

半导体管电路原理

(下 册)

[美] R. F. 茜亚 著

上海科学技术出版社

665.5
4410

半导体管电路原理

(下 册)

[美] Richard F. Shea 著

何 治 垓 译
朱 邦 俊

上海科学技术出版社

內 容 提 要

本书叙述半导体管各种电路的基本原理，下册詳述視頻放大器、振荡器、反饋放大器和計算机的电路等，并討論半导体管噪声的特点、对偶的原理、电路的矩陣分析法、暫态分析以及半导体管在大信号及小信号运用时的特性和参数測定等，适合无綫电技术人員以及大专师生作参考。

半 导 体 管 电 路 原 理

Principles of Transistor Circuits

(下 册)

著 者 [美] R. F. Shea

譯 者 何治核 朱邦俊

*

上海科学技术出版社出版

(上海瑞金二路450号)

上海市书刊出版业营业許可證出 093 号

新华书店上海发行所发行 各地新华书店經售

中华书局上海印刷厂印刷

*

开本 850×1168 1/32 印張 8 22/32 字數 212,000

1960年6月第1版 1960年6月第1次印刷

印数 1-15,000

統一書号： 15119·1593

定 价：(十二) 1.20 元

目 录

第十二章 視頻放大器	253
12-1 引言	253
12-2 級間联接法	254
12-3 低頻补偿	257
12-4 高頻补偿	259
12-5 习題	270
12-6 参考文献	270
第十三章 振蕩器	271
13-1 引言	271
13-2 負阻抗振蕩器	272
13-3 反饋振蕩器	276
13-4 石英晶体振蕩器	281
13-5 振蕩綫路的綫性問題	281
13-6 半导体三极管多諧振蕩器	284
13-7 习題	287
13-8 参考文献	287
第十四章 根据对偶原理設計半导体三极管电路	288
14-1 引言	288
14-2 电气网络的对偶原理	288
14-3 半导体三极管的真空管对偶	293
14-4 举例	296
14-5 习題	298
14-6 参考文献	298
第十五章 电路的矩陣分析法	299
15-1 引言	299
15-2 工程問題和四端网络	299
15-3 作为四端网络的半导体三极管	300

15-4	矩陣分析法	301
15-5	有載的四端網絡	318
15-6	矩陣分析法的应用	320
15-7	表	336
15-8	习题	337
15-9	参考文献	339
第十六章 反饋放大器		340
16-1	引言	340
16-2	半导体三极管和真空管間的差別	340
16-3	反饋的基本原理	341
16-4	半导体三极管在高頻时的参数	346
16-5	典型电路	349
16-6	基本原理的討論	351
16-7	半导体管放大器的一般反饋理論	352
16-8	稳定性	355
16-9	阻抗	360
16-10	习题	365
16-11	参考文献	366
第十七章 暫态分析		367
17-1	引言	367
17-2	暫态过程的物理基础	368
17-3	扩散方程式的解	372
17-4	小信号运用时分析面接合型半导体管的等效电路	380
17-5	一般电路問題	390
17-6	大信号暫态效应	395
17-7	习题	397
17-8	参考文献	398
第十八章 大信号运用		400
18-1	引言	400
18-2	用图解法来分析大信号运用	401
18-3	动态电流放大系数	404
18-4	大信号等效电路, 无源网络	406
18-5	大信号等效电路, 动态网络	409
18-6	旁通效应	411

