

晶體管電路設計叢書



DESIGN OF D.C. AMPLIFIER  
AND  
OSCILLATION CIRCUIT

# 直流放大與振盪電路

鍾偉華編譯・香港萬里書店出版

# 直流放大與振盪電路

鍾偉華編譯

香港萬里書店出版

---

## 直流放大與振盪電路

鍾偉華編譯

出版者：香港萬里書店

北角英皇道486號三樓

(P. O. BOX 15635, HONG KONG)

電話：5-712411 & 5-712412

承印者：光藝印刷有限公司

香港北角英皇道657-659號四樓

定價：港幣四元四角

版權所有 \* 不准翻印

---

(一九七三年十月版)

## 出版說明

本書主要根據日本池原典利所著的“晶體管電路設計”一書譯出。我們把原書分爲數冊，作爲一套叢書出版。

“晶體管電路設計叢書”分別介紹晶體管音頻放大、高頻放大、直流放大、振盪、變頻、檢波、調制、穩壓電源、電視、脈沖以及使用特殊半導體器件等基本電路的設計和計算方法，並有設計實例。適合有關技術人員及無線電愛好者參考。

本書電路參數的計算，大部分沒有採用繁雜的數學推導，而運用了圖解和實驗數據，直接給出了計算關係式，並通過實際電路設計舉例加以說明。因此，內容比較淺顯易懂。

在翻譯過程中，我們刪除了原書一些繁瑣部分，對一些技術上的錯誤，也作了修改和更正。

在附錄中，選編了書中所用的晶體管參數特性表，及晶體管、二極管的符號和縮寫字，以便利讀者參閱。

# 目 次

## 出版說明

|                          |    |
|--------------------------|----|
| 一、直流放大電路的設計 .....        | 1  |
| 1. 直接耦合直流放大電路的基本問題 ..... | 2  |
| 溫度的影響 .....              | 3  |
| 電源電壓的影響 .....            | 7  |
| 2. 直接耦合式直放流大器 .....      | 9  |
| 單端式直流放大器 .....           | 9  |
| 平衡式放大器 .....             | 22 |
| 平衡差動式直流放大電路 .....        | 30 |
| 3. 換流式直流放大器 .....        | 44 |
| 晶體管換流器 .....             | 45 |
| 二極管換流器 .....             | 56 |
| 4. 高穩定度的直流放大器 .....      | 59 |
| 換流式穩定直流放大器 .....         | 60 |
| 自動調零式直流放大器 .....         | 61 |
| 二、振盪電路的設計 .....          | 64 |
| 1. 晶體管振盪器及其分類 .....      | 65 |
| 分類方法 .....               | 65 |
| 晶體管二端振盪器（負阻振盪器） .....    | 67 |

|                                 |            |
|---------------------------------|------------|
| 晶體管四端振盪器 .....                  | 71         |
| <b>2. 正弦波振盪器 .....</b>          | <b>73</b>  |
| 正弦波振盪器 .....                    | 73         |
| LC振盪器 .....                     | 78         |
| RC振盪器 .....                     | 86         |
| 晶體振盪器 .....                     | 96         |
| 機械振子振盪器 .....                   | 102        |
| <b>3. 張弛振盪器 .....</b>           | <b>107</b> |
| 方波振盪器（自激多諧振盪器） .....            | 108        |
| 間歇振盪器 .....                     | 112        |
| 鋸齒波振盪器 .....                    | 120        |
| <b>附錄一：晶體管、二極管的符號和縮寫字 .....</b> | <b>129</b> |
| <b>附錄二：書中所用晶體管參數特性表 .....</b>   | <b>135</b> |

## 一、直流放大電路的設計

晶體管直流放大器廣泛用來穩定地放大直流信號或頻率非常低的信號，它主要用於工業測量方面，而且是控制設備、模擬計算機、醫療器械以及我們所熟悉的光電繼電器等所不可缺少的。

設計晶體管的直流放大器時所遇到的問題，是晶體管的特性對溫度的變化很敏感，因為溫度的變化使得工作點、增益發生變化，而工作點、增益的變化就使輸出發生變化。這種輸出變化（叫做漂移）與由輸入信號引起的輸出變化沒有什麼區別。為了使輸出保持不變，就必須使工作點、增益保持不變。因此為了設計高穩定的電路，就出現了一系列問題。

為了使輸出不變，採用下列方法：（1）用負反饋提高電路的穩定度；（2）用溫度補償電路、差動放大電路抵銷參數的變化，減小漂移；（3）採用換流式放大器，把直流信號加以調制，變換為交流信號，然後再放大，進一步減少偏壓穩定度對輸出變化的影響。

