

第4章 晶体管放大电路中的反馈

【学习重点】

理解负反馈放大电路的组成、类型、特点。

掌握负反馈放大电路的组态。

掌握负反馈放大电路的组态。

§4.1 负反馈放大电路

$p-n$ 結电容在无綫电电路中的应用

(論文集)

(苏联) И. С. 高諾洛夫斯基 編

吳 大 釗 译

黃 香 馥 校

人民邮电出版社

И. С. ГОНОРОВСКИЙ
О ПРИМЕНЕНИИ ЕМКОСТИ $p-n$ -ПЕРЕХОДА
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ В
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СХЕМАХ
ГОСУДАРСТВЕННОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ
ИЗДАТЕЛЬСТВО ОБОРОНГИЗ
МОСКВА 1962

内 容 提 要

本論文集主要是探討半导体器件 $p-n$ 結非綫性电容在参数器、参量放大器和振盪器振盪系統中的应用，以及当集电极上的电压大时晶体三极管的应用。

本书可供从事半导体器件的理論与应用的广大无綫电工作者参考，也可供相应专业的高等院校教师和高年級学生閱讀。

$p-n$ 結电容在无綫电路中的应用
(論文集)

編 者: (苏联) И. С. 高諾洛夫斯基
譯 者: 吳 大 釗
校 者: 黃 香 馥
出版者: 人 民 郵 電 出 版 社

北京东四 6 条 13 号

(北京市书刊出版业营业许可证出字第〇四八号)

印刷者: 北 京 市 印 刷 一 厂
发行者: 新 华 书 店

开本 787×1092 1/32	1965 年 3 月北京第一版
印张 3 8/32 页数 52	1965 年 3 月北京第一次印刷
印刷字数 74,000 字	印数 1—5,650 册

統一书号: 15045·总1460—无421

定价: (科 6) 0.42 元

目 录

序言

晶体二极管检波.....	В. И. 薩莫依連柯(1)
晶体管检波器对振蕩回路特性的影响.....	В. И. 薩莫依連柯(7)
具有 $p-n$ 結非綫性电容的回路中的自激振蕩問題.....	В. П. 杰明(20)
具有 $p-n$ 結电容的回路中自由振蕩的周期.....	В. П. 杰明(27)
具有 $p-n$ 結电容的振蕩器的中心頻率穩定度	
.....В. П. 杰明, В. И. 薩莫依連柯(32)	
具有 $p-n$ 結非綫性电容的双回路参量放大器的穩定状态	
..... В. И. 薩莫依連柯, Б. С. 菲諾根諾夫(36)	
具有 $p-n$ 結非綫性电容的 LC 回路中的张弛振蕩.....	И. А. 格洛托夫(62)
半导体器件的热状态問題.....	В. И. 薩莫依連柯, И. И. 梅津采夫(73)
译后記	(98)

晶体二极管检波

В. И. 薩莫依連柯

在研究晶体二极管检波器时，不必象通常那样求助于伏-安特性曲线的折线近似。应用二极管电流 i_A 和加于其上电压的理论关系式，就能解决这个问题。该关系式如下：

$$i_A = I_0 (e^{\frac{qV}{kT}} - 1), \quad (1)$$

式中 I_0 —— $p-n$ 结反向饱和电流；

q ——电子电荷；

k ——波尔兹曼常数；

T ——绝对温度。

在检波器电路（图1）中，二极管上的电压由两部分组成：偏压 E 和外加正弦信号

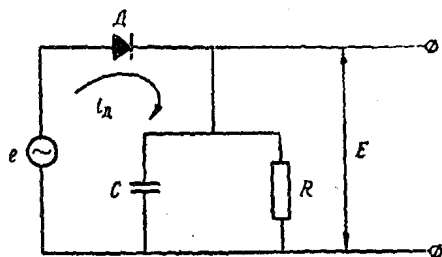


图1 晶体二极管检波器原理图

$$e = U \sin \omega t. \quad (2)$$

因此二极管电流

$$i_A = I_0 [e^{\frac{q}{kT}(E + U \sin \omega t)} - 1]. \quad (3)$$

将式(3)积分并求出一个周期内的平均值，可确定该电流的直流分量 I_0 。考虑到被积函数对于 $\frac{\pi}{2} \pm 2\pi n$ 点是对称的，得

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{\omega}{\pi} I_0 \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} [e^{\frac{q}{kT}(E+U\sin\omega t)} - 1] dt \\
 &= \frac{I_0}{\pi} e^{\frac{qE}{kT}} \int_{-1}^1 \frac{e^{ax} dx}{\sqrt{1-x^2}} - I_0,
 \end{aligned} \quad (4)$$

式中 $a = \frac{qU}{kT}$.

我們用数值积分来求表达式(4)中的反常积分:

$$J(a) = \int_{-1}^1 \frac{e^{ax} dx}{\sqrt{1-x^2}}.$$

为此将积分区间分为 20 个子区间, 在每一个子区间内认为

$$e^{ax} \approx e^{ax_i} = \text{常数}.$$

式中 x_i ——該子区间内变量的平均值.

