

高等學校教學用書

長途電信基礎

下 冊

Н. А. 巴也夫 著
К. П. 依格羅夫

高等教育出版社

高等學校教學用書



長途電信基礎

下冊

H. A. 巴也夫, K. II. 依格羅夫著
天津大學有線電信教研室譯

高等教育出版社

本書係根據蘇聯國立電訊書籍出版社(Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио)出版的 И. А. 巴也夫(И. А. Баев)和 К. П. 依格羅夫(К. П. Егоров)合著的“長途電信基礎”(Основы дальней связи) 1948 年版譯出。原書經蘇聯高等教育部審定為電訊學院的教科書。

本書中譯本分上下兩冊出版。下冊包括第六章至第九章：第六章為發信器，結合長途電信的需要討論了自激、頻率和功率穩定、諧波系統及強迫同期等問題；第七章為長途電信通路的設計基礎，詳細而有聯系地討論了通路的品質和影響品質的各種因素；第八章為長途通信機械，從理論上討論和比較各種音頻與高頻電話設備；第九章為長途電信機械的附屬設備，着重說明電平的控制和調節及振鈴問題。

參加大冊翻譯工作的為天津大學蔡長年、陳厚堪、胡筠、胡健棟、沈樹驥、王蔚亢、徐澄波等。

長 途 電 信 基 礎

下 冊

И. А. 巴也夫, К. П. 依格羅夫著

天津大學有線電信教研室譯

高等教育出版社出版

北京琉璃廠一七〇號

(北京市書刊出版業營業許可證出字第〇五四號)

商務印書館上海廠印刷 新華書店總經售

電 508(原 447) 開本 850×1168 1/32 頁數 75/16 字數 172,000

一九五六年一月上海第一版

一九五六年一月上海第一次印刷

印數：1-1,200

定價：(8) 1.13

下 冊 目 錄

第六章 發信器	255
§ 44. 概說	255
§ 45. 自激	259
§ 46. 穩定振盪的幅度	264
§ 47. 頻率穩定	272
§ 48. 拖曳現象	283
§ 49. 發信器輸出功率值的穩定	285
§ 50. 產生載波頻率的諧波系統	287
§ 51. 載波頻率的強迫同期	295
第七章 長途電信通路設計的基礎	298
§ 52. 長途電信網的方案	298
§ 53. 等效衰減	301
§ 54. 影響傳輸品質的因素	306
§ 55. 淨衰減的值及與頻率的關係	306
§ 56. 電平圖	312
§ 57. 通信穩定度的計算	323
§ 58. 電話通路中的附加畸變	328
§ 59. 傳播時間的影響	338
§ 60. 電話電路中的干擾	342
§ 61. 有增音機的電路上的防衛值的計算	351
§ 62. 通路中的噪音值的計算	357
§ 63. 通路淨衰減在時間上的穩定度的計算	360
§ 64. 直通聯接	362
第八章 長途通信機械	370
§ 65. 長途通信線路復用系統的頻譜	370
§ 66. 線路濾波器	380
§ 67. 音頻電話增音機	383

§ 68. 高頻電話機械.....	388
§ 69. 單系統的電路結構.....	389
§ 70. 終端差動系統.....	394
§ 71. 具有一級頻率變換的高頻電話的單系統架空明線三路電話機械.....	396
§ 72. 具有多級頻率變換的高頻電話的單系統.....	405
§ 73. 高頻電話的各別和單路系統的機械.....	428
第九章 長途電信機械的附屬設備.....	436
§ 74. 電平的控制和調節機械.....	436
§ 75. 音頻電話系統裏的電平調節.....	445
§ 76. 高頻電話單系統的電平調節.....	447
§ 77. 高頻電話各別的和單路系統的電平調節.....	458
§ 78. 振鈴設備.....	461
§ 79. 感應振鈴電流的轉發.....	463
§ 80. 音頻振鈴.....	464
§ 81. 有載波電流傳輸的高頻電話系統的振鈴.....	472
§ 82. 通話—振鈴設備.....	472
§ 83. 備用設備.....	474
§ 84. 遙控和信號.....	477
附錄 熱阻器.....	479

第六章 發信器

§ 44. 概說

在長途通信設備中，常常必需要有正弦波形交流電源，它的頻率應該是長期不變的。這種發信器主要的應用是建立載波頻率的電流，並且，除此以外，也作為各種信號和控制測量電路的電源。

