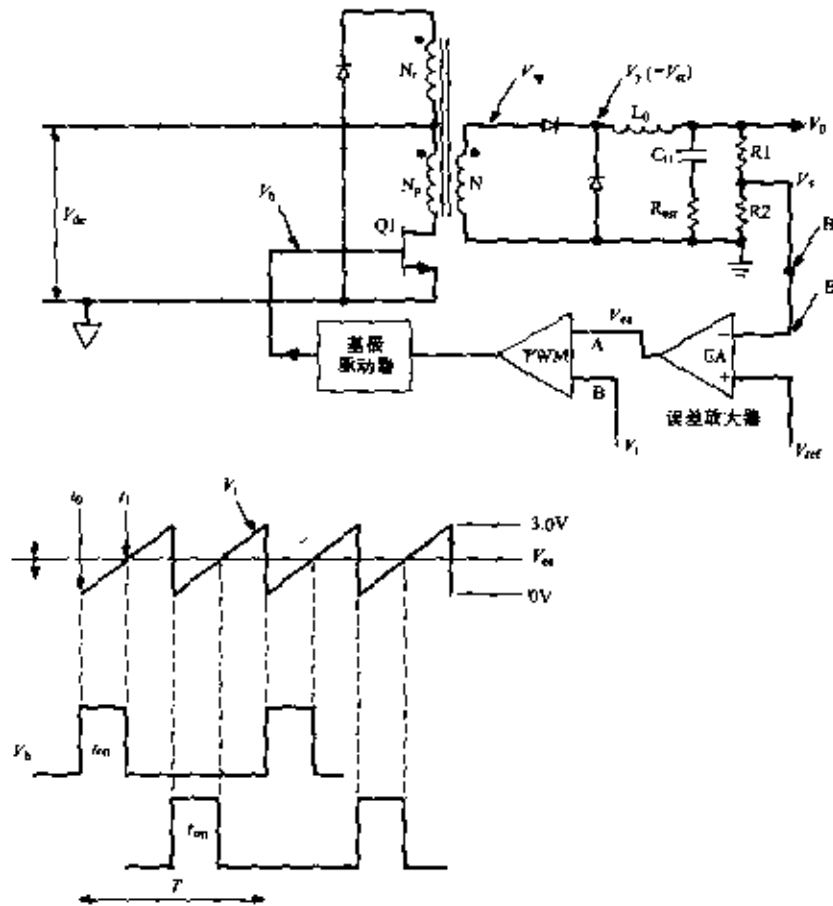


图 12.1 一个典型正激变换器的闭环反馈环路

对于输出电压 V_0 的缓慢变化，系统自然是稳定的。由于输入电压或负载的变化，会引起 V_0 的缓慢变化，其变化通过 $R1/R2$ 的电阻网络检测，输入到误差放大器 EA 的反相端，与 EA 同相输入端的参考电压进行比较，从而使 EA 的输出电压（也就是 PWM 调制器的 A 端输入电压） V_{ea} 产生微小变化（实现系统自动调节功能）。

上述的 PWM 调制器，将直流电压 V_{cs} (A 端) 与 B 端的三角波 V_t (幅值大约为 0~3V) 进行比较，得到矩形脉冲 (PWM 脉冲)，其脉冲宽度 t_{on} 等于从三角波开始时刻 t_0 到直流电压 V_{cs} 与 B 端三角波相交时刻 t_1 的时间，此脉冲宽度确定了 PWM 芯片输出晶体管的导通时间，也就确定了功率晶体管的导通时间。

输入电压 V_{cs} 的缓慢上升将导致 V_o 的缓慢上升，由于输出电压 $V_o \approx V_t t_{on} / T$ ，从而也引起 V_o 的缓慢上升。 V_o 的上升引起反馈 V_f 的上升，使 V_{cs} 变小。因为 t_{on} 是从三角波开始时刻到 t_1 的时间， V_{cs} 变小将导致 t_{on} 的减小，使 V_o 恢复到它的初始值。同理， V_{cs} 的下降将导致 t_{on} 的增加，以保持 V_o 不变。

功率开关管的驱动信号是来自 PWM 芯片输出晶体管的信号经过放大得到的。不论从集电极输出或是发射极输出，都必须保证其极性正确，即当输出 V_o 上升时，导通时间 t_{on} 下降。

注意，大部分 PWM 芯片的输出晶体管，都是在 t_0 到 t_1 时间内导通。使用这类芯片时，反馈 V_f 要接到 EA 的反相输入端。采用 NPN 型功率晶体管作为功率开关器件时，其基极 (或者 MOSFET 管的门极) 可由 PWM 芯片输出晶体管的发射极来驱动。

然而在一些 PWM 芯片中，如 TL494，输出晶体管的导通时间是从 V_{cs} 穿越三角波 V_t 的时刻开始的，直到三角波结束时刻 t_2 为止。对于这类芯片，PWM 芯片输出晶体管导通时，NPN 型功率晶体管 (驱动信号由芯片晶体管射极输出) 被触发导通，这将使 V_{cs} 增大时，功率晶体管的导通时间增加。这时，系统变成正反馈而不是负反馈。

所以，对于 TL494 系列的芯片，应将反馈 V_f 接到 EA 的同相端。这样，当输出电压 V_o 增大时，TL494 输出晶体管导通时间下降，使得功率晶体管导通时间也下降。这时，同样可用 TL494 芯片晶体管发射极输出驱动功率晶体管。

图 12.1 所示的电路是一个低频情况下的负反馈稳定系统。在系统内部存在着电压噪声或电压瞬时变化，它们是具有连续频谱的正弦傅里叶分量。噪声干扰的各分量经过输出滤波器、误差放大器和 PWM (V_{cs} 到 V_{cs}) 等各个环节，增益和相位都会发生变化。噪声干扰任意一个分量的增益和相位发生变化时，都可能会使系统由负反馈变成正反馈，从而引起下面所说的振荡。

12.2 系统振荡原理

考虑图 12.1 所示的正激变换器反馈系统。假设在某一时刻，环路在误差放大器的反相端 B 点断开，干扰噪声中所有的傅里叶分量，从 B 点到 V_{cs} ，从 V_{cs} 到平均电压 V_o ，再从平均电压 V_o 通过 L_o 、 C_o 滤波器返回到 B_o (即先前的回路断开处) 的过程中，会引起增益变化和相位变化。

现在假设，从 B 点注入一个频率为 f_1 的信号，经过环路各环节后，最后返回到 B_o ，形成环路响应 (echo)。注入信号的相位和增益通过系统中各环节后会产生变化。如果经过环路后返回的信号，在相位和幅值上与初始信号完全一致，此时若闭合回路 (B_o 闭合到 B)，并移去注入信号，电路将继续以频率 f_1 振荡。引起并维持振荡的信号，就是噪声频谱中频率为 f_1 的傅里叶分量。

12.2.1 电路稳定的增益准则

电路稳定的第一个准则是：在开环增益为 1 的频率 (通常称为剪切频率、交越频率或截

止频率)处,系统所有环节的总开环相位延迟必须小于 360° (译者注:作者表述和我们习惯表述不一致。在 Bode 图中,我们一般习惯讨论,开环传递函数的相位裕量和幅值裕量是指开环传递函数幅频特性(增益特性)和相频特性,不包括负反馈引起的 180° 延迟)。在剪切频率处,总开环相位延迟小于 360° (在此频率处,总开环增益为 1) 的角度,称为相位裕量。

为了使系统中各器件工作在最恶劣的情况下时,仍然保持稳定,通常的设计准则是,使系统至少有 $35^\circ \sim 45^\circ$ 的相位裕量。

12.2.2 电路稳定的增益斜率准则

首先引入普遍使用的专用术语来描述增益斜率。增益随频率变化的特性,通常被描绘在半对数坐标纸上,如图 12.2 所示。如果增益坐标变化的线性距离是 20dB (增益的数值变化 10 倍) 时,频率也线性变化 10 倍,那么称该 $\pm 20\text{dB}/10$ 倍频程的特性曲线具有 ± 1 的斜率。因此,具有 $\pm 20\text{dB}/10$ 倍频程增益变化的电路,用 ± 1 的增益斜率表示。

输出和输入之间具有 -1 增益斜率 (频率大于 $f_p = 1/2\pi R_1 C_1$ 时) 的基本电路,是图 12.2 (a) 所示的 RC 积分器电路。图 12.2 (b) 中的 RC 微分器,其输出与输入之间的增益斜率 (频率小于 $f_p = 1/2\pi R_2 C_2$ 时) 是 $+1$,或者说增益变化为 $20\text{dB}/10$ 倍频程。因为当频率增加或减少 10 倍时,容抗也增加或减少 10 倍,但电阻的阻抗保持不变,所以这样的电路具有 $20\text{dB}/10$ 倍频程的增益变化。

当输出电容器中没有等效阻抗 (ESR) 时,输出 LC 滤波电路 (图 12.2 (c)) 具有 -2 (或者说有 $-40\text{dB}/10$ 倍频程) 的增益斜率 (频率大于 $F_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ 时)。这是因为,当频率增大 10 倍时,电感的感抗增大 10 倍,而电容的容抗减小 10 倍。

图 12.3 (a) 和图 12.3 (b) 所示是对应于不同输出阻抗 R_o 值, $L_o C_o$ 滤波器的幅频特性和相频特性。图中的曲线是对应于不同比率 $k_1 = f/F_o$ ($F_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$) 和 $k_2 = R_o/\sqrt{L_o/C_o}$ 的归一化曲线。

图 12.3 (a) 表明,无论 k_2 取何值,所有的增益曲线在高于转折频率 (Corner Frequency) $F_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ 时,渐近线斜率近似为 -2 ($-40\text{dB}/10$ 倍频程)。 $k_2 = 1.0$ 的电路,称为临界阻尼电路。临界阻尼电路的增益具有非常小的谐振峰值,而且在转折频率 F_o 处,会立即以 -2 的斜率开始下降。

$k_2 > 1$ 的电路称为欠阻尼电路,从图 12.3 中可以看出,欠阻尼 LC 滤波器的增益在频率 F_o 处,有一个非常大的谐振峰值。

$k_2 < 1.0$ 的电路是过阻尼电路。从图 12.3 (a) 可以看出,过阻尼的 LC 滤波器也渐近地趋近 -2 增益斜率。但若是一个严重过阻尼 ($k_2 = 0.1$) 的滤波器,则幅频曲线在转折频率 F_o 的 20 倍处,才接近 -2 增益斜率。

图 12.3 (b) 所示为不同比值 $k_2 = R_o/\sqrt{L_o/C_o}$ 下的相移,即归一化频率 (f/F_o) 曲线。从图中可以看出,对任意 k_2 值,在转折频率 ($F_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$) 处输出和输入之间的相位延迟都是 90° 。但是欠阻尼滤波器 ($R_o > 5\sqrt{L_o C_o}$) 的相位延迟,随频率变化得很快,对于 $R_o = 5\sqrt{L_o C_o}$ 的相频曲线, $1.5 F_o$ 频率处的相位延迟已经接近 170° 。

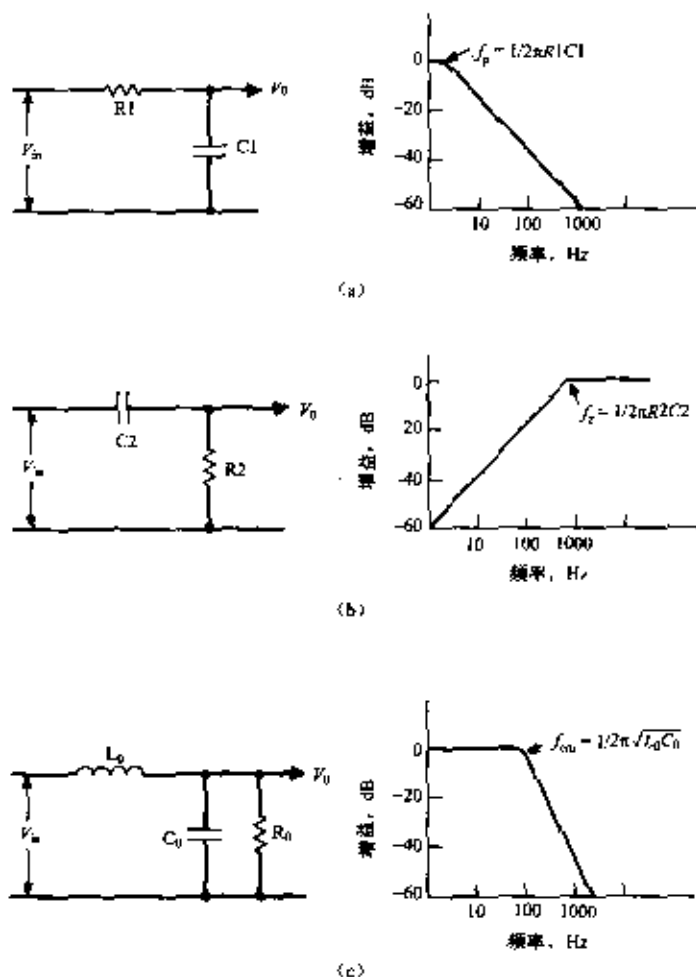


图 12.2 (a) RC 积分电路在超过 $f_p = 1/2\pi RC$ 时, 有 $-20\text{dB}/10$ 倍频程的增益, 如果每 10 倍频程有 20dB 的线性衰减, 则这条直线的斜率为 -1 。这种电路被称为 -1 斜率电路。(b) RC 微分电路有 $+20\text{dB}/10$ 倍频程的增益。在 $f_z = 1/2\pi RC$ 处, $X_{C2} = R2$, 增益逐渐接近于 0dB 。如果每 10 倍频有 20dB 的线性增加, 则这条直线的斜率为 $+1$ 。这种电路称为 $+1$ 斜率电路。(c) LC 滤波器在临界阻尼 ($R_0 = \sqrt{L_0/C_0}$) 的条件下, 直到转折频率 $f_{cu} = 1/2\pi\sqrt{L_0C_0}$, 增益为 0 。频率超过 f_{cu} 后, 开始以 $-40\text{dB}/10$ 倍频程的速率衰减。这是因为, 当频率每 10 倍频增加的时候, 阻抗 X_L 和 X_C 分别以 10 倍增加和减少。如果每 10 倍频程有 20dB 的衰减, 则这条直线的斜率为 -1 。每 10 倍频程有 40dB 的衰减, 则这条直线的斜率为 -2 。这种电路称为 -2 斜率电路