本章首先討論直接耦合式直流放大器，其次討論晶體管換流式放大器。

## 1. 直接耦合直流放大電路的基本問題

直接耦合式的直流放大電路中，漂移是由溫度的變化、電源電壓的變化引起的。而溫度的變化是最突出的問題。

因而，在設計實際電路之前，首先必須了解直接耦合式晶體管放大電路有什麼特性，它對電路的穩定度有什麼樣的影響。

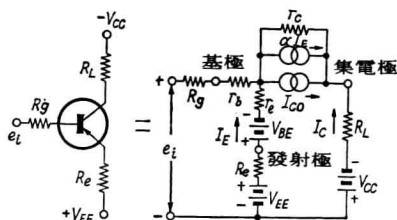


圖1—1 發射極接地T型等效電路

圖1-1是最簡單的一級放大電路的T型等效電路。此電路中，考慮到  $I_C = -(\alpha I_E + I_{CO})$ ， $h_{fe} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ ，並令  $r_c \gg R_L$ ，那麼，集電極電流如下式：

$$I_C = \frac{h_{fe} \cdot e_i}{(R_g + r_b) + h_{fe}(R_e + r_e)} - h_{fe} \cdot \frac{V_{EE} + V_{BE} + I_{CO}(R_g + r_b + R_e + r_e)}{(R_g + r_b) + h_{fe}(R_e + r_e)} \quad (1.1)$$

由式(1.1)可知：右邊第一項與輸入信號  $e_i$  有關，此外，晶體管的特性  $V_{BE}$ 、 $I_{CO}$ 、 $h_{fe}$  也和集電極電流  $I_C$  有關。

從式(1.1)看出，溫度、電源電壓的變化使集電極電流  $I_C$  發生變化，也就是使輸出電壓發生變化。

### 溫度的影響

隨着溫度變化而變化的晶體管參數有  $V_{BE}$ 、 $I_{CO}$  及  $h_{fe}$ 。在不考慮輸入信號  $e_i$  的條件下，設溫度變化時，由於這些參數的變化而引起輸出電流的變化為  $I_d$ （漂移電流），則  $I_d$  為

$$I_d = \frac{dI_C}{dT} \cdot \Delta T \\ = \frac{h_{fe}}{R_I} \left( \frac{dV_{BE}}{dT} - R_T \frac{dI_{CO}}{dT} - I_E R_T \frac{1}{h_{fe}^2} \frac{dh_{fe}}{dT} \right) \Delta T \quad (1.2)$$

$$R_I = (R_g + r_b) + h_{fe}(R_e + r_e)$$

$$R_T = (R_g + r_b) + (R_e + r_e)$$

這裏要是考慮到實用放大器，在放大非常微小的信號時，即使是非常微小的漂移電流，其影響也是很大的。但是，在放大信號時，即使漂移電流大一些也可不予考慮。

像考慮一般放大器的信雜比那樣，對於用直流放大器

放大的信號，必須考慮漂移和信號之比。

如果把輸出信號中出現的與輸入信號無關的漂移電壓或漂移電流換算為輸入電壓，那麼輸入信號電壓與漂移電壓的比就可以知道。對於換算為輸入的漂移電壓，要是比輸入信號大，就不能把輸入信號檢出。所以，輸入信號的大小用能檢出來的最小輸入信號（即最小檢出信號）表示。換算為輸入的溫度漂移電壓  $V_D$  可用下式表示：

$$V_D = \left[ \frac{dV_{BE}}{dT} - R_T \frac{dI_{CO}}{dT} - I_E R_T \cdot \frac{1}{h_{fe}} \left( \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{dh_{fe}}{dT} \right) \right] \Delta T \quad (1.3)$$