在現代長途通信設備中，電子管發信器是正弦波形交流電源的主要形式。對發信器所提出的基本要求是所發出的電流頻率的高度穩定性。發信器應該這樣設計和構造，即在供電電壓波動，更換電子管和周圍情況變動的影響之下頻率變化為最小。

在高頻電話系統中對載波頻率發信器所提出的穩定性要求與在這個系統中所採取的發送方法有關係。對於傳輸載波頻率的電流和一個側邊帶的系統中的發信器所提出的要求比較容易。圖 181a 表示載波頻率和兩個側邊帶相關於這種系統的通過帶的標準位置。載波頻率自其標準值的偏差或是引起

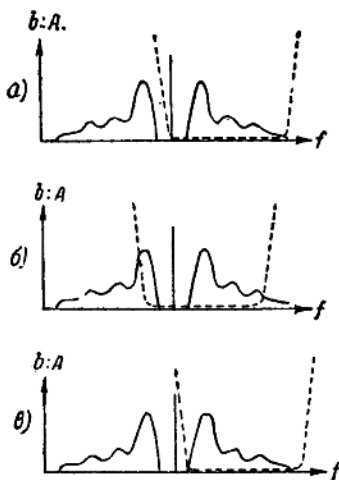


圖 181

聲音頻域高頻率的遏止(圖 181 б)和它的低緣的增大(由於第二個側邊帶的電流落在濾波器內)，或是(圖 181 в)引起載波電流幅度的

減小和低音頻率的遏止。除此以外，當兩個這樣的系統工作於平行的線路上時，一個載波頻率從它的標準值的移動可能在其中一個收信器的輸出端出現干擾性的差值組合電流。根據這些理由並且考慮到有載波頻率電流傳輸的系統中濾波器截止特性比較不大的銳度，可以認為在這樣的系統中容許載波頻率自其標準值的偏差到 100 赫。當載波頻率為 40 千赫時，這樣的偏移相當於穩定度

$$\frac{\Delta F}{F} \approx \frac{0.1}{40} = 0.25 \times 10^{-2},$$

高於 40 千赫時上述系統照例是不應該採用的。

在短距離通信上所應用的，按傳輸載波頻率和兩個側邊帶的方法工作的簡單高頻電話制中，對於發信器穩定性的要求可以降低。

上面所提到的高頻電話制度並不決定現代發信器製造技術，現代發信器的製造技術完全決定於最完善的，因而也是最流行的無載波電流傳輸的制度。

在這些制度中的那些具有單重頻率變換最通常的傳輸對話電路內，發送和接收端分別為兩個載波頻率。他們的值的差異要引起語言的全部音頻成份改變一個等於載波頻率差的值，這將引起畸變，其要點已在第二章中說明。除此以外，如果由於濾波器的不完善，有不應該傳輸的側邊帶電流竄入線路中，通路載波頻率間的差異可以引起由於音頻振盪間的拍而發生的額外語言畸變。通常可以認為在發送變頻器的帶通濾波器內，第二側邊帶受到不小於 4.5 奈批的抑制。這樣在接收和發送兩端的載波頻率的差異可達到 50 赫（±25 赫）而不致顯著地降低電話通話的品質。但是，考慮到幾個通路疊接以致引起增大畸變的可能性，這個數字要減小到 20 赫（±10 赫）。當頻率為 30 千赫時，這相當於穩定度

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{0.01}{30} \approx 3 \times 10^{-4}.$$

在利用電話通路作傳輸多路音頻電報脈衝時，對於載波頻率穩定性的要求便須提高。音頻移動的最大值在這個情況下不應超過 4 赫。當頻率為 30 千赫時，這相當於載波頻率穩定度等於 $\frac{0.002}{30} \approx 0.7 \times 10^{-4}$ 。當電話通路中有必要傳輸廣播電流時，可以認為這些電流的傳輸在實際上要求載波頻率理想的符合。

當上面指出的兩個載波頻率相互移動的標準可以維持時，在濾波器通過頻帶中側邊帶移動的影響，即使在截止特性比較不很尖銳時，也是不很大的，而這種截止特性是無載波電流傳輸系統的濾波器所常有的。在這些條件下，與其說發信器的頻率穩定性影響側邊帶傳輸的有效性，往往不如說濾波器特性的穩定性影響側邊帶傳輸的有效性。