相比之下, 具有 -1 增益斜率的电路, 相位延迟不会超过 90° , 其相频特性的变化率, 远低于如图 12.3 (b) 所示的增益斜率为 -2 的电路。

由此得出系统稳定的第二个准则。第一个准则是在剪切频率处 (增益曲线过 0dB 点), 总开环相位延迟有小于 360° 相位裕量, 一般至少有 45° 。

系统稳定的第二个准则是, 为防止 -2 的增益斜率的电路相位快速变化, 系统的开环增益 (包括回路中所有环节增益之和) 曲线, 在剪切频率附近的增益斜率, 应为 -1 ($-20\text{dB}/10$ 倍频程), 如图 12.4 所示。

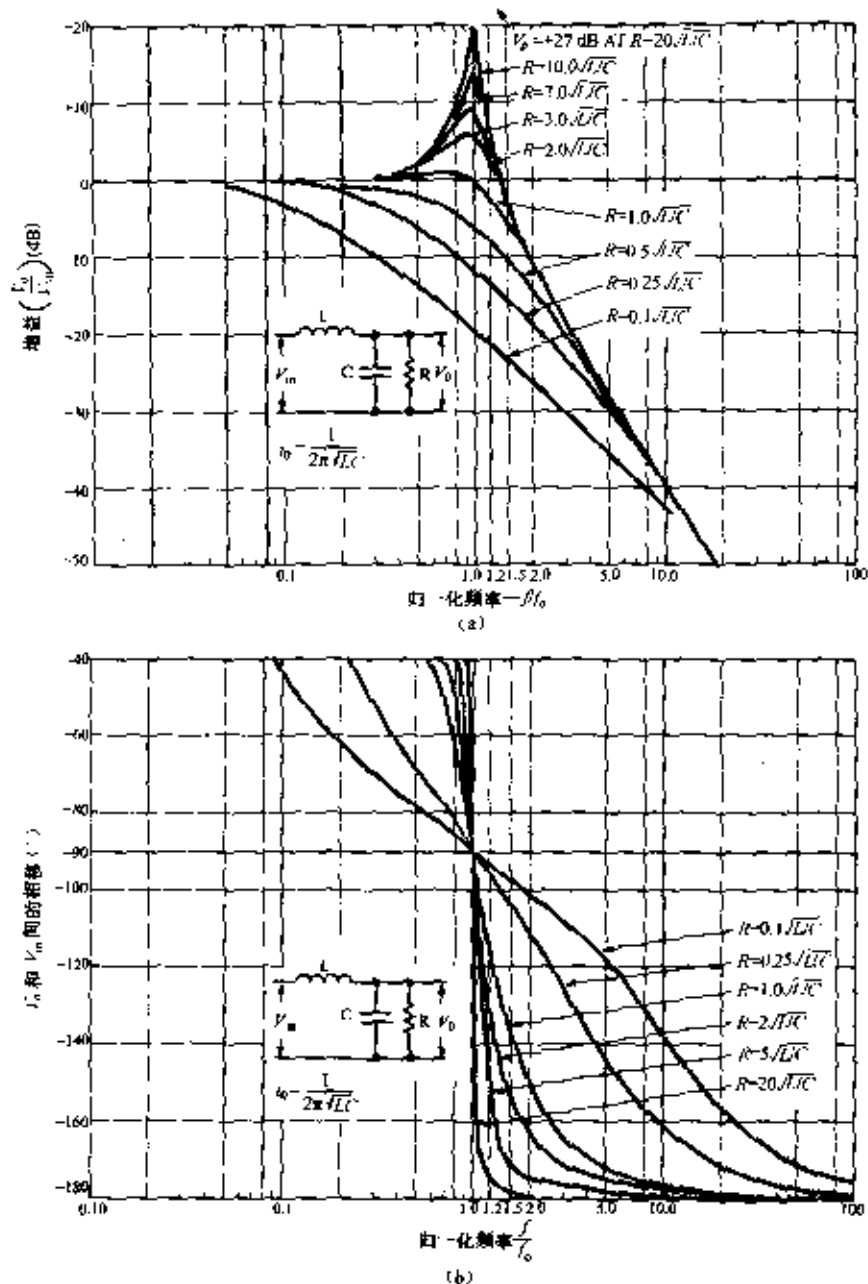


图 12.3 (a) 开关整流 LC 滤波器的幅频特性; (b) 开关整流 LC 滤波器的相频特性

应当注意，并不是绝对要求开环增益曲线在剪切频率附近的增益斜率必须为-1，但是由于-1增益斜率对应的相频曲线相位延迟较小，且变化相对较慢，因此它能够保证当某些环节的相位变化被忽略时，相频曲线仍将具有足够的相位裕量，使得系统保持稳定。

稳定电路的第三个准则是提供所需的相位裕量，在此（图 12.4）规定为 45° 。

要满足上述的三个准则，必须知道怎样计算图 12.1 中的所有环节的增益和相位延迟。这将在下面进行说明。

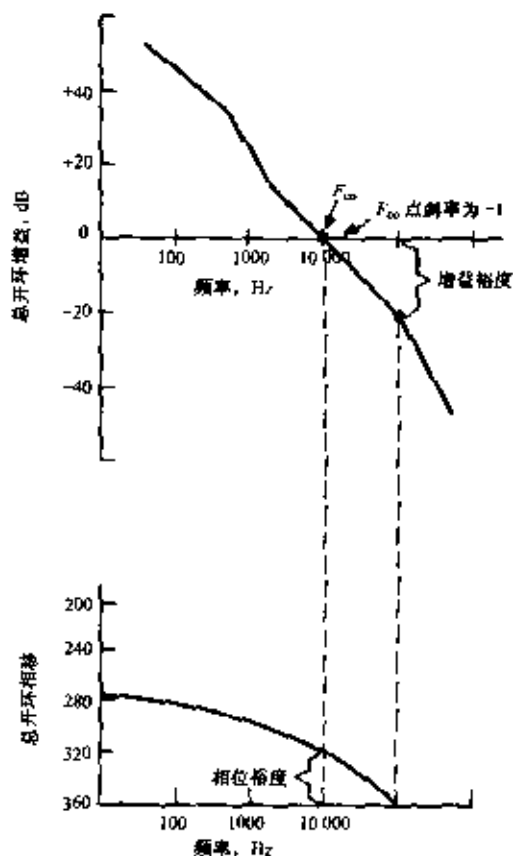


图 12.4 开环增益和相位延迟。通常设置剪切频率为开关频率的 1/4 或者 1/5，为了使系统稳定，在剪切频率 F_c 处的总开环相位延迟应小于 360° ，并且越小越好。小于 360° 的差值称为相位裕量。通常相位裕量为 45° 。第二个原则是，开环增益在剪切频率附近，斜率应为 -1

12.2.3 LC 输出滤波器的增益特性（输出电容含/不含 ESR）

除反激变换器（只含有一个输出电容滤波器）外，这里讨论的所有电路拓扑中都含有 LC 输出滤波器。LC 输出滤波器增益特性是非常重要的。它确定了误差放大器的增益特性和相频特性的形状，以使系统稳定的三个准则得到满足。因此应首先对其进行计算。

输出负载电阻不同时，输出 LC 滤波器的增益特性如图 12.3 (a) 所示。这里假设输出电容不含等效串联电阻 (ESR)。为了便于讨论，假设输出滤波器处于临界阻尼，即 $R_o = 1.0\sqrt{L_o/C_o}$ 。如果系统在临界阻尼时是稳定的，那么在其他负载情况下也是稳定的。当然，该系统更适于工作在轻载 ($R_o \gg 1.0\sqrt{L_o/C_o}$) 情况下，因为在 LC 转折频率 ($F_o = 1/2\pi\sqrt{L_oC_o}$) 处，增益存在谐振峰值。这将在下面详细论述。

没有 ESR 的 LC 输出滤波器的增益特性，绘制成图 12.5 (a) 中的曲线 12345 段。从图 12.5 中可以看出，在频率小于转折频率 $F_o = 1/2\pi\sqrt{L_oC_o}$ 的低频段内，增益为 0dB（数值增益为 1）。在低频段， C_o 的阻抗远大于 L_o 的，同时输出输入增益为 1。

频率超过转折频率 F_o 以后， C_o 的容抗以 20dB/10 倍频程的速率减小，同时 L_o 的感抗以 20dB/10 倍频程的速率增大，使增益斜率以 -40dB/10 倍频程的速率，或者说以 -2 的斜率下降。

当然，在转折频率 F_0 处，由 0dB 变到 -2 斜率并不像图中所示的那么陡峭。实际的增益曲线在 F_0 之前平滑地离开 0dB，在 F_0 之后快速渐近 -2 斜率。但为了方便讨论，图 12.5 所示的增益曲线 12345 段具有较陡峭的变化。

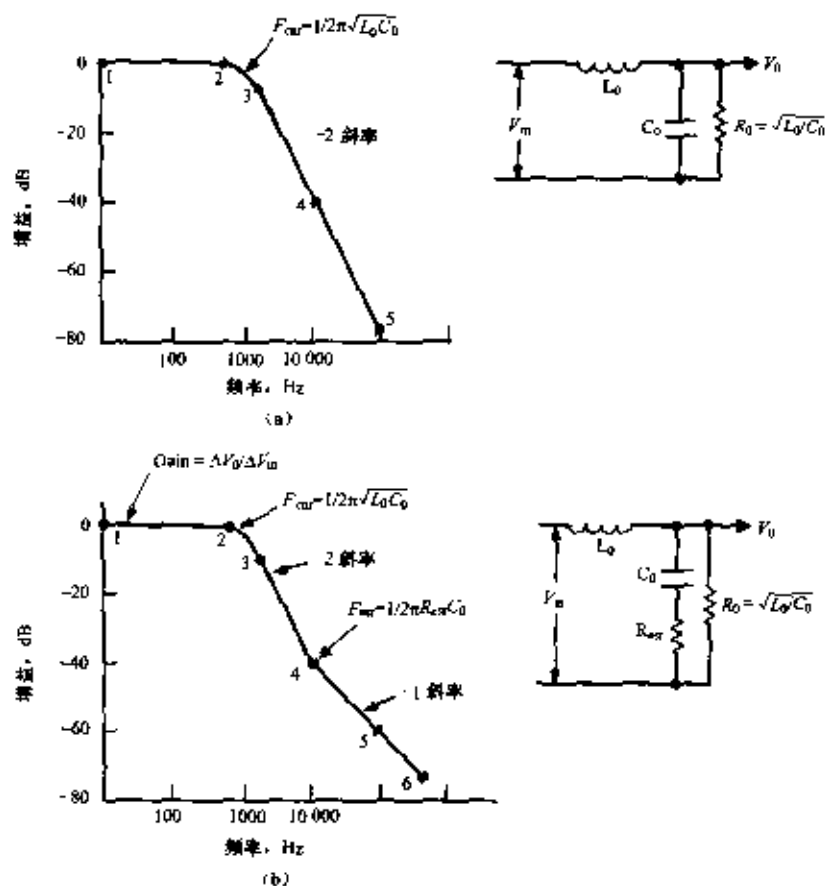


图 12.5 (a) 临界阻尼的 LC 滤波器的增益特性 (输出电容不含 ESR)。(b) 临界阻尼的 LC 滤波器的增益特性 (输出电容含 ESR)。当 C_0 含有 ESR 时，增益特性曲线在 F_{cr} 处由水平线变为 -2 斜率的直线，但在频率 $F_{esr} = 1/2\pi R_{esr} C_0$ 处转折为 -1 斜率。这是因为在频率 F_{esr} 处， $X_{C0} = R_{esr}$ ，电容 C_0 阻抗的增加，相对电阻 R_{esr} 来说太小了。因此电路由 LC 变为 LR。因为随着频率的增加，串联电感 L 的阻抗增加，但是分流电阻 R 保持不变，所以 LR 电路以 -1 的斜率下降

大多数输出滤波电容器都含有一个串联电阻 R_{esr} ，如图 12.5 (b) 所示。这将改变输出和输入端之间的增益特性。

在大于 F_0 的较低频率范围内， C_0 的阻抗远大于 R_{esr} 。这时，从 V_0 到地唯一的有效阻抗是 C_0 的阻抗。在这个频率范围内，增益仍以 -2 斜率下降。在较高频率处， C_0 的阻抗小于 R_{esr} ，从 V_0 到地的有效阻抗只有 R_{esr} 。因此在这个频率范围内，电路可看作 LR 电路而不是 LC 电路。 L_0 的阻抗以 20dB/10 倍频程速率增大，而 R_{esr} 保持不变。故在此频率范围内，增益以 -1 斜率下降。

增益斜率由 -2 到 -1 的转折点在频率 $F_{esr} = 1/2\pi R_{esr} C_0$ 处，此时 C_0 的容抗等于 R_{esr} 。增益曲线 G_{ic} 如图 12.5 (b) 中的曲线 123456 段所示。增益斜率由 -2 到 -1 的转折也是渐近的，但

可将其近似为如图 12.5 所示的变化过程。

12.2.4 脉宽调制器的增益

在图 12.1 中, 从误差放大器的输出到平均电压 V_{av} (输出电感的输入端电压) 的增益, 称为 PWM 增益, 用 G_{pwm} 表示。

PWM 增益是一种电压增益。这是因为 V_{av} 处的电压与误差放大器的 B 点输入电压成正比, 而 V_{av} 与 PWM 脉宽成正比, 脉宽又与 V_{in} 成正比。

增益 G_{pwm} 的意义和幅值大小说明如下。在图 12.1 中, PWM 调制器将直流电压 V_{in} 与一个幅值为 $3V$ 的三角波 V_t 进行比较。在所有的 PWM 芯片中, 都可以输出两路相位相差 180° 且脉宽可调的脉冲 (驱动推挽、半桥或全桥电路), 脉冲在每个三角波周期内出现一次, 最大导通时间为半个周期。在 PWM 之后, 脉冲是分两路输出的, 交替地发送到两个分离的输出端 (图 5.2 (a))。在正激变换器中, 只使用其中的一路输出。