18-7 习题	414
18-8 参考文献	415
第十九章 计算机的电路	416
19-1 引言	416
19-2 模拟计算机	417
19-3 数字计算机	425
19-4 触发电路, 再生放大器	431
19-5 习题	439
19-6 参考文献	440
第二十章 半导体三极管中噪声的特点	442
20-1 半导体三极管噪声的特点	442
20-2 半导体三极管零偏时的噪声	443
20-3 半导体三极管的噪声系数	444
20-4 半导体三极管放大器的信号噪声比	446
20-5 信号电源内阻对噪声系数的影响	448
20-6 第二级放大器的噪声系数	451
20-7 半导体三极管噪声的测定	452
20-8 习题	455
20-9 参考文献	456
第二十一章 各种半导体管	457
21-1 二极管	457
21-2 其他单结二极管	471
21-3 半导体多极管	475
21-4 场控半导体管	483
21-5 光敏半导体管	484
21-6 参考文献	490
第二十二章 小信号时参数的测定	492
22-1 引言	492
22-2 低频时 α 、 a 和 b 的测定	493
22-3 低频时电阻 r_c 和 $(r_c - r_m)$ 的测定	497
22-4 低频时 r_b 和 r_e 的测定	499
22-5 测定低频时半导体三极管参数的设备	503
22-6 在高频测量中的几个问题	503
22-7 α 截止频率的测定	505

22-8 集电极电容的测定.....	508
22-9 用示波器来观察半导体三极管的特性曲线.....	511
22-10 习题.....	516
22-11 参考文献.....	516
附录 矩阵代数.....	517

第十二章

視頻放大器

12-1 引言

視頻放大器這一名詞的含意和一般真空管視頻放大器一樣，它的通頻帶也是從 60 赫（或更低）到 4 兆赫（或更高）。對這種放大器的要求，也如真空管放大器中所已確定的：在整個通頻帶範圍內，放大器的頻率響應特性和總的延時失真必需相當平勻。

將半導體三極管用作視頻放大器的元件時所遇到的問題，一般可分為兩類。第一類是屬於除半導體管外所有其他電路元件發生的問題。如果半導體三極管所具有的 α 截止頻率 f_{α} 遠高於視頻放大器的極限頻率，並且在視頻頻帶內有一平坦的功率增益特性，那末將這些半導體三極管用於視頻放大器所遇到的問題，就和用真空管來設計視頻放大器所遇到的相同。

第二類問題是由半導體三極管的特性所產生的。在第九章中曾經指出，半導體三極管的電流放大係數 α 和 β 是隨頻率而變的。在第十章中也曾經探討過，同一型式的半導體三極管在不同接法的電路中的功率增益、電壓放大和阻抗隨頻率而變化的情形。由此可見，如果所用的半導體三極管的 α 截止頻率 f_{α} 僅不過稍大於或等於視頻段的極限頻率，那末由這種半導體三極管構成的放大器的高頻特性也必然會產生一些附加問題。這種由於半導體管本身所產生的衰減和相移，必須由放大器中的電路元件的作用來補償。

获得这样宽的通频带的最简单的方法，是采用带有补偿网络的电阻耦合电路。它的原理也和真空管放大器的相似；不过用半导体管的视频放大器与用真空管的视频放大器之间，仍有显著的区别。在以前的各章中已经指出：由于半导体三极管放大器常常需要一定量值的信号功率输入，才能有放大的功率输出，所以它实质上是一种功率放大的器件。这与实际上不需要输入信号功率的真空管电压放大器，显然是不同的。在第十章中又曾指出：基极接地和发射极接地的半导体三极管的输入阻抗都小于它们的输出阻抗，而集电极接地的半导体三极管的输入阻抗则稍大于它的输出阻抗。因此，当用基极接地或发射极接地的放大器作为负载时，其输入阻抗仍比用以激励它的基极接地或发射极接地放大器的输出阻抗为小。所以，一般说来，总有一定程度的失配存在，结果就需要增加级数，以得到所需的增益。

从基极接地和发射极接地放大器的输入阻抗低和输出阻抗高这一特性表明：对于面接合型半导体三极管来说，某些接法（如以后所指出的）是不能用电阻耦合的方法来串接的，而对于点接触型半导体管来说，也只有基极接地一种接法可用。

12-2 级间联接法

宽频带放大问题的实际解决方法，是采用有补偿元件的电阻耦合放大器。由于不可能得到阻抗的完全匹配，为了满足频带宽度的要求就不得不牺牲一些功率增益。这与真空管放大器为了使频带宽而牺牲电压增益的实际情况，也正相似。可是，由于基极接