在具有多路頻率變換的系統中，無論在發送端或收受端均有幾個載波頻率不同的發信器。這時為了減小被傳輸的音頻電流頻率的移動，照例採用載波頻率的諧波發生系統，其本質已經在第二章中說明。由該章可知，如果這種載波頻率發生方法應用於具有話頻的多級變換的系統中，那末通過這種系統的通路的語音電流頻率的總改變確定於在接收端和發送端的虛擬載波頻率值的差。這些虛擬頻率中每一個的絕對變動值 ΔF_s 可以確定於關係式：

$$\Delta F_s = \Delta F_0 \frac{F_s}{F_0}, \quad (159)$$

其中 F_s —虛擬頻率， F_0 —諧頻系統中的基本發信器的頻率和 ΔF_0 —基波頻率的變動值。

從關係(159)可知，

$$\frac{\Delta F_s}{F_s} = \frac{\Delta F_0}{F_0},$$

這就是說，在確定基波發信器所必需的穩定度時，應該取等於從這

個系統的最高虛擬頻率所要求的穩定度。

現代的明線和纜繩電纜上的多工高頻制的諧波發信器常常是這樣構造的，就是這兩種線可以應用於同一個基波頻率發信器。發信器的穩定度由利用最高虛擬頻率的通訊系統來確定。這種系統通常是架空明線上的通話設備，其中虛擬頻率達到 150 千赫之譜。如果根據上面所說的在傳輸語言時對於音頻移動值的要求，那麼可得出量 $\frac{\Delta F_0}{F_0}$ 約為 5×10^{-5} 。如果考慮到在現代多工電話系統的通路中可以傳輸複用的電報電流，那麼量 $\frac{\Delta F_0}{F_0}$ 應該額外的減低。

應用在同軸電纜通信中的諧頻系統的基波發信器，其穩定性的問題較為困難。這些發信器的頻率有這樣的約值，就是對於沿上述線路的通信，在傳輸 480 個對話時最高的虛擬頻率達到 2,000 千赫。

在這種情況下，對於基波發信器所要求的穩定度是在運用的條件中難以保證的，因此在同軸電纜的系統中諧波設備的電源常常由在特別試驗室中運轉着的頻率標準所產生，這種試驗室和長途站的聯系利用特別的通路。

對於輸出功率值的要求，產生電子管頻率變換器的載波頻率電壓的發信器是比較容易滿足的，在這種變頻器中發信器的負載是電子管的柵極電路。對於氧化銅頻率變換器，情況便相當複雜，因為一個這種形式的器件所消耗的功率達到數十毫瓦。在載波頻率諧波發信器系統中，要力求從這個系統的每一個出口供給儘可能多的氧化銅變頻器（到 20 個），因為這樣才使十分昂貴的基波發信器所費的價格值得。在這種設備中計算載波頻率電流的分配時，純粹能量上的計較才有意義。

下面將指出，從發信器中取出大的功率值和它的高度穩定性

是不相符合的。因此在選擇發信器電路和它的元件構造時僅須從它的穩定性的要求出發，小的輸出功率值藉助接入放大器來增大。

§ 45. 自激

在第二章中所引出的直線性電系統自激條件是應用到二線增音機和具有負回輸的放大器的。在這兩種情況中，爲了電路圓滿的工作，要求在其中沒有自激。在應用到發信器中時間問題却恰恰相反。任何發信器的電路可以表示爲放大器的形式（多半是單管的）其輸入和輸出藉助於回輸電路聯結起來（圖 182）；回輸電路的特性要選擇使這一系統在一個固定頻率得到自激。

顯然，爲了這個目的回輸電路應該是選擇性的，也就是他的衰減在發信頻率這一區域應該比其他全部頻率都小。在圖 183 表出了回輸四端網絡最特徵性的線路。圖 183 *a* 和 *b* 的電路保證了振盪回路諧振頻率附近的最小衰減和有助於自激的

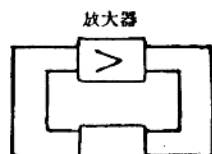


圖 182

相移。圖 183 *c* 的電路不屬於諧振形式，因爲其中不包含電感，但是產生與電阻耦合放大器中假諧振相似的現象。發生這個現象的頻率在適當選擇電橋的純電阻臂時確定所發生的振盪的頻率。這個四端網絡的電路相似於窄帶的帶阻濾波器，這說明了它接入到發信器電路中的某些特點。