图 12.1 (b) 中, 当 V_{in} 位于三角波底部时, 脉冲导通时间或脉宽为 0。因此, 平均电压 V_{av} 也是 0。这是因为 $V_{av} = (V_p - 1)(t_{on}/T)$, 其中 V_p 是初级线圈峰值电压, 当 V_{in} 移动到 $3V$ 三角波的顶部时, 有 $t_{on}/T = 0.5$, $V_{av} = 0.5(V_p - 1)$ 。因此, V_{in} 和 V_{av} 之间的调制器直流电压增益 G_m 为

$$G_m = \frac{0.5(V_p - 1)}{3} \quad (12.1)$$

该增益与频率无关。

在图 12.1 中, 由于采样网络 $R1$ 、 $R2$ 的存在, 有一个增益衰减 (损失) G_s 。常用 PWM 芯片的误差放大器 A 点的输入参考电压大多不超过 $2.5V$ 。因此在图 12.1 中, 当采样 $5V$ 的输出电压时, $R1=R2$, V_s 和 V_o 之间的增益 G_s 是 $-6dB$ 。

12.2.5 LC 输出滤波器加调制器和采样网络的总增益

综上所述, 输出 LC 滤波器增益 G_f 加上调制器增益 G_m , 再加上采样网络增益 G_s , 所得的总增益 G_t (以分贝表示), 如图 12.6 所示。从 0 到 $F_0 = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ 的低频范围内, 增益 G_t 等于 $G_m + G_s$ 。在转折频率 F_0 处, 增益 G_t 转折为 -2 的斜率, 该斜率一直保持到频率 F_{cr} , 此时 C_o 的容抗等于 R_{cr} 。在频率 F_{cr} 处, 增益 G_t 转折为 -1 斜率。

通过这条曲线, 再根据系统稳定的三个准则, 就可以确定误差放大器的增益和相频特性。

12.3 误差放大器幅频特性曲线的设计

系统稳定的第一个准则是, 在剪切频率 F_w 处 (开环增益 $0dB$ 处), 总开环相位延迟必须小于 360° 。在这里, 相角裕量取为 45° 。

设计步骤: 首先确定剪切频率 F_w , 因为系统开环增益在此频率处为 $0dB$, 所以 (对象确定后) 必须选定误差放大器增益, 使系统总开环增益在此频率处为 $0dB$; 然后设计误差放大器增益斜率, 使系统总开环增益曲线, 在剪切频率附近的斜率为 -1 (图 12.4); 最后调整误差放大器的增益曲线, 以获得所需的相位裕量。

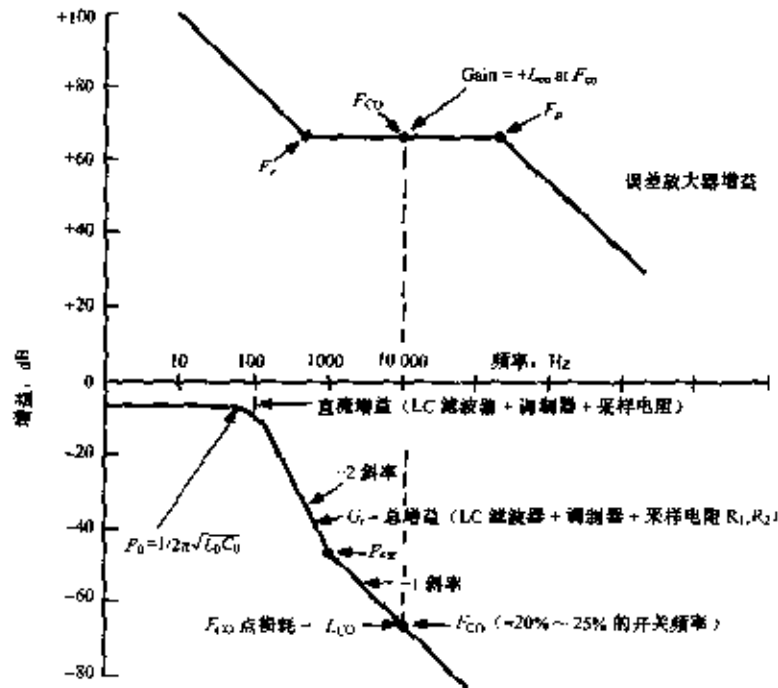


图 12.6 增益 G_e (LC 滤波器+PWM 调制器+输出电压采样电阻), 决定了误差放大器的增益。在剪切频率处, 它为 G_e 的倒数, 误差放大器的增益曲线在 F_{CO} 附近为水平直线。增益曲线上升的转折频率为 F_z (零点), 下降的转折频率为 F_p (极点), F_z 和 F_p 的位置决定系统的相位裕量

为了保证系统稳定, 根据采样定理, 剪切频率 F_{CO} 必须小于开关频率的 1/2。但实际上 F_{CO} 必须远远小于开关频率的 1/2, 否则在输出中将会有很大的开关纹波。因此, 通常将 F_{CO} 设计为开关频率的 1/4~1/5。

参考图 12.6, 增益是由 LC 滤波器加 PWM 调制器再加上采样网络的增益总和。假设图 12.6 中输出滤波器的电容器含有 ESR, 这使得在频率 $F_{res} = 1/2\pi R_{ESR} C_0$ 处, 增益斜率将从 -2 转折到 -1。假设此时剪切频率 F_{CO} 为开关频率的 1/5, 即可求出这点的分贝数 (同样是增益 G_e 的倒数)。

在大多数情况下, 输出电容含有 ESR, F_{res} 低于剪切频率 F_{CO} 。因此, 在剪切频率 F_{CO} 处, 增益曲线 $G_e = (G_{LC} + G_{pwm} + G_s)$ 的斜率为 -1。

当增益用分贝来表示时, 各串联环节的增益和增益斜率是相加的。因此, 取剪切频率为开关频率时的 1/5, 误差放大器在 F_{CO} 的增益必须等于此频率处增益 $G_e = (G_{LC} + G_{pwm} + G_s)$ 的负分贝数 (数值上, 两者是倒数关系)。

放置剪切频率 F_{CO} 在所期望的点, 如果误差放大器在 F_{CO} 的增益斜率是水平的, 由于增益 G_e 的曲线在 F_{CO} 处斜率已经为 -1, 因此误差放大器曲线斜率加上增益 G_e 曲线斜率之和, 在剪切频率 F_{CO} 处的斜率为 -1, 已同时满足了系统稳定的第二个准则。

在 F_{CO} 处, 误差放大器的增益等于 G_e 的倒数, 同时斜率为 0 (图 12.6)。这样的增益特性, 可以采用如图 12.7 (a) 所示具有一个输入电阻和一个反馈电阻的运算放大器实现。此类运算放大器的增益为 $G_m = Z2/Z1 \approx R2/R1$, 但是如何确定此恒定增益的频率范围呢(左、右边界)?

系统总开环增益是误差放大器增益与增益 G_e 的和, 如果误差放大器的增益始终保持恒

定,直到频率减小为0,在频率为120Hz(美国交流电网整流后的纹波频率)处,系统开环增益将不会太大。

但是一般希望在输出端,电网纹波(120Hz)能够减小到非常低的水平。为使频率120Hz的纹波衰减到足够小,在此频率处的开环增益应当尽可能的大。因此在剪切频率 F_{ω} 左端的某一频率开始,随着频率降低,误差放大器的增益应迅速增加。

这可以由一个电容C1与电阻R2串联来实现(图12.7(b)),从而得到图12.6所示的低频特性。在C1的阻抗小于R2的频率范围内,增益是水平的,等于 $R2/R1$ 。低频时,C2的阻抗远大于R2,电路中的电阻R2可忽略,且增益为 $X_{c1}/R1$ 。该增益随着频率的降低,以20dB/10倍频程(斜率为+1)的速率上升,在频率120Hz处获得较大的增益。随着频率升高,增益在频率 $F_z = 1/2\pi R2C1$ 处,由-1斜率转折为水平线。

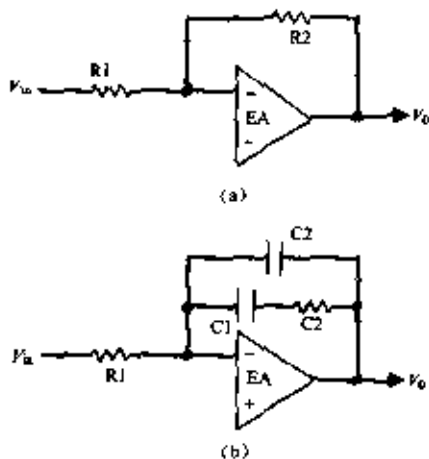


图12.7 (a)带反馈电阻R2和输入电阻R1的误差放大器,其增益在开环误差放大器的带宽内,都与频率无关,且为恒定值 $R2/R1$ 。(b)使用复杂的反馈和输入支路改进增益和相频曲线。第二种结构的误差放大器,具有如图12.6所示的增益特性

现在讨论图12.6中剪切频率 F_{ω} 右边的高频部分。如果误差放大器增益曲线保持水平,则在高频范围内,总的开环增益会比较大。但是,在高频段并不希望有很大的增益,因为这样会使高频噪声干扰在系统中放大,并传递到输出端,使系统抗噪性能降低。因此在高频范围内增益应当降低。

这可以通过放置一个电容C2和R2、C1支路相并联(图12.7(b))来实现。在 F_{ω} 处, X_{c2} 与R2相比已经很小,C1在电路中不起作用。

在较高频率范围内, X_{c2} 比R2小,R2在电路中不起作用,因此增益为 $X_{c1}/R1$ 。现在可从图12.6看出,从频率 F_{ω} 到频率 $F_p (=1/2\pi R2C2)$ 段,增益特性是水平的,在频率 F_p 处,增益曲线转折,然后以-1斜率下降。在高频范围内较低的增益可以防止高频噪声尖峰传递到输出端。

选择转折频率 F_z 和 F_p ,使它们满足 $F_{\omega}/F_z = F_p/F_{\omega}$ 。 F_z 与 F_p 离得越远,在剪切频率 F_{ω} 处的相位裕量越大。大的相位裕量是设计中所期望的,但是如果 F_z 选得太低,在120Hz处的低频增益将会比选择较高频率时的低(图12.8)。这样120Hz纹波衰减效果将会很差。如果 F_p 选得太高,高频增益比选择较低 F_p 时的大,输出端将会有更高的幅值高频噪声尖峰。

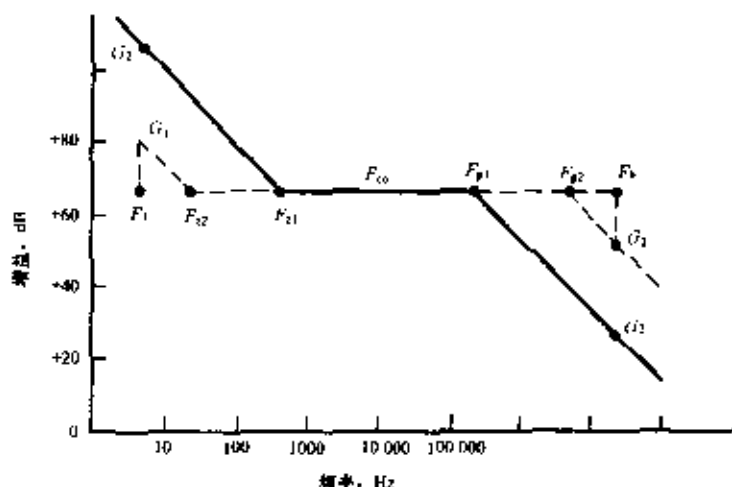


图 12.8 转折频率 F_z 和 F_p 的设置: F_z 和 F_p 相距越远, 相位裕量就越大。这样会使低频增益减小, 抑制低频纹波的衰减效果。同样高频增益增大, 就会使高频窄噪声尖峰以更大的幅值通过。如果 F_z 在 F_{z2} 而不在 F_{z1} , 则在低频 F_1 的增益是 G_1 而不是 G_2 ; 如果 F_p 在 F_{p2} 而不在 F_{p1} , 则在高频 F_3 的增益是 G_1 而不是 G_2

因此, 增加 F_z 和 F_p 之间的距离, 会获得较大的相位裕量; 减小 F_z 和 F_p 之间的距离, 会更好更地衰减 120Hz 的纹波, 并抑制高频噪声尖峰。必须在两者之间寻求最佳的折中。

引入如下所述的传递函数、零点和极点概念, 可以很容易地对上述问题进行折中, 并更准确地进行分析。

12.4 误差放大器的传递函数、零点和极点

如图 12.9 所示的误差放大器电路, 在输入端有一个复阻抗 Z_1 , 在反馈端有一个复阻抗 Z_2 , 增益为 Z_2/Z_1 。如果 Z_1 是纯电阻 R_1 , 且 Z_2 是纯电阻 R_2 , 如图 12.7(a) 所示, 则增益是 R_2/R_1 , 且与频率无关。在 V_o 和 V_{in} 之间的相位延迟是 180° , 因为输入是在放大器的反相端。

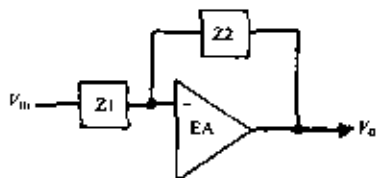


图 12.9 如果输入和反馈支路是由不同的电阻 R_c 和电容 C_c 构成的, 则幅频和相频曲线将会有许多种形式。把阻抗 Z_1 和 Z_2 用复变量 s ($s=j\omega$) 表示, 经过一系列的数学运算, 将会得到传递函数。由传递函数就可以绘制幅频(增益)相频特性曲线

现在, 阻抗 Z_1 和 Z_2 用复变量 $s = j(2\pi f) = j\omega$ 表示, 电容 C_1 的阻抗是 $1/sC_1$, 电阻 R_1 和电容 C_1 的串联阻抗是 $(R_1 + 1/sC_1)$ 。那么, 串联的 R_1 和 C_1 与电容 C_2 并联形成的反馈支路阻抗为

$$Z = \frac{(r + 1/sC_1)(1/sC_2)}{r + 1/sC_1 + 1/sC_2} \quad (12.2)$$

将误差放大器的增益或传递函数用它的复阻抗 Z_1 和 Z_2 写出,即以复变量 s 表示, $G(s)=Z_2(s)/Z_1(s)$ 。通过代数运算,把 $G(s)$ 表示为 $G(s)=N(s)/D(s)$,其分子和分母都是 s 的函数,然后将分子和分母进行因式分解,表示成多个因式的乘积,即

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{(1 + sz_1)(1 + sz_2)(1 + sz_3)}{sp_0(1 + sp_1)(1 + sp_2)(1 + sp_3)} \quad (12.3)$$