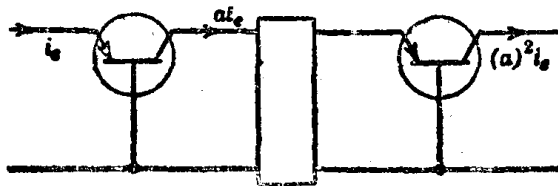


图 12-1 两级基极接地的半导体三极管相串接

地和发射极接地的半导体三极管放大器的輸入阻抗低而輸出阻抗高的关系,在为視頻放大器選擇各級半导体三极管的接法时,就不能不受到限制。

当面接合型半导体三极管接成基极接地时,它的短路电流放大系数 α 将小于 1,而輸入阻抗远小于它的輸出阻抗。因此,如果把基极接地的面接合型半导体三极管与另一同样接法的半导体三极管用电阻耦合串接如图 12-1 所示时,則增益为零。但是,如果把图 12-1 中第二只半导体三极管改为发射极接地,如图 12-2 所示,那末这里第一级的电流放大率虽然实际上等于零,但是由于发射极接地放大級的輸入阻抗大于基极接地級的輸入阻抗,所以仍有功率增益。由于发射极接地級的电流放大率很大,約等于 $b = a/(1-a)$ 。因而如图 12-2 所示由基极接地級和发射极接地級构成的放大器的总电流放大率和功率增益將約为 $a^2/(1-a)$ 。

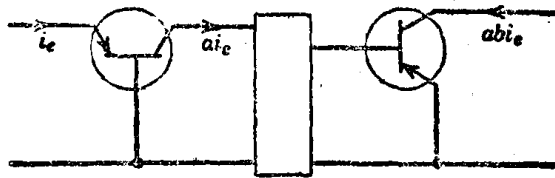


图 12-2 基极接地級和发射极接地級串接

假定放大器的第一級为基极接地电路,而第二級为集电极接地电路,如图 12-3 所示。集电极接地放大級的輸入阻抗虽然小于基极接地級的輸出阻抗,但由于比其他两种接法的电路的輸入阻抗要大些,所以基极接地放大級現在已可以有一定数量的功率增益。

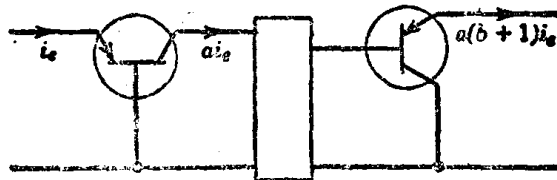


图 12-3 基极接地級和集电极接地級串接

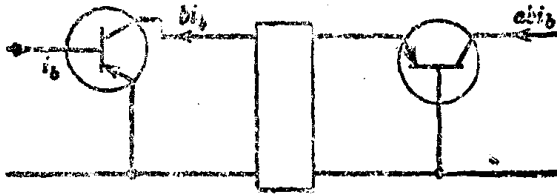


图 12-4 发射极接地级和基极接地级串接

当一发射极接地放大级与一基极接地放大级用电阻耦合时，如图 12-4 所示，基极接地放大级只有在它的负载电阻远大于它的输入阻抗的情况下，才有功率增益。如果电阻耦合放大器的两级都由发射极接地电路构成，如图 12-5 所示，则两级将都有功率增

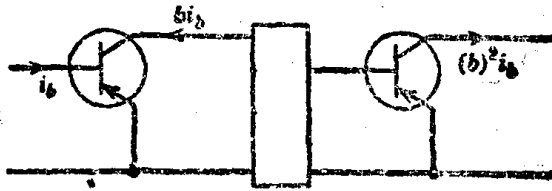


图 12-5 两级发射极接地级串接

益。图 12-6 是一发射极接地级与一集电极接地级用电阻耦合的放大器电路，这两级也都有功率增益。在一集电极接地放大级的后面，可用任一种接法的半导体三极管电路与之串接，电路分别如图