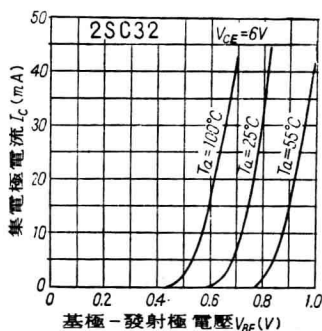


圖1—2  $V_{BE} - I_C$  特性曲線

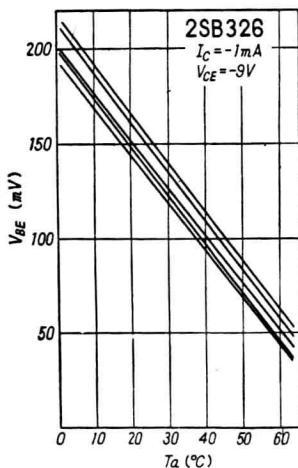


圖1—3  $V_{BE} - T_a$  特性曲線

直流放大電路中，減小漂移是非常重要的。然而要使式(1.3)的漂移電壓抑制得非常小是困難的。

在這裏分別研究一下式(1.3)的各個項。

首先，第一項的 $V_{BE}$ ，它具有隨溫度升高而減小的性質。以矽晶體管 2SC32 為例，把此性質以溫度為參變量表示，可得如圖 1-2 所示的曲線，若以鎢晶體管為例，則 2SB326 的特性如圖 1-3 所示。由圖 1-3 可知， $V_{BE}$  與溫度的關係是線性減小的關係。只要我們所考慮的溫度範圍恰當，其變化率 $\frac{dV_{BE}}{dT}$ 大約為 $-2.5\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ，此值對矽晶體管、鎢晶體管都成立。

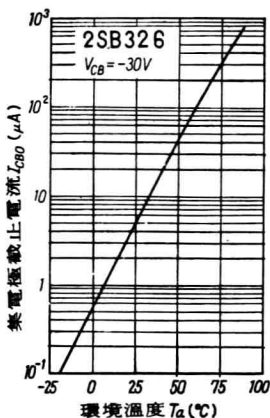


圖1—4  $T_a - I_{CBO}$ 特性曲線

其次，分析一下第二項  $I_{CC}$ ，它是集電結的反向飽和電流，可用下式表示：

$$I_{CO} = A_0 e^{k(T-T_0)} \quad (1.4)$$

以 2SB326 為例，其特性如圖 1-4 所示。

式 (1.4) 中， $A_0$ 、 $k$  是常數， $T_0$  是基準溫度，一般為  $25^\circ\text{C}$ 。

式 (1.4) 指出， $I_{CO}$  與溫度的關係是指數函數的關係。 $k$  是  $I_{CO}$  的溫度係數，鎢管大體為  $0.08 \pm 0.01(1/^\circ\text{C})$ ，矽管比它大一些。另外，它還與晶體管的結構、材料有關。即使同一種類的晶體管，相互之間也是有差異的。

低頻小信號的鎢晶體管， $I_{CO}$  為  $2 \sim 8 \mu\text{A}$ ，小結面積的高頻鎢晶體管， $I_{CO}$  也有  $0.1 \sim 2 \mu\text{A}$ 。但用矽晶體管可以得到  $m \mu\text{A}$  數量級或比  $1m \mu\text{A}$  小的  $I_{CC}$ 。從這一點來看，雖然矽管的  $I_{CO}$  的溫度係數比鎢管大，但是矽管的  $I_{CO}$  的絕對值比鎢管小二個數量級，對直流放大器還是非常有利的。

根據上述分析，式 (1.3) 中  $\Delta T$  的溫度變化所引起的  $I_{CO}$  的變化  $\Delta I_{CO} = \frac{dI_{CO}}{dT} \Delta T$ ，根據式 (1.4) 可以確切地寫成  $\Delta I_{CO} = I_{CO}(e^{k\Delta T} - 1)$ ，所以  $I_{CO}$  的大小仍然影響着漂移，並且  $R_T$  越大，也就是信號源阻抗  $R_g$  越大，漂移也就越大。所以當  $R_g$  大時必須使用矽管，反之，當  $R_g$  非常小時，用矽管或鎢管都差不多。

再來分析一下由第三項的  $h_{fe}$  隨溫度變化所引起的漂移。這個漂移為  $\frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{dh_{fe}}{dT}$ ，大約是  $0.5 \sim 1.0\% / ^\circ\text{C}$ ，

它與發射極電流成正比。因而發射極電流越小漂移也越小。

另一方面，晶體管的發射極電阻  $r_e$  具有與發射極電流成反比的特性〔即  $r_e (\Omega) = \frac{0.027}{I_E(A)}$ 〕，發射極電流減小，則  $r_e$  增大，而  $r_e$  是  $R_T$  的一個很重要的組成部分， $r_e$  大， $R_T$  也就變大了。所以減小發射極電流，由於  $r_e$  增大，並不能使漂移減小，因此， $I_E R_T$  的下限為  $0.027V$ 。結果使  $h_{fe}$  的溫度變化所引起的漂移的下限大約為  $0.027 \frac{1}{h_{fe}}$ 。

$$\frac{dh_{fe}}{dT}。$$

### 電源電壓的影響

根據圖 1-1 的電路，輸出電壓  $e_o$  為

$$e_o = V_{CC} - I_C R_L \quad (1.5)$$

故集電極電源  $V_{CC}$  的變化將使輸出電壓發生變化，而集電極電流  $I_C$  的變化與  $V_{CC}$  無關。下式示出  $I_C$  與發射極電源電壓  $V_{EE}$  的關係：

$$\frac{dI_C}{dV_{EE}} = \frac{h_{fe}}{(R_g + r_b) + h_{fe}(R_e + r_e)} = \frac{dI_C}{de_i} \quad (1.6)$$