式中, z 和 p 的值是 RC 乘积的表达式,表示不同的频率。令因式为 0,可得到这些频率,即

$$1 + sz_1 = 1 + s(j2\pi f_{z_1}) = 1 + j2\pi f_{z_1}RC_1 = 0 \quad \text{或} \quad f_1 = 1/2\pi RC_1$$

与 z 值相对应的频率称为零点频率,而与 p 值相对应的频率称为极点频率。在分母中总是存在一个因式中没有加数 1 的因子(如上式中的 sp_0),这表示一个很重要的极点频率 $F_{po} = 1/2\pi R_0 C_0$,称为初始极点。

从初始极点、零点和极点频率的位置,可以描绘出下面讨论的误差放大器的增益(幅频)特性曲线。

12.5 零、极点频率引起的增益斜率变化规则

零、极点表示的是误差放大器增益斜率的变化点。

一个零点,表示增益斜率变化了+1。如果零点出现在增益斜率为零的频率上时,它将使增益斜率变为+1(图 12.10(a))。如果出现在原增益斜率为-1 的频率上时,它将使增益斜率变为 0(图 12.10(b))。若在原增益斜率是-1 的同一个频率上存在两个相同的零点(式(12.3)的分子中含有两个相同的 RC 乘积因式)时,第一个零点将使增益斜率变为水平,在相同频率上的第二个零点,使增益斜率变为+1(图 12.10(c))。

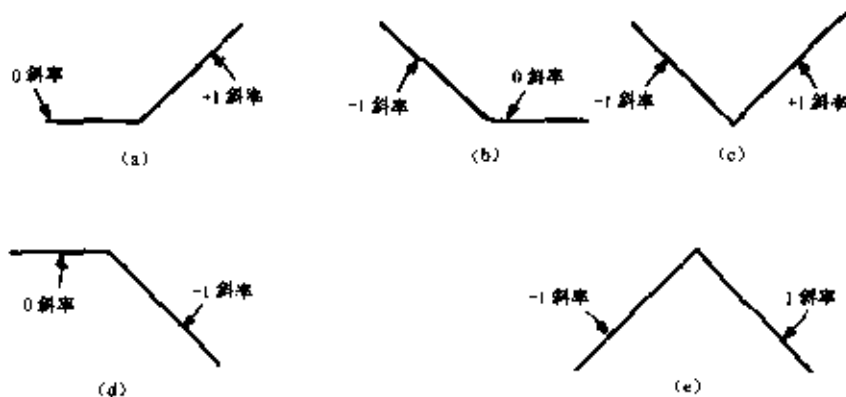


图 12.10 (a) 出现在原斜率为水平的增益曲线上的一个零点使增益曲线的斜率变为+1,即+20dB/10 倍频程。(b) 出现在原斜率为-1 的增益曲线上的一个零点使增益曲线变为水平。(c) 出现在增益曲线上的同一频率的两个零点使-1 斜率的增益曲线斜率变为+1。第一个零点使得-1 斜率的斜线变为水平,第二个零点使水平线变为+1 斜率的斜线。(d) 出现在原为水平的增益曲线上的一个极点,使增益曲线的斜率变为-1,即-20dB/10 倍频程。(e) 出现在增益曲线上的同一频率的两个极点使+1 斜率的增益曲线斜率变为-1。第一个极点使得+1 斜率的斜线变为水平,第二个极点使水平线变为-1 斜率的斜线,即-20dB/10 倍频程

一个极点表示增益斜率变化了-1。如果它出现在原增益斜率为0的频率上时,它将使增益斜率变为-1(图12.10(d))。或者如果在原增益斜率为+1的同一频率处有两个极点,第一个极点将使斜率变化为0,在相同频率上的第二个极点将使斜率变为-1(图12.10(e))。

初始极点和其他极点一样,表示增益斜率变化为-1。它也表示在该频率点,其增益为1dB或0dB。因此可按如下方法从初始极点开始绘制误差放大器的增益曲线。首先,从初始极点频率 $F_{po} = 1/2\pi R_0 C_0$ 开始(在频率 F_{po} 处的增益为0dB),然后向频率减小的方向绘制一条斜率为+1的直线(图12.11),即这条直线往频率增大方向的斜率为-1。如果这条直线在某一位置上存在传递函数的零点 $F_z = 1/2\pi R1 C1$,则在 F_z 处将此直线的增益斜率改为水平,接着向高频方向无限延长。如果在更高频率处传递函数在频率 $F_p = 1/2\pi R2 C2$ 存在极点,则在 F_p 处水平线的斜率变为-1(图12.11)。

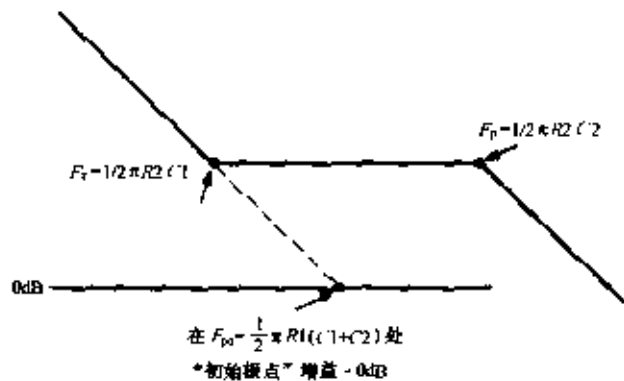


图12.11 直接画出由式(12.3)确定的图12.7(b)中误差放大器的增益曲线

传递函数的水平部分的增益是 $R2/R1$,用分贝表示时,等于图12.6中剪切频率 F_{co} 处的增益值 G_c 的相反数(数值上表示为倒数)。

因此,一个含有一个初始极点、一个零点和另一个极点的误差放大器的增益曲线具有如图12.11所示的形状。它可以用图12.7(b)所示的电路实现。剩下的问题仅仅是选择零、极点频率的位置,以获得所需要的相位裕量,这将在下面讨论。

12.6 含有单一零点和极点的误差放大器传递函数的推导

如上所述,如果一个误差放大器含有一个零点、一个极点和一个初始极点,它的增益特性曲线如图12.11所示。

下面讲述误差放大器传递函数的推导过程。如图12.7(b)所示,电路含有一个零点、一个极点和一个初始极点。图12.7(b)中的误差放大器传递函数为

$$\begin{aligned}
 G &= \frac{dV_o}{dV_i} \\
 &= \frac{Z_2}{Z_1} \\
 &= \frac{(R2 + 1/j\omega C1)(1/j\omega C2)}{R1(R2 + 1/j\omega C1 + 1/j\omega C2)}
 \end{aligned}$$

引入复变量 $s = j\omega$ ，那么

$$G = \frac{(R2 + 1/sC1)(1/sC2)}{R1(R2 + 1/sC1 + 1/sC2)}$$

通过代数化简，可得

$$G = \frac{1 + sR2C1}{sR1(C1 + C2)(1 + sR2C1C2/C1 + C2)}$$

通常 $C2 \ll C1$ ，故

$$G = \frac{1 + sR2C1}{sR1(C1 + C2)(1 + sR2C2)} \quad (12.4)$$

式 (12.4) 是图 12.7 (b) 中的误差放大器的传递函数表达式，根据 Venable 在他经典文章中的命名，此类放大器通常被称为 2 型放大器。输出滤波电容含有 ESR 时，使用 2 型误差放大器将使得 G_1 曲线以 -1 斜率穿越频率 F_{ω} (图 12.6)。

对图 12.7 (b) 中电路的传递函数，直接绘制它的增益特性曲线，如图 12.11 所示。式 (12.4) 说明，图 12.7 (b) 中的电路在频率 $F_{\omega} = 1/2\pi R1(C1 + C2)$ 处，有一个初始极点。因此，找到初始极点频率的 0dB 点，向更低频率的方向绘制一条 $+1$ (即高频方向的 -1 斜率) 斜率的直线。

从式 (12.4) 可得，电路在频率 $F_z = 1/2\pi R2C1$ 处有一个零点，它使得刚刚绘制的斜率为 -1 的直线，在该点变为水平线。同时，电路在频率 $F_p = 1/2\pi R2C2$ 处有一个极点，使得水平线在 F_p 处，转折为 -1 斜率的直线。

既然可以通过零、极点频率绘制 2 型误差放大器传递函数的增益曲线，也同样可以通过定位零、极点的位置 (选择 $R1$ 、 $R2$ 、 $C1$ 、 $C2$)，来获得所需的相位裕量。这将在下面说明。

12.7 根据 2 型误差放大器的零、极点位置计算它的相位延迟

可以采用 Venable 的方法，选定比率 $K = F_{\omega} / F_z = F_p / F_{\omega}$ 。

一个零点等同于一个 RC 微分器 (图 12.2 (b))，会引起相位超前。一个极点等同于一个 RC 积分器 (图 12.2 (a))，会引起相位滞后。

由 F_z 处的零点，引起在频率 F 处超前的相位是

$$\theta_{\text{lead}} = \tan^{-1} \frac{F}{F_z}$$

我们更关注的是零点 F_z 处引起的，在剪切频率 F_{ω} 处的相位超前，即

$$\theta_{\text{lead}}(\text{at } F_{\omega}) = \tan^{-1} K \quad (12.5)$$

由极点 F_p 引起的，在频率 F 处的相位滞后是

$$\theta_{\text{lag}} = \tan^{-1} \frac{F}{F_p}$$

极点 F_p 处引起的，在剪切频率 F_{ω} 处的相位滞后为

$$\theta_{\text{lag}}(\text{at } F_{\omega}) = \tan^{-1} \frac{1}{K} \quad (12.6)$$

在频率 F_z 处的零点，引起相位超前；而在 F_p 处的极点，引起相位滞后。因此在 F_{ω} 处系统的相位滞后，是式 (12.5) 与式 (12.6) 的和。

剪切频率 F_{ω} 处的相位滞后，要与误差放大器固有的低频段相位滞后相加。该放大器带有一个初始极点，且误差放大器是一个反相器，在低频时产生 180° 的相位滞后。

在低频段，初始极点引起 90° 的相位滞后。也就是说，在低频段，电路是一个电阻输入，电容反馈的积分器，如图 12.7 (a) 所示。在低频段， $C1$ 的阻抗远大于 $R2$ ，因此反馈支路仅仅是 $C1$ 和 $C2$ 相并联。

因此，2 型误差放大器的固有低频相位滞后是 180° ，加上由初始极点引起的相位滞后 90° ，总的相位滞后（包括由零点引起的相位超前和由极点引起的相位滞后）是

$$\theta_{(total)lagr} = 270^\circ - \tan^{-1} K + \tan^{-1} \frac{1}{K} \quad (12.7)$$

注意，当 K 值无穷大时，这是一个纯粹的相位滞后，零、极点频率相隔很远，零点引起的相位超前为最大值 90° ，而极点引起的相位滞后为 0° 。

经过误差放大器的相位滞后，由式 (12.7) 计算得出，列于表 12.1 中。

表 12.1 对应不同 $K (F_{\omega}/F_z = F_p/F_{\omega})$ 值通过 2 型误差放大器的相位滞后

K	延迟角度(由式(12.7))
2	233°
3	216°
4	208°
5	202°
6	198°
10	191°

12.8 输出电容含有 ESR 的 LC 滤波器的相位延迟

总的开环相位延迟，是误差放大器与输出 LC 滤波器的相位延迟之和。从图 12.3 (b) 可以看出，当 $R_o = 20\sqrt{L_o/C_o}$ ，且输出滤波电容不含 ESR 时，在 $1.2F_o$ 频率处，通过 LC 滤波器的相位滞后已有 175° 。

如图 12.5 (b) 所示，如果输出电容含有 ESR，LC 滤波器的相位滞后将有明显改变。在图中，增益斜率在被称为 ESR 零点频率处（即 $F_{esz} = 1/2\pi R_{esz} C_o$ ）从 -2 转折为 -1。前面提过在 F_{esz} 处， C_o 的阻抗等于 R_{esz} 。频率高于 F_{esz} 时， C_o 的阻抗变得比 R_{esz} 小，电路变为 LR 电路，而不是 LC 电路。而且，对于 LC 电路，最大能引起 180° 的相位滞后，LR 电路只能引起 90° 的相位滞后。

因此，ESR 零点起了相位超前的作用。由 F_{esz} 处的 ESR 零点引起的，在频率 F 处的相位滞后是

$$\theta_{lc} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{F}{F_{esz}}$$

而我们感兴趣的是，由 F_{esz} 的零点引起的，在剪切频率 F_{ω} 处的相位滞后

$$\theta_{lc} = 180^\circ - \tan^{-1} \frac{F_{\omega}}{F_{esz}} \quad (12.8)$$

对应不同的 $F_{\infty}/F_{\text{cero}}$ 值, 经过 LC 滤波器 (具有 ESR 零点) 引起的相位滞后, 列于表 12.2 中。

表 12.2 由 F_{cero} 处零点在点 F_{∞} 处引起的相位滞后

$F_{\infty}/F_{\text{cero}}$	Phase lag	$F_{\infty}/F_{\text{cero}}$	Phase lag
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°

剪切频率 F_{∞} 确定后, 误差放大器增益曲线 (图 12.6) 的水平部分增益大小, 等于 G_1 (图 12.6) 在 F_{∞} 处所对应的增益的倒数。在大多数情况下, 需要开环增益曲线以 -1 斜率穿越点 F_{∞} 。根据表 12.1 和表 12.2 确定恰当的 K 值 (零点和极点的位置), 就可以获得所需的相位裕量。

12.9 设计实例——含有 2 型误差放大器的正激变换器反馈系统的稳定

下面介绍的设计实例, 表明了所有前面章节中讨论的内容是有内在联系的。

正激变换器有如下设定, 设计反馈环路使电路稳定。

V_o	5.0V
$I_{\text{load(max)}}$	10A
I_o 最小值	1A
开关频率	100kHz
最小输出纹波 (峰-峰值)	50mV

假设输出滤波器电容含有 ESR, 同时在 F_{∞} 处 LC 滤波器的增益曲线斜率为 -1。因此, 使用一个具有图 12.6 所示增益特性的 2 型误差放大器, 来设计反馈系统, 电路如图 12.12 所示。首先, 计算 L_o 和 C_o , 同时画出输出滤波器的增益特性曲线, 根据式 (2.47)

$$\begin{aligned} L_o &= \frac{3V_o T}{I_{\text{on}}} \\ &= \frac{3 \times 5 \times 10^{-5}}{10} \\ &= 15 \times 10^{-6} \text{ H} \end{aligned}$$