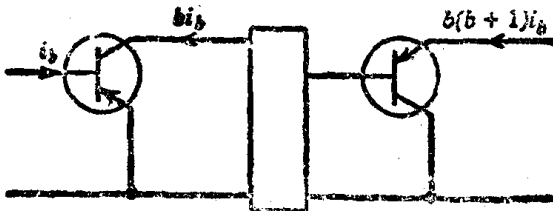


图 12-6 发射极接地级和集电极接地级串接

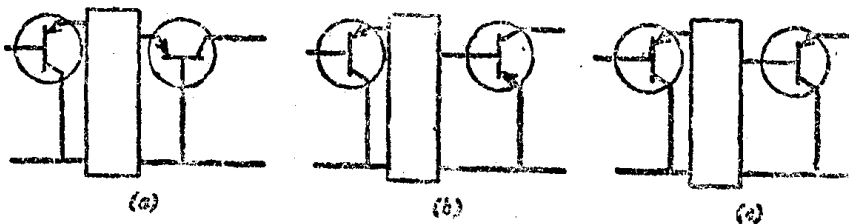


图 12-7 集电极接地级与三种不同接法的电路的串接

12-7 (a)、(b)和(c)所示。

12-3 低頻補償

在上節中已列出能用于視頻放大器的半导体三极管的各种电路。但級間的电路未予討論。虽然已經指出它是电阻耦合的，并以四端网络来表示，但是这些网络既可以是四端网络，也可以是两端网络，内中所包含的元件也可以是电阻、电容和电感的各种組合。不管怎样，这一网络中的元件总应設計得使每一放大級的頻率响应特性，在整个所需的寬頻帶內，对幅度和相角都能有一合理的补偿。

在低頻方面，半导体三极管本身并不会产生什么严重問題。如第四章所指出的，低頻时等效电路的参数是实数，并为恒值，而輸入和輸出阻抗也很容易算出。如果負載电阻較小，則基极接地的点接触型半导体三极管的电流放大率將約等于 α ，发射极接地的

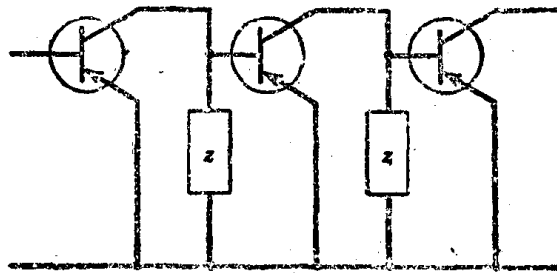


图 12-8 直接耦合放大器

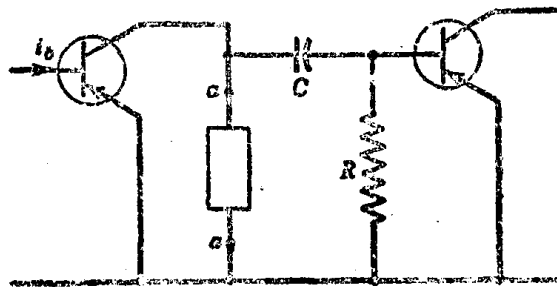


图 12-9 RC 耦合放大器

面接合型半导体三极管的电流放大率等于 b ，而集电极接地的面接合型半导体三极管的电流放大率则等于 $(b+1)$ 。然而，由于半导体三极管需用直流偏置电源，而偏置电流电路则会影响放大器的低频响应。图 12-8 所示是一直接耦合放大器的线路，其中两端耦合网络 Z 可以是 L 、 R 和 C 的组合。这种放大器的低频极限是