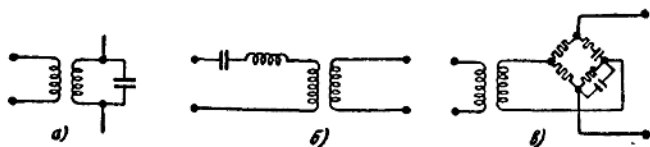


圖 183

當利用一般的線圈和電容器時，回輸四端網絡通常按圖 183 *a*

的方式組成；圖 183 6 的電路是不應用的。這是由於圖 183 a 電路的阻抗 Z ，在諸振頻率時界於 10^4 到 10^5 歐之間，並且可以很易於利用為電子管的負載，可是對於圖 183 6 的電路相似的阻抗在數量上等於線捲中的損失電阻，也就是說它的值約為 1—10 歐，因而為了它和電子管的高內阻匹配必須採用笨重的變量器。圖 183 6 的電路應用於由石英晶體構成的回路中。

圖 183 6 的方式適合於這一情況，即發信器必須用換接的方法轉變為各種不同的頻率發生器時，正如為了測量的目的所常要求的一樣。電阻的配製較電感的配製簡易得多，特別是在低頻的

時候。圖 183 6 的電路幾乎不直接應用於通信設備中。

圖 184 表示具有電感回輸的最簡單的發信器電路。我們來分析這個發信器的自激條件。

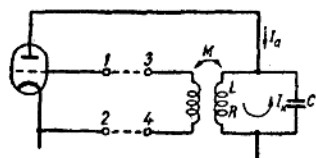


圖 184

在分析自激時將近似地認為，在過程開始所發生的小幅度時，圖 184 電路中的電子管為直線性導體。這給我們以應用那依克斯特準則到這個電路的可能性。我們來確定當圖 184 中接線片 1—3 和 2—4 斷開時的係數 K 和 B （參看第四章）。

係數 K 等於在動態情況的電子管增益

$$K = \mu \frac{Z_a}{R_i + Z_a} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{Z_a}}, \quad (160)$$

其中 Z_a 是板極回路的阻抗，這個阻抗從下列關係確定

$$\frac{1}{Z_a} = \frac{1}{R + i\omega L} + i\omega C = \frac{(1 - \omega^2 LC) + i\omega CR}{R + i\omega L}.$$

將 $\frac{1}{Z_a}$ 值代入 (160) 並經變換後即得

$$K = \frac{\mu(R + i\omega L)}{R + R_i(1 - \omega^2 LC) + i\omega(L + CRR_i)}. \quad (161)$$

現在我們來確定係數 B 。

當開路的兩端 3—4 與接到柵極的端子 1—2 聯接時所加在他們上面的電壓等於

$$U_g = BU_a = i\omega MI_\kappa, \quad (162)$$

其中 U_a —在振盪回路上的電壓，也等於

$$U_a = (R + i\omega L)I_\kappa.$$

將 I_κ 值代入(162)，得到

$$U_g = i\omega MI_\kappa = \frac{i\omega M}{R + i\omega L} U_a,$$

因而

$$B = \frac{i\omega M}{R + i\omega L}. \quad (163)$$

KB 的乘積將等於

$$KB = \frac{i\omega\mu M}{R_i(1 - \omega^2 LC) + R + i\omega(L + CRR_i)},$$

從而

$$\frac{1}{KB} = \frac{L + CRR_i}{\mu M} - i \frac{R + R_i(1 - \omega^2 LC)}{\omega\mu M} = x_0 + y_0. \quad (164)$$

這個方程式本身確定了向量的一端在與 y 軸平行的，距離 y 軸為 x_0 的直線上（圖 185 中的向量

OP ）。因此， $\frac{1}{KB}$ 向量端點的軌跡是一根不通過坐標原點的直線。按照逆形定律反向量端點的軌跡將是一個通過原點的圓周。

在圖 185 中的向量 OP' 是 OP 的反向量。他的長度確定於關係

$$OP \cdot OP' = 1,$$

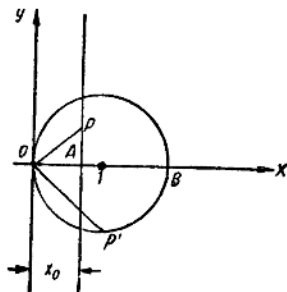


圖 185

而角度與向量 OP 的角度相反。

假定說，在回輸的回路中相位關係具有單純的正的性質。在這個情況下向量 $\frac{1}{KB}$ 和 KB 位於實數軸上。向量 $\frac{1}{KB}$ 將等於線段 OA ，而它的反向量的值是線段 OB ，並有