并根据式 (2.48)

$$C_o = 65 \times 10^{-6} \frac{dI}{V_{\text{or}}}$$

其中, dI 是最小输出电流的两倍 $2 \times 1 = 2\text{A}$, V_{or} 是输出纹波电压 (0.05V), 可得 $C_o = 2600\mu\text{F}$ 。

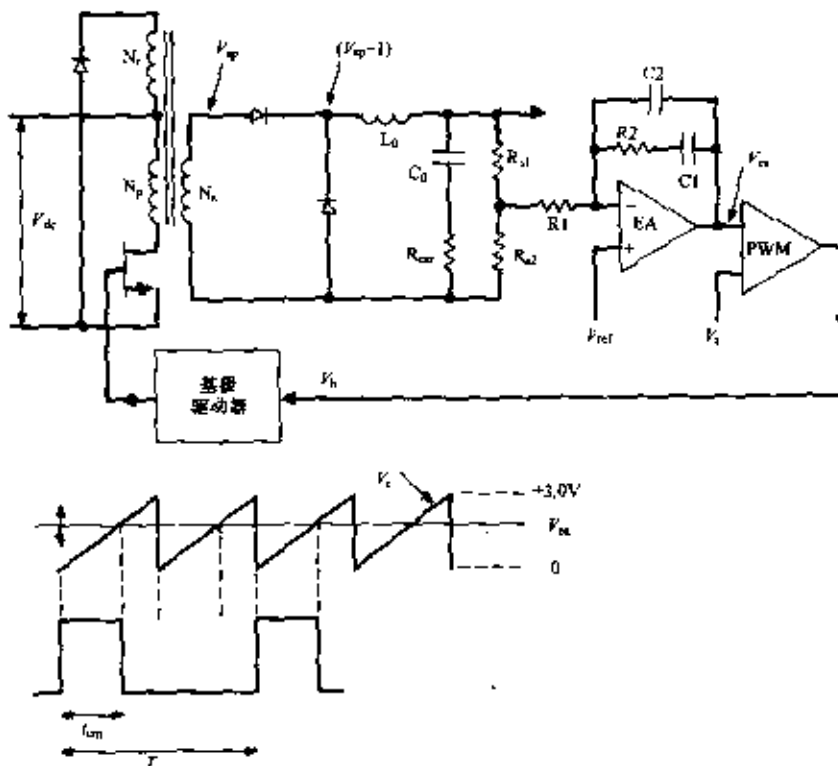


图 12.12 使反馈系统稳定的正激变换器设计实例电路图

由 12.2.3 节, 输出 LC 滤波器的转折频率为

$$\begin{aligned}
 F_0 &= 1/2\pi\sqrt{L_0C_0} \\
 &= 1/2\pi\sqrt{15 \times 10^{-6} \times 2600 \times 10^{-6}} \\
 &= 806 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

由 12.2.3 节, ESR 零点频率 (增益斜率由-2 突变为-1 时的频率) 为

$$\begin{aligned}
 F_{\text{esr}} &= 1/2\pi R_{\text{esr}}C_0 \\
 &= 1/2\pi(65 \times 10^{-6}) \\
 &= 2500 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

这里假设, 如 2.3.11.2 节所述, 在绝大多数铝电解电容器额定的容量和电压下, $R_{\text{esr}}C_0$ 是常数, 且等于 65×10^{-6} 。

由式 (12.1) 可知, 调制器增益 $G_m \approx 0.5(V_{\text{sp}} - 1)/3$ 。当占空比为 0.5 且 $V_o = 5\text{V}$ 时, 由 $V_o = (V_{\text{sp}} - 1)T_m/T$, 可得 $V_{\text{sp}} = 11\text{V}$, $G_m = 0.5(11 - 1)/3 = 1.67 = +4.5\text{dB}$ 。

对于常用的 SG1524 型 PWM 芯片, 误差放大器的基准输入电压仅为 2.5V。若 $V_o = 5\text{V}$, $R_{01} = R_{02}$, 则采样网络的增益是 $G_s \approx -6\text{dB}$ 。因此 $G_m + G_s = +4.5 - 6 = -1.5\text{dB}$ 。

除误差放大器以外的开环增益是 $G_1 = (G_0 + G_{\text{pwm}} + G_s)$, 即图 12.13 所示的曲线段 ABCD。从 A 点到转折频率 806Hz (B 点), 增益曲线的分贝值是 $G_m + G_s = -1.5\text{dB}$ 。在 B 点, 曲线的斜率转折为-2, 并继续以此斜率延伸, 直到 2500Hz (C 点) 的 ESR 零点。在 C 点, 曲线的斜率变为-1。

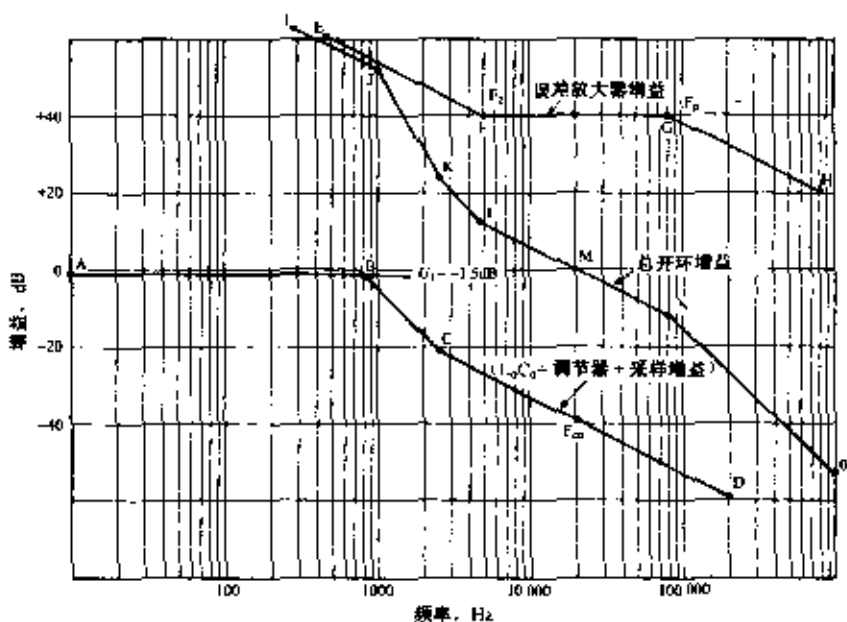


图 12.13 图 12.2 对应的稳定反馈系统设计实例

现在选取截止频率为开关频率的 $1/5$, 即 20kHz 。由 G_1 曲线, 在 20kHz 处的增益是 -40dB (数值上为 $1/100$)。要使 20kHz 成为截止频率, 误差放大器在这一频率下的增益应取 $+40\text{dB}$ 。因为误差放大器增益曲线加上 ABCD 段曲线的开环增益, 必须以 -1 斜率穿过截止频率 F_{co} , 曲线段 ABCD 在 20kHz 处已经是 -1 斜率, 所以在图 12.13 中, 误差放大器增益曲线段 EFGH 中, F 点到 G 点的曲线斜率必须为 0 。

2 型误差放大器的增益曲线在水平部分 (F 点到 G 点) 的增益是 R_2/R_1 , 如果 R_1 取为 1000Ω , 那么 R_2 为 100000Ω 。

在 F_z 处设置一个零点, 增加低频增益, 以此来衰减 120Hz 的电网纹波。在 G 点设置一个极点, 来降低高频增益, 以此减少输出端的高频窄噪声尖峰。零点和极点的设置, 要提供所期望的相位裕量。

假设相位裕量为 45° , 那么在 20kHz 频率下, 系统的总开环相位滞后应为 $360^\circ - 45^\circ = 315^\circ$ 。LC 滤波器自身引起的相位滞后, 已由式 (12.7) 给出。从式中可以看出, 在 $F_{co} = 20\text{kHz}$ 和 $F_{om} = 2500\text{Hz}$ 处的相位滞后是 97° (表 12.2)。因此, 误差放大器只允许有 $315^\circ - 97^\circ = 218^\circ$ 的相位滞后。见表 12.1, 当 K 值略小于 3 时, 误差放大器的相位滞后可以满足 218° 的要求。

为保证有足够的相位裕量, 假设 K 值为 4, 获得 208° 的相位滞后, 再加上 LC 滤波器引起的 97° 的相位滞后, 得到 305° 的总开环相位滞后, 那么在截止频率 F_{co} 处, 相位裕量为 $360^\circ - 305^\circ = 55^\circ$ 。

当 K 值为 4 时, 零点频率为 $F_z = 20/4 = 5\text{kHz}$ 。由式 (12.3), $F_z = 1/2\pi R_2 C_1$, 由于 R_2 前面已经确定为 $100\text{k}\Omega$, 因此 $C_1 = 1/2\pi (100000)(5000) = 318 \times 10^{-12}\text{F}$ 。

此外, 当 K 值为 4 时, 极点频率为 $F_{po} = 20 \times 4 = 80\text{kHz}$ 。由式 (12.3), $F_{po} = 1/2\pi R_2 C_2$ 。因为 $R_2 = 100\text{k}\Omega$, $F_{po} = 80\text{kHz}$, 所以 $C_2 = 20 \times 10^{-12}\text{F}$ 。这样整个设计就完成了, 系统开环增益曲线为如图 12.13 所示的 LKLMNO 曲线段, 即曲线段 ABCD 与 EFGH 之和。

12.10 3型误差放大器的使用及其传递函数

在 2.3.11.2 节中已经指出, 输出电压纹波 $V_w = R_o dI$ 。其中, R_o 为输出滤波电容的 ESR, dI 是最小直流电流的两倍。大多数铝电解电容都含有 ESR。大多数电容制造商的产品目录的研究表明, 对于此类电容, $R_o C_o$ 为常数, 平均值为 65×10^{-6} 。

因此, 在使用常规的铝电解电容时, 减少输出纹波的惟一途径是降低 R_o , 这可以通过增大 C_o 来实现。然而, 这会增大电容器的尺寸, 这是我们不希望看到的。

在过去的几年里, 电容器的制造商已经能够 (以相当大的成本) 生产零 ESR 的铝电解电容, 以满足那些输出纹波必须减小到非常小的应用场合。

使用这种零 ESR 的电容, 对误差放大器反馈回路的设计, 会有很大的影响。当输出滤波电容含有 ESR 时, 剪切频率 F_{co} 通常位于输出滤波器的增益曲线斜率为 -1 的部分, 这就需要 2 型误差放大器, 因为其增益特性曲线中 F_{co} 点具有水平斜率。

当电容不含 ESR 时, LC 滤波器的增益特性曲线在转折频率 $F_o = 1/2\pi\sqrt{L_o C_o}$ 后, 继续以 -2 斜率下降 (图 12.14 中的曲线段 ABCD)。在期望的 F_{co} 点处, 误差放大器的增益等于在 F_{co} 处 LC 输出滤波器增益的倒数。为了使系统的开环增益曲线能够以 -1 斜率穿过点 F_{co} , 设计的误差放大器的增益曲线在频率 F_{co} 附近必须具有 $+1$ 斜率 (图 12.14 中的曲线段 EFGH)。

误差放大器在低频段需要有较大的增益, 否则在 120Hz 处就不能提供足够的增益来有效减少 120Hz 纹波。

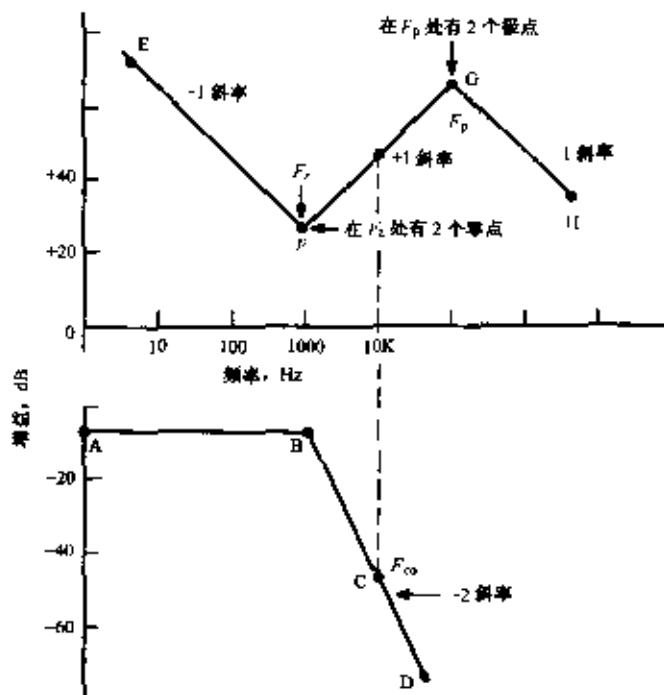


图 12.14 当输出电容不含 ESR 时, 误差放大器增益曲线以 -2 斜率下降。为了使系统的开环增益曲线以 -1 斜率穿过频率 F_{co} , 要求误差放大器增益曲线在 F_{co} 处具有 $+1$ 斜率。为了获得上述误差放大器的增益曲线, 需要有两个零点在 F_z 和两个极点在 F_p

因此, 在 F_z 点 (图 12.14) 的增益曲线往频率减小方向必须以 +1 的斜率上升。如 12.5 节所述, 使误差放大器传递函数的同一频率 F_z 处有两个零点, 可以实现这个要求。频率低于 F_z 时, 因为存在一个初始极点, 增益以 -1 斜率下降。在 F_z 点, 第一个零点使增益斜率转为水平, 第二个零点使它变为 +1 斜率。

当频率超过剪切频率 F_{ω} 后, 误差放大器的增益曲线不允许以 +1 斜率继续上升。否则在高频范围, 增益将会很大, 窄噪声尖峰在输出端产生很大的幅值。因此, 如 12.5 节所述, 需在点 H 即频率 F_p 处设置两个极点。第一个极点使斜率由 +1 变为水平, 第二个极点使斜率变为 -1。

具有图 12.14 中的曲线段 EFGH 增益特性的误差放大器, 被称为 3 型误差放大器 (同样采用广泛使用的 Venable 的命名名称)。

和 2 型误差放大器一样, 两个零点 F_z 和两个极点 F_p 的位置, 决定了剪切频率 F_{ω} 处的相位滞后。 F_z 和 F_p 之间的距离越远, 则相位裕量越大。

但是, F_z 位于较低频率处, 低频增益会降低, 不能有效衰减 120Hz 的工频纹波。而 F_p 位于较高频率处, 高频增益就会增大, 从而使高频窄噪声尖峰以较大的幅值通过。