式 (1.6) 指出， $V_{EE}$  的變化等於輸入電壓的變化，設  $V_{CC}$ 、 $V_{EE}$  分別有  $\Delta V_{CC}$ 、 $\Delta V_{EE}$  的變化，換算有輸入的漂移電壓  $V_{DV}$  為

$$V_{DV} = \Delta V_{EE} + \frac{\Delta V_{CC}}{G_V} \quad (1.7)$$

式中  $G_V$  是電路的電壓增益，根據式 (1.7) 可知，

在考慮電源的穩定時必須注意到集電極電源和發射極電源的作用。

【設計舉例】設圖 1-1 電路中，使用的晶體管是 2SB326、2SC32，其參數均為  $h_{fe}=60, r_b=800\Omega, r_e=13\Omega, k=0.08(1/^\circ\text{C}), \frac{dV_{BE}}{dT}=-2.5\text{mV}/^\circ\text{C}, \frac{1}{h_{fe}} \cdot \frac{dh_{fe}}{dT}=0.5\%/^\circ\text{C}$ ，而  $I_{CO}$ ：2SB326 為  $5\mu\text{A}$ ，2SC32 為  $5\text{m}\mu\text{A}$ 。

試比較：當信號源阻抗  $R_g=10\text{k}\Omega$  或  $R_g=100\Omega$ ，溫度從  $25^\circ\text{C}$  上升到  $45^\circ\text{C}$  時，矽管 2SC32、鍺管 2SB326 換算到輸入的溫度漂移電壓。

計算 根據式 (1.3)

$$\text{因 } \frac{dI_{CO}}{dT} \cdot \Delta T = I_{CO}(e^{k\Delta T} - 1)$$

a) 當  $R_g=10\text{k}\Omega$  時，由於  $\Delta T=20^\circ\text{C}$ ， $R_T \approx 11\text{k}\Omega$   
故對於 2SB326

$$\begin{aligned} V_D &= -2.5(\text{mV}/^\circ\text{C}) \times 20(^\circ\text{C}) - 11(\text{k}\Omega) \times 5(\mu\text{A}) \\ &\quad \times (e^{0.08 \times 20} - 1) - 1(\text{mA}) \times 11(\text{k}\Omega) \times \frac{1}{60} \\ &\quad \times 0.5 \times 10^{-2}(1/^\circ\text{C}) \times 20(^\circ\text{C}) \\ &= -50 - 217 - 18.3(\text{mV}) \approx 285\text{mV} \end{aligned}$$

對於 2SC32

$$\begin{aligned} V_D &= -2.5(\text{mV}/^\circ\text{C}) \times 20(^\circ\text{C}) - 11(\text{k}\Omega) \times 5(\text{m}\mu\text{A}) \\ &\quad \times (e^{0.08 \times 20} - 1) - 1(\text{mA}) \times 11(\text{k}\Omega) \times \frac{1}{60} \times 0.5 \\ &\quad \times 10^{-2}(1/^\circ\text{C}) \times 20(^\circ\text{C}) \\ &= -50 - 0.217 - 18.3(\text{mV}) \approx 68.5\text{mV} \end{aligned}$$

b) 當  $R_g = 100\Omega$  時，由於  $\Delta T = 20^\circ\text{C}$ ， $R_T \approx 1\text{k}\Omega$   
故對於 2SB326

$$\begin{aligned} V_D &= -2.5(\text{mV}/^\circ\text{C}) \times 20(^\circ\text{C}) - 1(\text{k}\Omega) \times 5(\mu\text{A}) \\ &\quad \times (e^{0.08 \times 20} - 1) - 1(\text{mA}) \times 1(\text{k}\Omega) \times \frac{1}{60} \\ &\quad \times 0.005(1/^\circ\text{C}) \times 20(^\circ\text{C}) \\ &= -50 - 19.8 - 1.67(\text{mV}) \approx 71.6(\text{mV}) \end{aligned}$$