$$OA \cdot OB = 1。$$

式(164)中的虛數部分將等於零，也就是說

$$R + R_i(1 - \omega^2 LC) = 0, \quad (165)$$

而整個式子為形式

$$KB = OB = \frac{\mu M}{L + CRR_i}。$$

在完全的正回輸的情況時，這樣簡單確定的量 OB 是向量 KB 端點軌跡的圓周的直徑。為了自激的出現，當按照圖 184 電路將接線片 1—3 和 2—4 閉合時，必須使坐標為 $(1, 0)$ 的點在這圓周的內部。為了滿足這個條件，量 OB 應該大於 1，也就是說 K 應該大於 B 。

$OB > 1$ 的條件可改寫成下列形式

$$\mu M > L + CRR_i \quad (166)$$

或

$$\frac{M}{L} > D + \frac{CR}{L} \cdot \frac{1}{S}。$$

量 $\frac{CR}{L}$ 等於 $\frac{1}{Z}$ ，其中 Z ，是振盪回路在諧振頻率的阻抗。因此，自激條件具有形式

$$\frac{M}{L} > D + \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{Z}。 \quad (167)$$

當發生自激時的量 $\frac{M}{L}$ 越小，這個發信器的自激便愈輕。為了在小的 $\frac{M}{L}$ 值時得到自激，必須有具有小的滲透率 and 大的跨導 S 的電子管及大阻抗值 Z 的振盪回路。

第一個條件的滿足使回輸回路中的電壓增益增加，而第二個

的滿足使這個回路中的衰減(按電壓)減低。

當發信器自激時,所產生的振盪頻率可確定於式(165)。

$$\text{令} \quad \frac{1}{LC} = \omega_0^2,$$

得到發信頻率如下

$$f = \frac{\omega}{2\pi},$$

其中

$$\omega = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{R}{R_i}}. \quad (168)$$

由此可見,頻率 f 和電子管內阻 R_i 有關係並且不同於振盪回路的諧振頻率。由於這一點,振盪回路對於板極電路所呈現的負荷不是純電阻——它僅在頻率與回路諧振頻率重合時才是電阻——而是帶有複數的性質。但是,由於按照式(168)計算所表明的發信頻率與諧振頻率的偏差很小,所以電子管所帶來的相移也很近似於 180° 。因此爲了得到純粹的正回輸,回輸電路的相移也應該等於 180° 。爲了這個目的,柵極線捲的線圈應和板極線捲反向接聯。放大器所引入的相移與 180° 相比的某些偏差應由回輸電路補償以相等的和相反的偏差,後者係由於在振盪回路的感應線圈中的損失的影響,使確定加到柵極電路上的電壓的電流在相位上滯後於電壓的緣故。

圖 186 a 表示熟知的名爲三點電路的具有自耦變量器回輸的電路。在回輸電路中的反相位係將引向電子管陰極的線頭聯接到引向板極和柵極的線頭之間來達到的。圖 186 b 表明一種發信器電路,其中回輸係藉助於電容式的分壓器來完成的。這些電路中的電阻 R_g 和電容 C_g 構成柵漏,是用來保持電子管柵極上的偏壓的。他的作用將在以後解釋。圖 186 c 中的扼流線圈係用來通過板流的直流分量的。

發信器電路通常是根據構造上的和運用上的特性來選擇的。

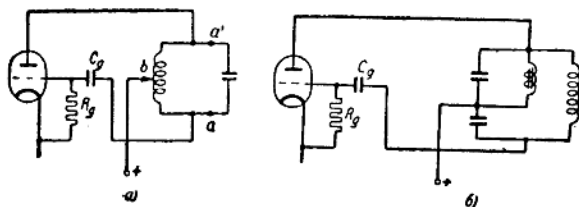


圖 186

在所研究的發信器電路中，板流的直流成份的電路沒有和交流成份的電路分開。這樣的電路稱為串聯饋電電路。在另外一些被稱為並聯饋電的發信器電路中，這些電路藉助於扼流線圈和開塞電容器來分開（圖 187）。