再次引入比例因子 K 用于描述 F_p 和 F_z 的位置。 K 的值满足 $K = F_{\omega} / F_z$ 和 $K = F_p / F_{\omega}$ 。在接下来的章节中, 将计算由 F_z 处的双零点在 F_{ω} 产生的相位超前, 以及由 F_p 处的双极点在 F_{ω} 产生的相位滞后。

12.11 3 型误差放大器传递函数的零、极点位置引起的相位滞后

在 12.7 节中已经指出, 由零点 F_z 引起的剪切频率 F_{ω} 处的相位超前是 $\theta_z = \tan^{-1} F_{\omega} / F_z = \tan^{-1} K$ (式 (12.4))。如果有两个零点 F_z , 超前的相位将叠加。这样, 两个相同零点 F_z 在剪切频率 F_{ω} 处, 产生的超前相位是 $\theta_{z0} = 2 \tan^{-1} K$ 。

同理, 由极点 F_p 引起的, 在剪切频率 F_{ω} 处的相位滞后为 $\theta_p = \tan^{-1} 1/K$ (式 (12.5))。两个极点 F_p 引起的相位滞后也是叠加的。因此, 在 F_{ω} 处的相位滞后是 $\theta_{p0} = 2 \tan^{-1} 1/K$ 。滞后相位和超前相位, 加上固有的低频 270° 滞后相位 (180° 的反相, 加上初始极点 90° 滞后), 得到经过 3 型误差放大器的闭环相位滞后为

$$\theta_d = 270^\circ - 2 \tan^{-1} K + 2 \tan^{-1} (1/K) \quad (12.9)$$

通过式 (12.9), 可计算出在不同的 K 值时, 经过 3 型误差放大器的相位滞后, 见表 12.3。

表 12.3 对应不同 K ($F_{\omega} / F_z = F_p / F_{\omega}$) 值, 通过 3 型误差放大器的相位滞后

K	延迟角度: 由式 (12.9)
2	196°
3	184°
4	145°
5	138°
6	128°

比较表 12.3 和表 12.1 可以看出, 含有两个零点和两个极点的 3 型误差放大器, 比含有单一极点和单一零点的 2 型误差放大器的相位滞后少得多。

为了减少相位滞后, 不含 ESR 的 LC 滤波器和 3 型误差放大器要一起使用。因为, 不含 ESR 的 LC 滤波器本身具有较高的相位滞后, 而 3 型误差放大器有较低的相位滞后。

12.12 3 型误差放大器的原理图、传递函数和零、极点位置

具有图 12.14 所示的增益特性的 3 型误差放大器原理图, 如图 12.15 所示。它的传递函数可用 12.6 节讲述的 2 型误差放大器传递函数的推导方法获得。反馈支路和输入支路的阻抗用 s 因子表达式表示。因此, 传递函数可以简单地表示为 $G(s)=Z_2(s)/Z_1(s)$ 。通过代数运算, 可得到传递函数的下列表达式

$$G = \frac{dV_o}{dV_{in}} = \frac{(1+sR_2C_1)[1+s(R_1+R_3)C_3]}{sR_1(C_1+C_2)(1+sR_3C_3)[1+sR_2(C_1C_2/(C_1+C_2))]} \quad (12.10)$$

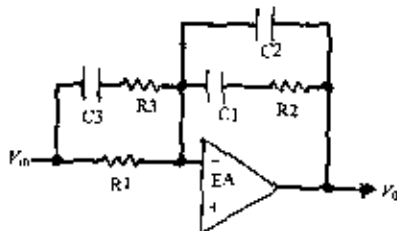


图 12.15 3 型误差放大器有两个零点和两个极点, 以及一个初始极点。它的传递函数是

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

这个传递函数有:

(a) 一个初始极点频率

$$F_{po} = 1/2\pi R_1(C_1+C_2) \quad (12.11)$$

在此频率处, R_1 的阻抗等于并联的 C_1 和 C_2 的容抗;

(b) 第一个零点频率

$$F_{z1} = 1/2\pi R_2C_1 \quad (12.12)$$

在此频率处, R_2 的阻抗等于 C_1 的阻抗;

(c) 第二个零点频率

$$F_{z2} = \frac{1}{2\pi(R_1+R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1C_3} \quad (12.13)$$

在此频率处, R_1 和 R_3 的阻抗等于 C_3 的阻抗;

(d) 第一个极点频率

$$F_{p1} = \frac{1/2\pi R_2(C_1C_2)}{C_1+C_2} \approx 1/2\pi R_2C_2 \quad (12.14)$$

在此频率处, R_2 的阻抗等于 C_1 和 C_2 串联后的阻抗。

(e) 第二个极点频率

$$F_{p2} = 1/2\pi R3C3 \quad (12.15)$$

在此频率处, R3 的阻抗等于 C3 的阻抗。

为了得到图 12.14 所示的增益特性曲线, 选择 RC 乘积的值, 使 $F_{z1} = F_{z2}$ 且 $F_{p1} = F_{p2}$ 。通过选择合适的 K 值确定双极点和双零点的位置, 从而获得所需的相位裕量。在图 12.14 中的 +1 斜率的曲线段上, 误差放大器在截止频率 F_c 处的增益大小应等于 LC 滤波器在此频率处增益的倒数 (图 12.14)。

下面的设计实例讲述了如何通过表 12.3 和式 (12.10) 的传递函数确定 RC 的值, 从而确定所需的零、极点的位置。

12.13 设计实例——含 3 型误差放大器的正激变换器反馈系统的稳定

正激变换器有如下设定, 设计反馈环路使电路稳定。

V_o	5.0V
$I_{o(nom)}$	10A
$I_{o(min)}$	1.0A
开关频率	50kHz
输出纹波 (峰-峰值)	<20mV

这里假设输出电容不含 ESR。

首先计算输出 LC 滤波器的参数和它的转折频率。参考图 12.15, 由式 (2.47) 可得出

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

若假设输出电容不含 ESR, 则由 ESR 引起的纹波应该为 0。但是仍会存在一个很小的容性的纹波成分 (1.2.7 节), 这通常是非常小的, 因此所采用的滤波电容器的容值可以远小于在 2 型误差放大器设计实例中采用的 2600 μ F。但是为了谨慎起见, 在此设计中, 仍使用同样的 2600 μ F 电容, 但不含 ESR, 那么

$$\begin{aligned} F_o &= 1/2\pi\sqrt{L_o C_o} \\ &= 1/2\pi\sqrt{30 \times 10^{-6} \times 2600 \times 10^{-6}} \\ &= 570 \text{ Hz} \end{aligned}$$

和 2 型误差放大器的设计实例一样, 假设调制器加上采样电阻的增益是 -1.5dB。LC 滤波器的增益加上调制器和采样电阻的增益, 绘制成图 12.16 中的曲线段 ABC。它的水平部分增益为 -1.5dB, 直到 B 点 (570Hz 转折频率处)。在这点增益突变为 -2 斜率, 因为电容不含 ESR, 所以曲线在 B 点后, 保持这个斜率下降。

剪切频率 F_c 选择为开关频率的 1/5, 即 50/5=10kHz。在图 12.16 中的曲线段 ABC 上,

10kHz 处的增益损失是-50dB。取 F_{ω} 为 10kHz，则误差放大器在频率为 10kHz 处的增益，必须为+50dB（图 12.16 中的 F 点）。同时，误差放大器在截止频率 F_c 处，必须有+1 的增益斜率，使之叠加了 LC 滤波器的-2 斜率后，能够得到-1 的增益斜率。因此，在 F 点绘制一条+1 斜率的直线，往频率减小的方向延伸，到双零点频率 F_z 处，往频率增大的方向延伸，到双极点频率 F_p 处。由能够获得所需相位裕量的 K 值，来确定频率 F_z 和 F_p （表 12.3）。

假设相位裕量为 45° ，则误差放大器加上 LC 滤波器的相位滞后是 $360^\circ - 45^\circ = 315^\circ$ 。但是，不含有 ESR 的 LC 滤波器有 180° 的相位滞后，这允许误差放大器有 $315^\circ - 180^\circ = 135^\circ$ 的相位滞后。

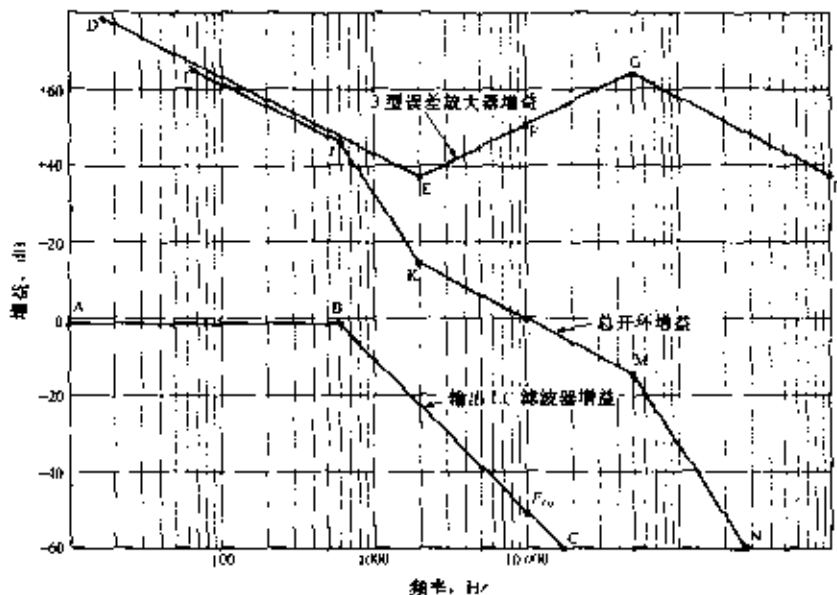


图 12.16 增益曲线——12.13 节中的设计实例：输出电容不含 ESR 且使用 3 型误差放大器

从表 12.3 可以看出， K 值为 5 时有 136° 的相位滞后，这足够满足要求。当 $F_{\omega} = 10\text{kHz}$ ， $K=5$ 时，零点 F_z 为 2kHz 而极点 F_p 为 50kHz。因此，在图 12.16 中，+1 斜率的直线延伸到 2kHz 的 E 点。在这点，由初始极点引起的，-1 斜率的增益曲线变为+1 斜率。增益曲线以+1 的斜率延伸到 50kHz 双极点。此时增益曲线由于双极点的缘故变为-1 斜率。

JKLMN 曲线段是系统开环增益，它是曲线段 ABC 与 DEFGH 之和。可以看出在 10kHz（穿越频率 F_{ω} ）处的增益为 0dB，并以-1 斜率穿过 F_{ω} 。 K 值为 5 时，得到所需的 45° 相位裕量。为了获得图 12.16 中的误差放大器增益曲线 DEFGH，接下来要做的就是选择电路器件。

12.14 获得所需 3 型误差放大器增益曲线的元件选择

根据式 (12.12) ~ 式 (12.15) 确定两个零点和两个极点，以及六个器件 (R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2 、 C_3) 的值。

任意选择 $R_1=1000\Omega$ 。当 $R_2=X_{C_1}$ 时，在频率 2000Hz 处出现第一个零点，在此频率处，反馈支路的阻抗主要是 R_2 。因此，在 2000Hz 处的增益是 R_2/R_1 。由图 12.16 可知，误差放大器在 2000Hz 处的增益是+37dB。那么，当 $R_1=1\text{k}\Omega$ 时， $R_2=70.8\text{k}\Omega$ ，则由式 (12.1) 得

$$\begin{aligned}
 C1 &= 1/2\pi R2F_1 \\
 &= 1/2\pi(70\ 800)2000 \\
 &= 0.011\ \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

由式(12.14)得

$$\begin{aligned}
 C2 &= 1/2\pi R2F_p \\
 &= 1/2\pi(70\ 800)(50\ 000) \\
 &= 45\ \text{pF}
 \end{aligned}$$

由式(12.13)得

$$\begin{aligned}
 C3 &= 1/2\pi R1F_z \\
 &= 1/2\pi(1000)(2000) \\
 &= 0.08\ \mu\text{F}
 \end{aligned}$$

由式(12.15)得

$$\begin{aligned}
 R3 &= 1/2\pi C3F_p \\
 &= 1/2\pi(0.08 \times 10^{-6})(50\ 000) \\
 &= 40\ \Omega
 \end{aligned}$$

12.15 反馈系统的条件稳定

一个反馈系统在正常工作条件下,启动和运行可能是稳定的,但在开机或输入网压产生瞬时变化时,可能会受到冲击,造成连续振荡。这种特殊的情况,被称为条件稳定,可以通过图12.17(a)和图12.17(b)加以理解。

图12.17(a)和图12.17(b),分别为系统总开环相频特性和增益(幅频)特性图。如图12.17(a)所示,在总开环相移达到 360° 时,出现两个频率点(A点和C点),则可能出现条件稳定。

我们知道,振荡的条件是,在开环增益为1即0dB处,总开环相移是 360° 。但如果在某给定频率处,开环相移是 360° ,而开环增益大于1,则系统仍然是稳定的。

这可能很难掌握,因为如果在某一频率通过环路的信号响应与初始信号完全同相但幅值增大,这样每一次经过环路振幅都会增大。因此,它会建立一个有一定幅值的振荡,并保持下去。但通过数学证明,这种情况不会发生。这里为了方便讨论,我们先接受这样的观点,即假设在总开环相移 360° 的频率处,当总开环增益大于1时,振荡不会发生。

因此,在图12.17(a)中的B点,系统是无条件稳定的。因为在这点开环增益为1,但开环相移小于 360° ,相位裕度大约为 40° 。在C点,系统也是稳定的,虽然在这点开环相移是 360° ,但增益小于1,即在C点有增益裕量。在A点,系统则是条件稳定的,虽然此时开环相移是 360° ,但其增益大于1(大约为+16dB)。所以说,在一定的条件下系统才是稳定的。

然而,在某些条件下,即电路在开始导通时,没有到达平衡点,开环增益在A点(存在振荡条件)瞬间下降了16dB。这时A点增益为1,相移是 360° ,电路进入振荡状态,并保持振荡。C点不可能发生条件振荡,因为它的增益不可能突变。