對於 2SC32

$$\begin{aligned} V_D &= -2.5(\text{mV}/^\circ\text{C}) \times 20(^\circ\text{C}) - 1(\text{k}\Omega) \times 5(\text{m}\mu\text{A}) \\ &\quad \times (e^{0.08 \times 20} - 1) - 1(\text{mA}) \times 1(\text{k}\Omega) \times \frac{1}{60} \\ &\quad \times 0.005(1/^\circ\text{C}) \times 20(^\circ\text{C}) \approx 51.7\text{mV} \end{aligned}$$

根據以上的計算可知： $R_g$  值大時，矽管的漂移小，  
而  $R_g$  值小時，矽管的漂移就與鍺管的漂移相差不大。

## 2. 直接耦合式直流放大器

### 單端式直流放大器

單端式直流放大電路基本上是以負反饋來使電路穩定。因為負反饋電路本身就可以增加電路的穩定度，所以不需要嚴格的溫度補償。與交流負反饋電路一樣，它可以得到穩定的增益，並能改善本級的失真。但是不能改善前級的等效輸入信噪比及信號漂移比。

對於  $\text{mV}$ 、 $\mu\text{A}$  數量級的低電平放大是不可能得到高穩定度的工作的，但可作為輸出級高電平信號放大。要是採用矽管的話，由於  $I_{CO}$  非常小，輸出的變化將會比鍺管小得多。

由於這些單端式直接耦合放大電路非常簡單，廣泛地被用作交流放大。如果需要補償時，可以使用二極管、熱敏電阻之類的非線性元件。

### (1) 簡單的直接耦合式放大電路

這種電路是在單端式放大電路的每一級加電壓或電流負反饋，以得到小的穩定係數，而使整體的穩定度提高。

圖 1-5 是電壓反饋式電路，圖 1-6 是電流反饋式電路。各級之間是直接耦合，要求前一級的輸出端和後一級的輸入端是同電位的。如兩者之間有電位差時，可用如圖 1-5 所示的穩壓二極管  $D_1$  或電池來校正兩端的電壓。此外，也可用如圖 1-7 所示的 PNP 和 NPN 兩種管子組成的補償電路。

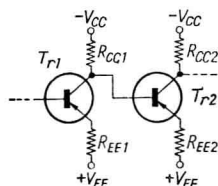
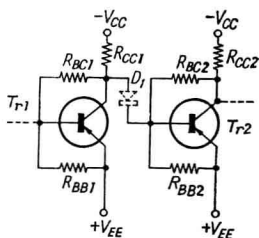


圖 1—5 電壓反饋式電路      圖 1—6 電流反饋式電路

圖 1-5 中，為使電路的漂移小（即提高穩定度），就必須使  $R_{BB}$  非常小，因而輸入信號被分流的量就多。同時，為增大反饋量， $R_{BC}$  要小，所以增益就更低了。根據上述的分析，這種方法只限於用在輸出電路等處理高電平

的信號。爲了代替上述的  $R_{BB}$ ，有時可以用二極管的正向電阻或熱敏電阻，對晶體管的  $V_{BE}$  進行溫度補償。

就圖 1-6 的電流負反饋電路而言，在發射極接一個反饋電阻。只要增大  $R_{EE}$ ，而不使  $R_{CC}$  增加太多就可提高穩定度。但是，如果  $R_{EE}$  大，則輸入阻抗升高，而  $R_{CC}$  小，則輸出信號被旁路的量就大，因而使增益下降。

因此，這種電路僅用於放大比較大的信號。

## (2) 多級的反饋式放大電路

單級放大雖然可以取得高的穩定度，但串成多級時，漂移也就增加了。把這些單級反饋放大電路串接成多級時，却可以具有漂移的補償效應。特別是當晶體管選得合適，並在電路中加一適當的調整電路，用一定的調整偏壓點使漂移減到最小。根據不同的情況，在窄的溫度範圍內，使漂移爲零是有可能的。

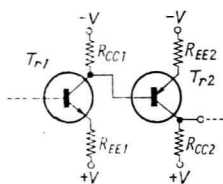


圖 1—7 補償式電路

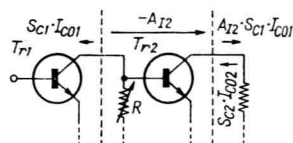


圖 1—8 發射極接地多級連接的溫度補償作用

下面分析圖 1-8 所示的兩級發射極接地放大電路。如果第一級集電極電流由於  $I_{CO}$  的影響而變化  $S_{C1} \cdot I_{CO}$ ，那