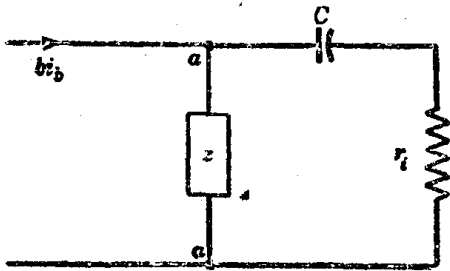


图 12-10 图 12-9 的低频等效电路

直流。可是，这里遇到两个主要问题：即供给所需的偏置电流的方法和对漂移的稳定的问题。这些问题已分别在第六和第八两章中详细研讨过了。

直流偏流电路可用一隔直流电容器 C 分隔开来，如图 12-9 所示。这里 R 就是第二级直流偏置电路的有效电阻，而接在 $a-a$ 两点之间的则是由 L 、 R 和 C 组成的低频补偿网络。在这里，低频段的响应自然要受到隔直流电容器的影响。这种影响可用真空管视频放大器实验中所熟知的方法来补偿。例如，第一级放大器可当作一恒流发生器，它供给的电流是 bi_b 。这电流 bi_b 将流入如图 12-10 所示的网络中，这里 C 就是隔直流电容器，而 r_i 是第二级的输入阻抗（因为 r_i 通常小于 R ，所以 R 的分流作用可以忽略不计）。在 $a-a$ 两点间的网络应设计

直流偏流电路可用一隔

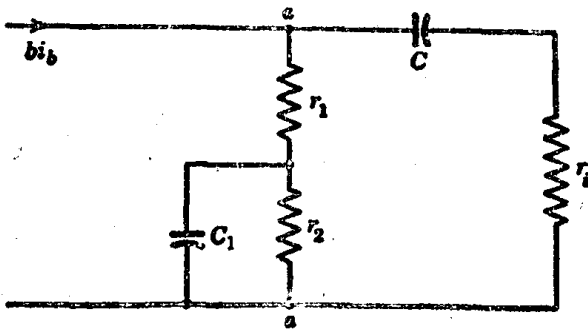


图 12-11 低频补偿电路

得:除了需要的頻帶內所有通過 r_i 的低頻段的信號電流都應實際上相等外,同時還需給前一級的偏置電流一適當的直流電路。解決這個問題的方法如圖 12-11 所示,圖中用電阻 r_1 跟 C_1 和 r_2 的並聯組合相串聯。低頻時,流經 r_i 的電流恒定不變的條件是:

$$\frac{r_1 + r_2 / (1 + \omega^2 C_1^2 r_2^2)}{r_i} = \frac{\omega C}{(1 + \omega^2 C_1^2 r_2^2) / (r_2^2 \omega C_1)} \quad (12-1)$$

如果在考慮的頻率上, r_2 遠大於 $1/\omega C_1$, 且能與 r_1 相比擬, 則式 12-1 變為

$$r_1 / r_i \cong C / C_1 \quad (12-2)$$

發射極接地放大級的輸入電阻在低頻段約為 1000 歐, 而 r_1 的值將由中頻段的增益來決定。一般說來, r_1 的數值愈小, 則電路中的損失愈大。由於輸入電阻 r_i 低於真空管放大器的輸入電阻, 所以耦合電容器 C 就必須比通常用於真空管視頻放大器的數值大許多。幸而半導體三極管能工作於較低的電壓, 所以耦合電容器的工作電壓較低, 因而它的體積也較小。

12-4 高頻補償

半導體三極管放大器的頻率響應特性的頻率上限, 主要由半導體管本身來決定。此外, 如 12-2 節中所指出的, 面接合型半導體三極管的發射極接地電路和集電極接地電路, 是最適宜於作視頻放大器的兩種半導體管的接法。因此, 在這種情況下的高頻響應特性, 將主要由 $b = [a / (1 - a)]$ 的值來決定。

在第九章中曾討論過, 發射極接地電路的短路電流增益係數 b , 有一遠低於 α 截止頻率 $f_{\alpha 0}$ 的極限頻率。應用第九章中 α 和 b 的表示式, 則有:

$$\alpha = \alpha_0 / \cosh \sqrt{j\omega RC}; \omega_{\alpha 0} RC = 2.43; \text{ 和 } b \cong \alpha / (1 - \alpha).$$

當 $\alpha_0 = 0.95, 0.90, 0.85$, 和 0.80 時, b 隨頻率而變的關係曲線分別如圖 12-12 中所示。如果發射極接地放大級的負載阻抗較低,