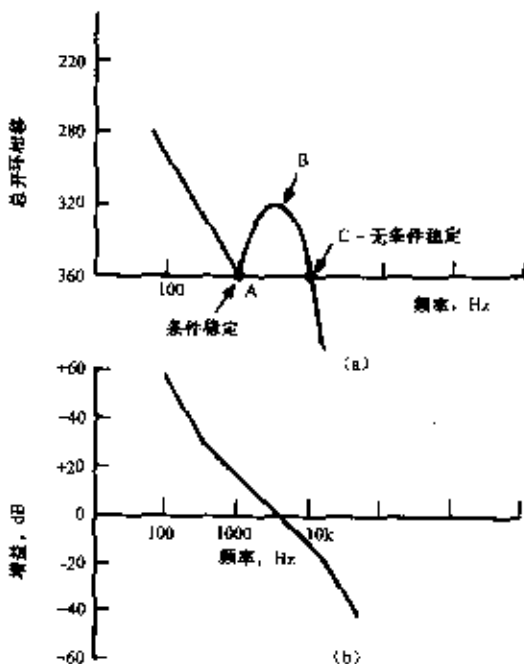


图 12.17 如果系统开环相频特性有两个 360° 相移点，则系统可能是条件稳定。在 A 点是条件稳定的，因为其具有 360° 相移和 0dB 的增益，一旦振荡产生，就会持续下去。在 B 点是无条件稳定的，因为增益不可能突变

如果条件稳定存在（大多数出现在刚刚导通时），它最有可能出现在输出 LC 滤波器在轻载情况下的转折频率处。从图 12.3 (a) 和图 12.3 (b) 可以看出，轻载时，在转折频率处，LC 滤波器增益曲线有很大的谐振峰值，并且有非常大的相移。在 LC 的转折频率处，这种大的相移会导致总共 360° 的相位改变。如果总开环增益（在导通瞬间，不容易估计此增益的值）可能为 1 或可能瞬间为 1，则环路可能进入振荡状态。

通过计算判断系统是否会发生条件振荡是很困难的。避免振荡的最安全的方法是，在 LC 滤波器的转折频率处设置一个零点使相位增加，抵消系统的相位滞后。这很容易实现，在输出电压反馈采样网络（图 12.12）中，在上面的电阻并联一个电容就可以了。

12.16 不连续模式下反激变换器的稳定

12.16.1 从误差放大器输出到输出电压节点的直流增益

系统的基本元件如图 12.18 所示。设计反馈环的第一步是计算从误差放大器的输出到输出电压节点的直流增益（低频增益）。假设效率为 80%，那么从式 (4.2a) 得

$$P_o = \frac{0.8(1/2L)(I_p)^2}{T} = \frac{(V_o)^2}{R_o} \quad (12.16)$$

因为 $I_p = \sqrt{V_{dc} T_{on}} / L_p$ ，则

$$P_o = \frac{0.8L_p(V_{dc} T_{on} / L_p)^2}{2T} = \frac{(V_o)^2}{R_o} \quad (12.17)$$

如图 12.18 (b) 所示, PWM 调制器将误差放大器的输出 v_e 和一个 $0 \sim 3V$ 的三角波进行比较, 产生矩形脉冲。脉冲脉宽 (T_{on} , 如图 12.18 (c) 所示) 为从三角波开始时刻到与直流电压 V_m 的交点时刻。 T_{on} 就是功率管 Q1 的导通时间。从图 12.18 (b) 可以看出, $v_e/3 = T_{on}/T$ 或 $T_{on} = v_e T/3$, 代入式 (12.16), 得

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

或

$$V_o = \frac{V_{dc} V_m}{3} \sqrt{\frac{0.4R_o T}{L_p}} \quad (12.18)$$

从误差放大器的输出到输出电压节点的直流增益 (低频增益) 为

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta V_m} = \frac{V_{dc}}{3} \sqrt{\frac{0.4R_o T}{L_p}} \quad (12.19)$$

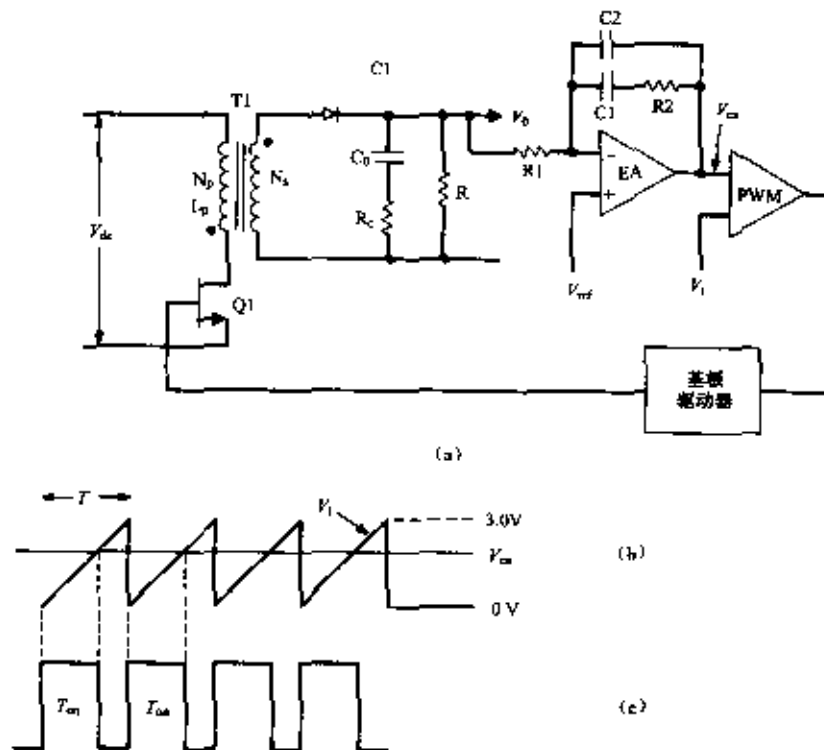


图 12.18 不连续模式下反激变换器反馈环路

12.16.2 不连续模式下反激变换器的传递函数 (从误差放大器输出到输出电压节点的交流增益)

现假设将一个频率为 f_n 的小正弦信号接入到误差放大器的输出端。在 T1 初级对三角波电流脉冲 (峰值为 I_p) 进行正弦调制, 从而对次级的脉冲电流 (瞬间幅值为 $I_p N_p/N_s$) 也进行正弦调制。

那么, T1 次级三角脉冲电流平均值被频率为 f_o 的正弦信号调制。因此, 流入 R_o 和 C_o 网络的电流是频率为 f_o 的正弦电流。

这个正弦电流流过 R_o 和 C_o 串联的戴维南等效电路。因此, C_o 两端的输出电压幅值, 从频率 $F_p = 1/2\pi R_o C_o$ 开始, 以 $-20\text{dB}/10$ 倍频程, 即 -1 的斜率下降。

换种说法就是, 从误差放大器的输出到输出电压节点的传递函数, 有一个极点 F_p 。

$$F_p = 1/2\pi R_o C_o \quad (12.20)$$

式 (12.19) 给出了低于该极点频率的直流增益。

这和含有 LC 输出滤波器的拓扑形成对比。在含有 LC 输出滤波器的拓扑中, 在误差放大器输出端输入正弦电压信号, 将使 LC 滤波器输入端电压为正弦电压。通过 LC 滤波器后, 电压幅值以 $-40\text{dB}/10$ 倍频程, 即 -2 的斜率下降。用专业术语来描述, 即在输出端 LC 滤波器, 呈两极点下降。

反激变换器的输出电路是以 -1 斜率或单极点下降, 这当然改变了用来稳定系统的误差放大器的传递函数。在大多数情况下, 反激变换器的输出滤波电容在频率

$$F_z = 1/2\pi R_c C_o \quad (12.21)$$

处也有一个 ESR 零点。

现在要完整地分析系统稳定性问题, 应该考虑直流输入电压最大值和最小值, 以及 R_o 的最大值和最小值的情况。式 (12.19) 表明, 直流增益与 V_{dc} 成正比, 与 R_o 的平方根成正比。同时, 输出电路的极点与 R_o 成反比。

因此, 在下面的图表分析中, 应考虑所有 V_{dc} 和 R_o 的 4 种组合。这是因为输出电路的传递函数随它们的变化而变化。

对于一种输出电路的传递函数 (对应一组输入电压和负载), 可以设计误差放大器传递函数, 以确定期望的剪切频率 F_{co} 的值, 以及总的增益曲线 (以 -1 斜率穿越剪切频率 F_{co})。但必须注意, 另一种输出电路的传递函数 (对应不同的输入电压和负载) 的总增益曲线, 不能以 -2 斜率穿越 F_{co} , 否则可能会引起振荡。

在这个例子中, 考虑到 V_{dc} 的变化很小, 足以忽略, 因此可按式 (12.19) 计算直流增益, 按式 (12.20) 计算输出电路极点。此时假设 $R_{o(\max)} = 10 R_{o(\min)}$ 。

图 12.19 中的曲线 ABCD, 是对应 $R_{o(\max)}$ 的输出电路传递函数的增益曲线。从 A 点到 B 点的增益由式 (12.19) 确定。在 B 点, 由于存在输出极点 (式 (12.20)), 斜率转折为 -1 。C 点的频率由式 (12.21) 确定。在 C 点, 因为有输出电容的 ESR 零点, 斜率转折为水平。在 1.3.7 节中提到, 对于一定额定容量和耐压等级的铝电解电容, $R_o C_o$ 为 65×10^{-6} 。

图 12.19 中的另一条曲线 EFGH, 是负载等于 $R_{o(\min)} = R_{o(\max)}/10$ 时输出电路传递函数的增益曲线。因为 F_p 与 R_o 成反比, 所以它的极点频率是 $R_{o(\max)}$ 时极点频率的 10 倍。在 F 点, 由于增益与 R_o 的平方根成正比, 所以直流电压增益比 $R_{o(\max)}$ 时的增益低 10dB ($20\lg\sqrt{10} = 10\text{dB}$)。

当负载为 $R_{o(\min)}$ 时, 输出电路传递函数的增益曲线的绘制描述如下。首先将点 F 定在 B 点频率的 10 倍且低于其 10dB 的位置。从 F 点向低频段绘制一条水平线 (直线 FE)。然后从 F 点绘制一条斜率为 -1 ($-20\text{dB}/10$ 倍频程) 的直线, 直到 G 点 (ESR 零点频率处)。再从 G 点向高频段绘制一条水平线。

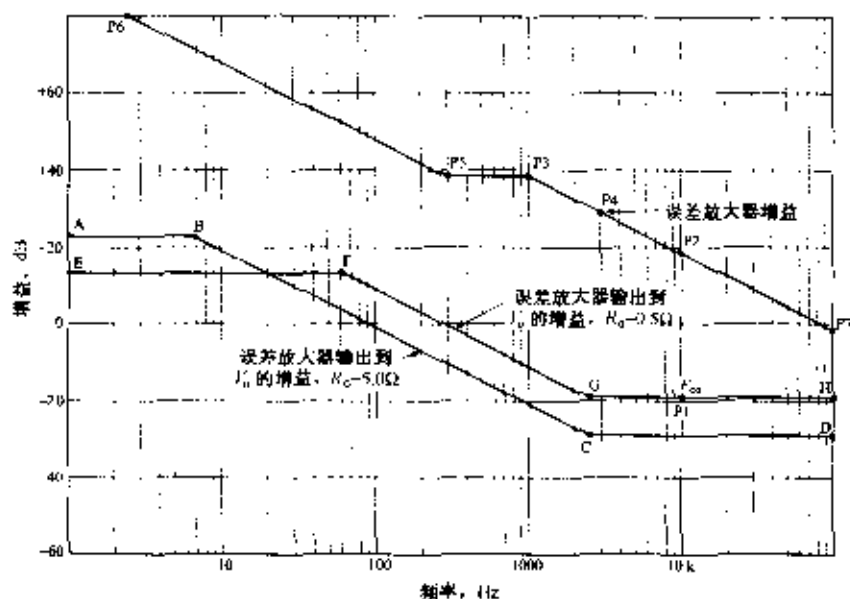


图 12.19 稳定反馈系统的增益曲线设置，为 12.18 书中不连续模式下反激变换器的设计实例

由图 12.19 中输出电路传递函数增益曲线 ABCD 和 EFGH，可绘制出误差放大器增益曲线（传递函数曲线），如下所述（12.17 节）。

12.17 不连续模式下反激变换器的误差放大器传递函数

如图 12.19 所示，对于 $R_{o(\min)}$ ，在曲线 EFGH 中剪切频率 F_{ω} 处，设定为开关频率（P1 点）的 1/5（12.3 节）。通常 F_{ω} 出现在输出电路传递函数增益的水平段。

为了使剪切频率 F_{ω} 为期望值，所设计的误差放大器在 F_{ω} 处的增益（P2 点）应等于输出电路在 P1 点增益的倒数。因为曲线 EFGH 在 F_{ω} 处的斜率是水平的，所以误差放大器在 P2 点增益斜率必须为 -1（朝高频段方向）。

因此，定位 P2 点后，往高频段以 -1 斜率绘制一条直线，反向延伸到稍低于 C 点的频率处（P3 点）。当负载为 $R_{o(\max)}$ 时，输出电路传递函数的增益曲线是 ABCD。由于总增益曲线必须以 -1 斜率穿过 $R_{o(\max)}$ 对应新的截止频率 F_{ω} ，这时在新的截止频率 F_{ω} 处，水平线 CD 的增益应等于误差放大器在 -1 斜率上 P4 点增益的倒数。

点 P3 处的频率是否精确不是关键，但它必须低于 C 点的频率，以确保对于最大值 $R_{o(\max)}$ ，在点 C 处，最大增益损耗能够被误差放大器增益曲线沿着 -1 斜率在点 C 处的增益所补偿或抵消。

因此，在点 P3 处设置一个极点 F_p 。使用一个 2 型误差放大器，输入电阻 R1（图 12.18 (a)）可以任意选择足够高的阻值，以免采样网络负载过重。

水平部分（点 P3~P5）的增益值，可从图中求出，等于 $R2/R1$ （图 12.18 (a)）。这样，就确定了电阻 R2 的值。再根据极点 F_p 和 R2，确定 C2 的值（ $C2=1/2\pi F_p R2$ ）

现在，增益曲线沿着水平线 P3~P5 延伸，在点 P5 引入一个零点，以增加低频增益和提

供超前的相位。在 P5 点，零点 F_z 的频率不是精确的，它大约为 F_p 的 1/10。选择 C1 的值 ($C1=1/2\pi R_0 F_z$)，确定零点 F_z (图 12.18 (a))。