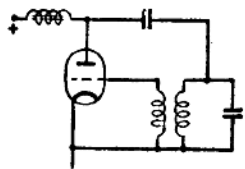


圖 187

在長途通信機械中常常採用並聯饋電電路，因為在振盪回路線捲中沒有磁化作用時將增加回路的穩定性，並且使線捲的構造簡易。此外，這種電路允許和大的純電阻回路串聯，這

對於發信器的頻率穩定有顯著的好處。

§ 46. 穩定振盪的幅度

在上節所決定的發信器自激條件係在所研究的系統是完全直線性的假設下引出的。這個假設，如所指出的，僅在小幅度時才是正確的，在自激的作用下回輸回路的任一點的電壓開始從小幅度急劇地增長。

假如所研究的系統繼續保持着直線性，與作用在它的元件上的電壓幅度值無關，則在回輸回路任一點的電壓幅度就可能具有無限大的值。在實際的發信器裏的穩定情況中所發生的是具有一

定幅度值的電壓。這是由於在所發生的振盪的幅度增長時回輸電路中的某些元件開始轉變為非直線性阻抗，這就限制了幅度的進一步增長。

非直線性可以開始於 H 的電路(即電子管中)也可以開始於 B 的電路中。顯然，在較小的幅度就開始其非直線性的電路將確定幅度進一步增長的終止時間。

我們來研討最常遇見的情況，即回輸回路是直線性系統，而非直線性僅是電子管所素有的。

在微弱的回輸時，也就是說當這個電路的衰減大時，加到電子管柵極上的電壓不超出電子管特性曲線的直線部分，而振盪幅度增加的限制僅由特性曲線上指出的範圍所表現的很微小的非直線性來確定。

比較電子管的增益與回輸電路的衰減，可以極方便地用圖解法來確定振盪已穩定後的幅度值。爲了這個目的，假設在發信器電路(圖 188)中，聯接端子 1—3 和 2—4 的接線片是斷開的。圖 189 表出代表這個電路的曲線。曲線 I 是電壓 U_1 (圖 188)幅度和電壓 U_2 幅度的關係，並且確定電子管所帶來的增益，而表示電壓 U_3 幅度(圖 188)和電壓 U_2 幅度關係的曲線 II 確定回輸電路的衰減。圖 189 中的曲線 I 離開了直線，因為電子管增益在一定程度

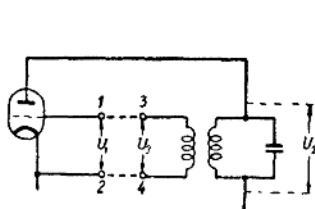


圖 188

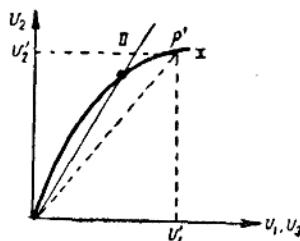


圖 189

內依賴與柵極電壓 U_1 。對於一定的 U_1 值，電子管所帶的增益確

定於聯接對應於這個 U_1 值的點和原點的直線的斜率。例如，對於 p' 點我們有

$$e^{s_u} = \frac{U'_2}{U'_1},$$

其中 s_u —電壓增益。當 U_1 增加時增益下降。

對應於上面所作的假定的曲線 II 應該是直線。它的斜率確定回輸電路的衰減。

當利用接線片將 1—3 和 2—4 聯接起來時，便強迫的使電壓 U_1 和 U_3 相等。對應於回路中穩定電壓 U_2 的值確定於曲線 I 和直線 II 的交點。在這一點

$$e^{s_u} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_3} = e^{b_u},$$

其中 b_u —回輸電路的電壓衰減。

因此，在穩定狀態

$$S_u = b_u.$$

顯然這個條件也將確定所發生的振盪的幅度。

我們轉過來研究對應於回輸電路小衰減值的強回輸。在這種情形下電子管柵極電壓的幅度將是大的；它的特性的直線部分上的某些彎曲可以忽略，並且認為電子管的特性曲線具有圖 190 所示的形式。相當於這個圖形的電子管工作條件的特徵是超過截止電位的大的柵偏壓值。由於此，在大的柵壓幅度下發生板極電流的阻塞。為了防止發生強大的柵極電流，大的偏壓是必要的。

假如沒有到達截止，則板極電流的交流部分就要等於

$$i_a = A \cos \omega t.$$

當截止存在時，板極電流具有下值

$$i_a = A \cos \omega t - B = A \cos \omega t - A \cos \psi = A(\cos \omega t - \cos \psi),$$

其中 ψ —截止角，等於 $\psi = \cos^{-1} \frac{B}{A}$ ，或者，換一個說法，