进行相应的计算, 我們得到

$$\begin{aligned}
 \frac{2}{\pi} J(a) &= 0.286(e^{0.95a} + e^{-0.95a}) + 0.123(e^{0.85a} + e^{-0.85a}) \\
 &+ 0.096(e^{0.75a} + e^{-0.75a}) + 0.087(e^{0.65a} + e^{-0.65a}) \\
 &+ 0.075(e^{0.55a} + e^{-0.55a}) + 0.0708(e^{0.45a} + e^{-0.45a}) \\
 &+ 0.0679(e^{0.35a} + e^{-0.35a}) + 0.0666(e^{0.25a} + e^{-0.25a}) \\
 &+ 0.0647(e^{0.15a} + e^{-0.15a}) + 0.0633(e^{0.05a} + e^{-0.05a}). \quad (5)
 \end{aligned}$$

弱信号检波

如果輸入信号足够小, 使得 $a \ll 1$ 成立, 則

$$e^{aa} + e^{-aa} \approx 2 + (aa)^2.$$

这时式(5)可简化为:

$$J(a) = \pi(1 + 0.244 a^2). \quad (6)$$

一般情况下晶体二极管的偏压靠流过检波器负载电阻的电流的直流分量来形成:

$$-E = I = R.$$

因而，

$$I = -\frac{E}{R} = \frac{I_0}{R} e^{\frac{qE}{kT}} J(a) - I_0. \quad (7)$$

如果考虑到弱信号检波时输出电压与输入信号可以相比拟，亦即 $\frac{qE}{kT} \ll 1$ ，则可从式(7)中求得 E ：

$$E = -\frac{0.244 I_0}{\frac{1}{R} + \frac{I_0 q}{kT}} \left(\frac{qU}{kT} \right)^2. \quad (8)$$

由此可见，小信号时晶体二极管象真空二极管一样，保证了平方律检波。

如果在检波器电路中预先加入了一个强制截止偏压 E_0 ，则式(8)变为：

$$E = -\frac{0.244 I_0 \left(\frac{qU}{kT} \right)^2 + \frac{E_0}{R}}{\frac{1}{R} + \frac{q I_0}{kT}}. \quad (9)$$

强信号检波

在检波幅度足够大的信号时，下列不等式成立：

$$e^{\alpha\alpha} \gg e^{-\alpha\alpha}. \quad (|\alpha| \leq 1 \text{ 时})$$

因为在室温下

$$\varphi_T = \frac{kT}{q} \approx 0.025 \text{ 伏},$$

故当 $U > 0.5$ 伏时，这些关系式就已近似正确了。这时，在一阶近似下，式(5)中只需保留第一项，因为这时第二项与第一项之比等于

$$\frac{0.123}{0.286} e^{-0.1\alpha} < 0.058.$$

这就是說，即使当幅度等于 0.5 伏时，除第一項外忽略所有其他各項所引起的誤差，也只不过是 6 % 左右。对于工程計算而言，这种精确度完全足够了。而当輸入幅度等于 1 伏时，誤差不超过 1 %。

这样一来，在一阶近似下

$$J(a) = \frac{\pi}{2} 0.286 e^{0.95a}. \quad (10)$$

将此式代入方程式(7)，我們求得

$$\begin{aligned} -\frac{E}{R} &= \frac{I_0}{\pi} e^{\frac{qE}{kT}} \frac{\pi}{2} 0.286 e^{\frac{0.95qU}{kT}} \\ &= 0.143 I_0 e^{\frac{q}{kT}(E+0.95U)}. \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可解出 U ：

$$\begin{aligned} 0.95 U &= -E + \frac{kT}{q} \ln \left(-\frac{E}{0.143 I_0 R} \right) \\ &= -E + \varphi_T \ln \left(\frac{-E}{0.143 \varphi_R} \right), \end{aligned} \quad (12)$$

式中 $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ —— 热电势；

$\varphi_R = I_0 R$ —— 电流 I_0 在負載上所产生的电压降。

对于几个不同的 $I_0 R$ 值根据式(12)所繪出的曲綫，如图 2 所示。

由图可見， φ_T/φ_R 愈大，检波系数愈小。因而，为了提高检波系数，应采用其 I_0 值相当大的二极管。随着溫度的增加，检波系数减小，因为 φ_T 增加了。利用图 2 諸曲綫可以画出当輸入信号幅度和負載电阻均不变时的检波系数与溫度的关系曲綫。画这些曲綫时应当考虑到：随着溫度的增加，不仅仅热电