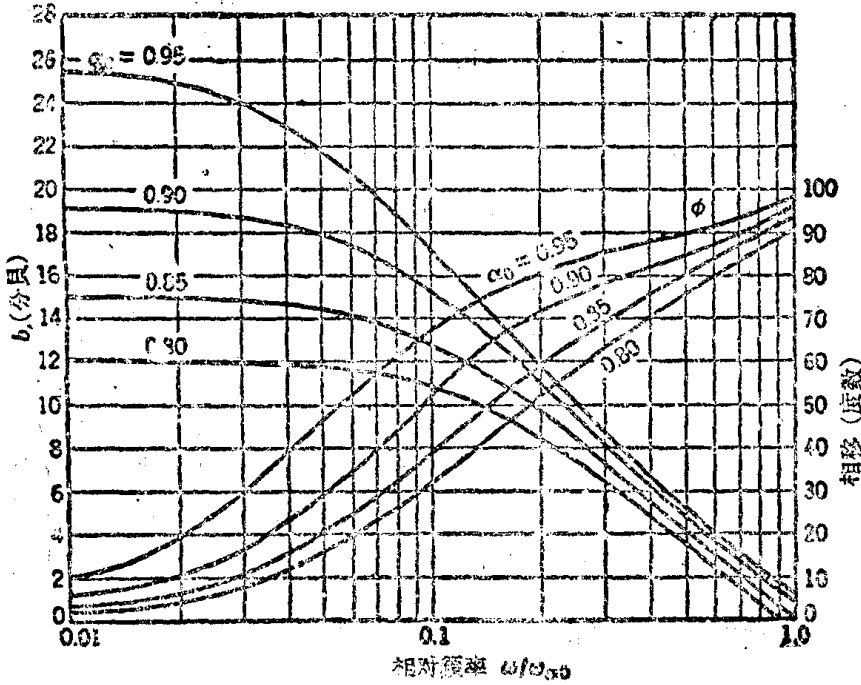


图 12-12 b 与频率的关系曲线

那末功率增益将近似地与电流放大系数 $|b|$ 的平方成正比。由图 12-12 中的曲线显然可知，在一视频放大器中，当频率上限接近 α 截止频率 $f_{\alpha 0}$ 时， $\alpha_0 = 0.8$ 的半导体三极管与 $\alpha_0 = 0.95$ 的半导体三极管在效果上是相同的。图 12-12 中曲线同时表明了对于用在视频放大器中的半导体三极管的 α 截止频率 $f_{\alpha 0}$ 的大致要求。这种要求同样也与每一级所需要的分贝数有关。例如，如果每一级所需要的电流放大率是 10 分贝时，那末频率上限将近似地等于 $0.2f_{\alpha 0}$ 。对于低于 $f_{\alpha 0}$ 的频率，可用第九章中所给出的表示式 $\alpha = \alpha_0 / (1 + j\omega rc)$ 求得。如果 $rc = 1/\omega_{\alpha 0}$ ，那末

$$b \cong \alpha / (1 - \alpha) \cong \frac{1}{\left(\frac{1}{\alpha_0} - 1\right) + j\left(\frac{1}{\alpha_0} \frac{\omega}{\omega_{\alpha 0}}\right)} \quad (12-3)$$