下一节设计实例中将会阐明上面所述内容。

12.18 设计实例——不连续模式下反激变换器的稳定

对 4.3.2.7 节中的例子，要进行设计使系统稳定。假设输出电容含有 ESR，因此使用 2 型误差放大器，电路如图 12.18 (a) 所示。设定数据如下

V_o	5V
$I_{o(\text{nom})}$	10A
$I_{o(\text{min})}$	1.0A
$V_{dc(\text{max})}$	60V
$V_{dc(\text{min})}$	38V
$V_{dc(\text{av})}$	49V
开关频率	50kHz
L_p (计算见 4.3.2.7 节)	56.6 μ H

在 4.3.2.7 节中，已计算出 C_o 为 2000 μ F，并指出在功率器件关断的瞬间，66A 的二次尖峰电流将会在 2000 μ F 电容的 ESR (预期值为 0.03 Ω) 上引起 $66 \times 0.03 = 2V$ 的窄尖峰电压。同时，也提出了可以采用 LC 电路除去窄尖峰或者增大 C_o 以降低它的 ESR。

在这里，两种方法都被采用。电容 C_o 增大到 5000 μ F 以使 R_o 减少到 0.012 Ω (因为 R_o 与 C_o 成反比)。Q1 关断时的初始尖峰是 $66 \times 0.012 = 0.79V$ ，可以很容易地通过反馈环外的 LC 电路将其减小到可接受的水平。

现在可以绘制输出电路增益曲线。首先， $R_{o(\text{min})} = 5/10 = 0.5\Omega$ 。由式 (12.19) 得，DC 增益为

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

由式 (12.20)，可得极点频率

$$\begin{aligned} F_p &= 1/2\pi R_o C_o \\ &= 1/2\pi 0.5 \times 5000 \times 10^{-6} \\ &= 63.7 \text{ Hz} \end{aligned}$$

由式 (12.21)，可得 ESR 零点频率

$$\begin{aligned} F_{\text{zero}} &= 1/2\pi R_o C_o \\ &= 1/2\pi 65 \times 10^{-6} \\ &= 2500 \text{ Hz} \end{aligned}$$

那么, 对应于 R_o 等于 0.5Ω 的输出电路增益曲线, 绘制如图 12.19 中的 EFGH 曲线。低频段直到 $F_p = 63.7\text{Hz}$, 水平部分的增益值为 $+12.8\text{dB}$ 。在 F_p 处曲线转折成 -1 斜率下降, 直到频率为 2500Hz 的 ESR 零点。接下来, 就可以绘制误差放大器的增益曲线了。

设定剪切频率 F_{co} 为开关频率的 $1/5$, 即为 $50/5=10\text{kHz}$ 。在曲线 EFGH 上, 10kHz 处的增益损耗是 -19dB 。因此, 必须使误差放大器在 10kHz 处的增益为 $+19\text{dB}$ 。从 10kHz 处增益为 $+19\text{dB}$ 的点 (P2 点), 向高频段绘制一条斜率为 -1 ($-20\text{dB}/10$ 倍频程) 的直线, 反向延伸这条线到稍低于 F_{co} 的频率处——即延伸到 1kHz 、 $+39\text{dB}$ 处的 P3 点。在 P3 点, 再绘制一条水平线到频率为 300Hz 处的 P5 点 (一个零点位置)。

零点的位置不是精确的。在 12.17 节中已经提到, P5 点的零点频率应当小于 P3 点频率的 $1/10$ 。一些设计者实际上忽略了 P5 点的零点。但是在这里设置零点会增加一些超前的相位。因此在 P5 点, 朝低频方向绘制曲线, 增益斜率为 -1 。

现在验证当 $R_{o(\max)}$ 等于 5Ω 时, 系统开环增益曲线以 -1 斜率穿过剪切频率 F_{co} 。

当 $R_o = 5\Omega$ 时, 由式 (12.19) 计算出的直流增益为 $+23\text{dB}$ 。由式 (12.20) 计算出的极点频率为 6.4Hz , ESR 零点频率仍是 2500Hz 。因此, 在 $R_o = 5\Omega$ 时, 输出电路传递函数的增益曲线是 ABCD。

在新的截止频率 F_{co} 处, 误差放大器 (P6~P5~P3~P7) 增益等于输出电路增益 (曲线 ABCD) 的倒数。可以看出在 P4 点 (3200Hz), 输出滤波器的损失增益是 -29dB , 而误差放大器的增益是 $+29\text{dB}$ 。由此可以得出, 误差放大器的增益曲线和曲线 ABCD 之和以斜率 -1 穿过 F_{co} 。

然而应该注意的是, 如果 R_o 稍大一些, 整个 ABCD 曲线将会下降到更低的值。那么, 先前确定的使误差放大器增益等于输出滤波器损耗增益倒数的频率点会出现在每个曲线斜率为 -1 的频段。

系统开环增益曲线将以 -2 斜率穿越新的截止频率 F_{co} , 这样将会发生振荡。因此, 作为一个普遍的原则, 应该仔细测试不连续模式下反激变换器在最小负载电流 (R_o 最大) 情况下的稳定性。

下面是根据传递函数增益曲线 (P6~P5~P3~P7) 对误差放大器具体元件的计算。在图 12.18 (a) 中, 任选 $R1=1000\Omega$ 。从图 12.19 可以看出, P3 点的增益为 $+38\text{dB}$ 。因此, $R2/R1=79$, 则 $R2=79\text{k}\Omega$ 。在 1kHz 处的 P3 点放置极点, $C2=1/2\pi F_p R2$, 即 $C2=2000\text{pF}$ 。在 300Hz 处放置误差放大器的零点, $C1=1/2\pi F_z R2=6700\text{pF}$ 。

因为输出电路的单极点下降特性, 它最大的相位滞后是 90° 。但由于 ESR 零点的存在, 相位滞后将会大大减小。因此, 在不连续模式下, 反激变换器很少存在相位裕量问题。

考虑 $R_o = 0.5\Omega$ 的情况。由在 64Hz 处的极点和 2500Hz 处的 ESR 零点引起的输出电路在 F_{co} (10kHz) 处的相位滞后为

$$\begin{aligned} \text{输出电路相位滞后} &= \tan^{-1}\left(\frac{10\,000}{64}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{10\,000}{25\,000}\right) \\ &= 89.6 - 76.0 \\ &= 13.6^\circ \end{aligned}$$

在 300Hz 处的零点和在 1kHz 处的极点, 引起的误差放大器在 10kHz 的相位滞后为

$$270 - \tan^{-1}\left(\frac{10\ 000}{300}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{10\ 000}{1000}\right) = 270 - 88 + 84 = 266^\circ$$

那么, 在 10kHz 处, 系统总相位滞后是 $13.6^\circ + 266^\circ = 280^\circ$ 。从而得到 F_m 处的相位裕量为 $360^\circ - 280^\circ = 80^\circ$ 。

12.19 跨导误差放大器

很多普遍使用的 PWM 芯片 (1524 系列、1525 系列、1526 系列) 具有跨导型误差放大器。跨导 g_m 是指每单位输入电压的变化引起的输出电流的变化, 即

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

那么对于输出点到地之间的并联阻抗 Z_o , 有

$$dV_o = dI_o Z_o = g_m dV_{in} Z_o$$

或增益

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

1524 系列、1525 系列、1526 系列放大器空载的开环增益特性具有标称值的 +80dB 直流增益, 且在 300Hz 处有一个极点。在极点频率以后, 以 -1 (或 -20dB/10 倍频程) 斜率下降, 如图 12.20 (a) 中曲线 ABCD 所示。

在输出端到地之间并联一个纯电阻 R_o , 得到增益为恒值 $g_m R_o$ 的增益曲线。该曲线从直流开始, 直到与曲线 ABCD 交点结束 (图 12.20 (a))。对于 1524 系列、1525 系列, g_m 标称值为 2mA/V, 因此对于 R_o 等于 500Ω、50Ω 和 30Ω 增益分别为 1000、100 和 60, 如图 12.20 (a) 中的曲线 P1~P2、P3~P4、P5~P6 所示。

在大多数情况下, 若需要用到 2 型误差放大器的增益特性, 则可采用图 12.20 (b) 所示的网络结构。

在低频段, X_{C1} 远大于 $R1$, 这时相当于 $C1$ 、 $C2$ 与内部 100pF 电容 (生成 300Hz 开环极点) 并联接地。这使原本为 300Hz 的极点移到更低的频率点, 且在这个更低的频率点之后, 增益重新开始以 -1 的斜率下降。在频率 $F_z = (1/2\pi R1 C1)$ 处, $X_{C1} = R1$, 配置一个零点, 增益斜率变为幅值为 $g_m R1$ 的水平线, 而在频率 $F_p = 1/2\pi R1 C2$ 处, $X_{C2} = R1$, 配置的极点使增益斜率变为 -1。

图 12.20 (b) 中电路的增益曲线如图 12.20 (c) 所示。

通常, 1524 系列和 1525 系列 PWM 芯片中的误差放大器输出端采用如图 12.20 (b) 所示的连接方式, 而不采用传统的运算放大器接法。

无论是在图 12.20 (b) 中的输出端和地之间并联一个网络, 还是普通运算放大器在输出端和反相输入端之间接一个反馈网络, 由于芯片内部误差放大器不能输出或输入超过 100μA 的电流, 所以对 $R1$ 的大小都会有所限制。若 PWM 比较器的一个输入端输入 3V 的三角波, 对于负载或网压的突然变化, 误差放大器的输出可能不得不变为 3V, 即从三角波的底部移到顶部。若 $R1$ 小于 30kΩ, 3V 电压快速变化, 则形成的电流可能超过 100μA。那么, 对于负载或网压的快速变化, 误差放大器响应速度将会变慢。

由于输出电流有 $100\mu\text{A}$ 的限制, 许多技术人员不使用芯片内部误差放大器。但芯片的输出节点都引到芯片的输出管脚上, 有些技术人员更喜欢在芯片外部使用一个更好的误差放大器, 与芯片内部误差放大器输出相应的管脚相连接。

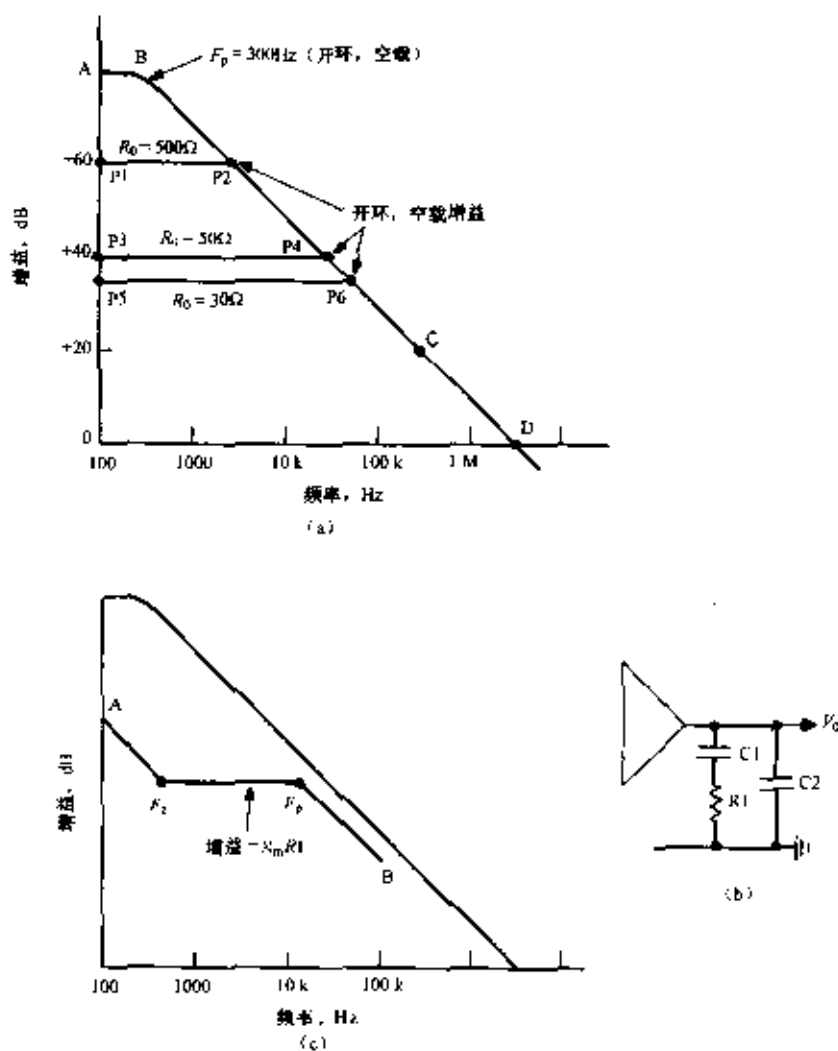


图 12.20 (a) 开环不带负载的 PWM 芯片 1524 系列和 1525 系列的增益曲线。当带电阻负载时, 增益稳定为 $G=g_m R_o$ 。(b) 2 型跨导误差放大器输出并联网络结构图。(c) 图 12.20 (b) 所示电路的增益曲线 ($A \sim F_z \sim F_p \sim B$)。 $F_z=1/2\pi R_1 C_1$, $F_p=1/2\pi R_2 C_2$

然而从经济角度出发, 使用内部误差放大器可能是必要的。通过输出滤波器的计算, 在 F_{∞} 处的增益损耗很小, 为了与误差放大器的增益匹配, R_1 必须小于 $30\,000\Omega$ 。如果出现这种情况, 在 F_{∞} 处人为增大输出滤波器的增益损耗, R_1 就能增大到 $30\,000\Omega$ 。增大 F_{∞} 处输出滤波器的增益损耗, 可以通过增大输出滤波器的电感或电容值使极点频率降低来实现。

参考文献

- 1 D. Venable, "The K Factor: A New Mathematical Tool for Stability Analysis and Synthesis," *Proceedings Powercon 10*, 1983.
- 2 A. Pressman, *Switching and Linear Power Supply, Power Converter Design*, pp. 331-332, Switchtronix Press, Waban, Mass., 1977.
- 3 K. Billings, *Switchmode Power Supply Handbook*, Chap. 8, McGraw-Hill, New York, 1989.
- 4 G. Chrysaia, *High Frequency Switching Power Supplies*, 2d ed., Chap. 9, McGraw-Hill, New York, 1989.
- 5 Unitrode Corp., *Power Supply Design Seminar Handbook*, Apps. B, C, Watertown, Mass., 1988.