在高频范围内，图 12-11 中 C 和 C_1 的容抗均可以略去，但是输入

电阻 r_3 則应改用高频輸入阻抗 z_i 来代替。图 12-13 就是图 12-11 在高频时的等效电路，其中寄生电容和輸出阻抗的容納均已并入

z_i 中。过去曾經指出，发射极接地放大級的輸入阻抗呈电容性，且随频率而变。設令輸入阻抗 z_i 如图

12-14 中所示，其中 r_3 、 r_4 和 C_2 都是选择来表明频率升高到 ω 截止频率 $f_{\omega 0}$

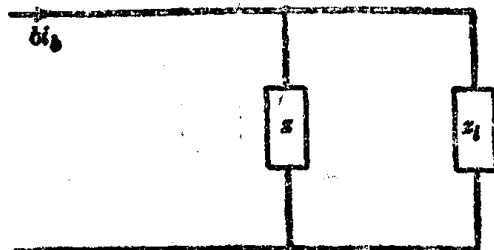


图 12-13 高频等效电路

时輸入阻抗 z_i 的虛假元件。于是

$$z_i \cong r_3 + \frac{r_4}{1 + j\omega C_2 r_4} \quad (12-4)$$

对一系列面接合型半导体三极管，曾經发现一良好的近似式，就是

$$r_3 = r_4 \quad (12-5)$$

和

$$\omega_{\omega 0} C_2 r_4 = 10$$

或

$$C_2 r_4 = 10 / \omega_{\omega 0} \quad (12-6)$$

因此，式 12-4 就变成

$$z_i = r_3 + \frac{r_3}{1 + j(10\omega / \omega_{\omega 0})} \quad (12-7)$$

12-4-1 并联建峰

图 12-14 是一种最简单的高频补偿两端网络。这里用一电感 L 与一电阻 r_1 串联，寄生电容和輸出阻抗的容納則由 C_2 来代表。我們的目的是求出在所需的频带內所有高频信号电流流经 z_i 时都維持一恒值的电感 L 的数值。

图 12-14 中两端网络的阻抗 z

$$z = \frac{r_1 + j\omega L}{1 + j\omega C_2 (r_1 + j\omega L)} \quad (12-8)$$

流入 z_i 的电流

$$i_b' = b i_b z / (z + z_i) \quad (12-9)$$

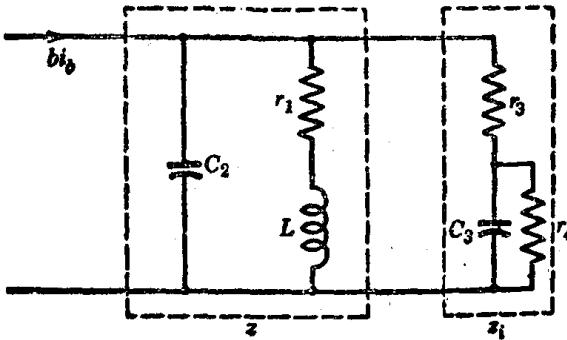


图 12-14 应用并联建峰简单高频补偿电路

b 的表示式如式 12-3 所示。保证获得平直响应特性的条件是

$$i_b'/i_b = \text{常数} = bz/(z+z_1) \quad (12-10)$$

由于式 12-10 是复数的形式，所以“常数”一字的意义就是量值不变，而相角与频率成线性变化。

将式 12-3、12-7 和 12-8 中的 b 、 z_1 和 z 各值代入式 12-10 中，就得出电流放大率的量值

$$|A_i| = \sqrt{\frac{r_1^2 + \omega^2 L^2}{A^2 + B^2}} \times \frac{1}{\sqrt{[(1/\alpha_0) - 1]^2 + [(1/\alpha_0)(\omega/\omega_{a0})]^2}} \quad (12-11)$$

和相角

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{r_1}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{\omega/\omega_{a0}}{1 - \alpha_0}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{B}{A}\right) \quad (12-12)$$

式中，

$$\begin{aligned} A &= r_1 + r_3 \left(\frac{1}{1 + (10\omega/\omega_{a0})^2} \right) \\ &\times \left[2 - 2\omega^2 C_2 L + (1 - \omega^2 C_2 L) \left(\frac{10\omega}{\omega_{a0}} \right)^2 + r_1 C_2 \omega \frac{10\omega}{\omega_{a0}} \right] \\ B &= \omega L + \omega r_3 \left[\frac{1}{1 + (10\omega/\omega_{a0})^2} \right] \\ &\times \left[2C_2 r_1 + C_2 r_1 \left(\frac{10\omega}{\omega_{a0}} \right)^2 + \left(\frac{10\omega}{\omega_{a0}} \right) \omega C_2 L - \frac{10}{\omega_{a0}} \right] \end{aligned}$$

在低频段，因为 $\omega \ll \omega_2$ (这里 ω_2 是放大器的极限频率)，电流放大率的量值是 $[r_1/(r_1 + 2r_3)] [\alpha_0/(1 - \alpha_0)]$ 。当 ω 等于极限频率 ω_2