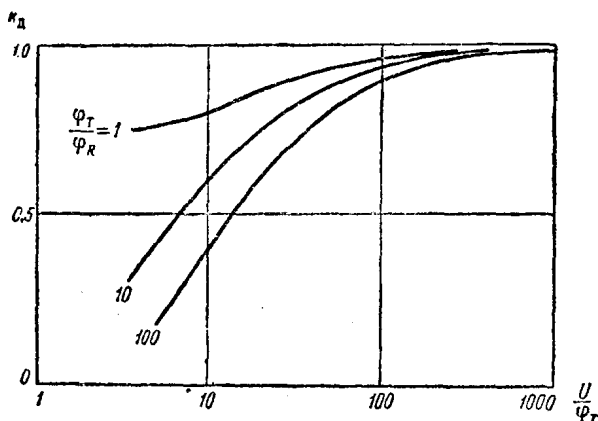


图 2 检波系数与输入信号幅度的关系

势 φ_T 增加了，而且结的反向饱和电流亦随之增大，反向饱和电流增加得比热电势快得多。在一阶近似下可认为此关系呈指数规律：

$$I_0(T) = I_\infty e^{-\frac{W_a}{kT}}, \quad (13)$$

式中 W_a ——半导体晶格的电离能；

I_∞ ——量纲为电流的系数。

检波器的输入电阻

为了确定输入电阻，必须求出流经 $p-n$ 结的基波电流幅度

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{I_0}{\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{q}{kT}(E + U \sin \omega t)} \sin \omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{2 I_0}{\pi} e^{\frac{qE}{kT}} \int_{-1}^1 \frac{x e^{ux} dx}{\sqrt{1-x^2}}.
 \end{aligned} \quad (14)$$

此积分不能求得初等函数的解。采用写出式 (5) 的同一方法，求得

$$\begin{aligned}
 I_1 = & \frac{2 I_0}{\pi} e^{\frac{qE}{kT}} [0.435(e^{0.95a} - e^{-0.95a}) \\
 & + 0.165(e^{0.85a} - e^{-0.85a}) + 0.113(e^{0.75a} - e^{-0.75a}) \\
 & + 0.087(e^{0.65a} - e^{-0.65a}) + 0.065(e^{0.55a} - e^{-0.55a}) \\
 & + 0.05(e^{0.45a} - e^{-0.45a}) + 0.038(e^{0.35a} - e^{-0.35a}) \\
 & + 0.026(e^{0.25a} - e^{-0.25a}) + 0.016(e^{0.15a} - e^{-0.15a}) \\
 & + 0.005(e^{0.05a} - e^{-0.05a})].
 \end{aligned} \quad (15)$$

在 $a \ll 1$ 的小幅度情况下，我們得到

$$I_1 = \frac{3.1 I_0 a}{\pi} e^{\frac{qE}{kT}}. \quad (16)$$

于是信号电平小时检波器的输入电阻为

$$R_{\text{bx}} = \frac{U}{I_1} = \frac{\pi \varphi_T}{3.1 I_0} e^{-\frac{qE}{kT}}. \quad (17)$$

在无外加偏压源时，电压 E 由关系式 (8) 确定。因而：

$$\begin{aligned}
 R_{\text{bx}} &= \frac{\pi \varphi_T}{3.1 I_0} e^{\frac{0.244 I_0}{\varphi_T \left(\frac{1}{R} + \frac{I_0}{\varphi_T} \right)} \left(\frac{U}{\varphi_T} \right)^2} \\
 &= \frac{\pi \varphi_T}{3.1 I_0} e^{\frac{0.244}{\left(\frac{\varphi_T}{I_0} + 1 \right)} \left(\frac{U}{\varphi_T} \right)^2}.
 \end{aligned} \quad (18)$$

由此可见，当输入信号小时，输入电阻随着 I_0 的减小而增加，并随着输入信号幅度的增加而指数律地增加。输入电阻与温度和负载的关系相当复杂，应当在计及到式 (13) 的情况下由式 (18) 来确定。

确定大信号输入下检波器的输入电阻时，我們仍用在推导

关系式(11)时所用的那些近似。这时

$$I_1 \approx \frac{2 I_0}{\pi} e^{\frac{qE}{kT}} \cdot 0.435 e^{0.95\alpha}, \quad (19)$$

而輸入电阻

$$R_{\text{bx}} = \frac{\pi U}{0.87 I_0} \cdot e^{-\frac{q}{kT}(E+U)}. \quad (20)$$

如果偏压等于已检波电压，則联解方程式(20)和(11)，我們得到：

$$R_{\text{bx}} = 0.516 R / k_n \approx 0.52 R. \quad (21)$$

这个表达式指出，在大幅度情况下輸入电阻与理想检波器的輸入电阻 ($0.5 R$) 区别很小。

晶体管检波器对振荡回路特性的影响

В. И. 薩莫依連柯

与真空管检波器不同，在晶体管检波器中应当考虑到 $p-n$ 結电容与加于其上的偏压間的关系[1]：

$$C_k = C_{k0} \sqrt{\frac{\varphi_k}{E_k + \varphi_k}}, \quad (1)$$

式中 C_k —— $p-n$ 結电容；

E_k —— $p-n$ 結反向偏压(截止电压)；

φ_k —— $p-n$ 結接触电位差；

C_{k0} ——无外电压时的 $p-n$ 結电容。

当晶体二极管检波器接至振荡回路时，此电容与回路固有电容 C_0 并联，而 $p-n$ 結偏压等于負載上已检波电压。因而回路諧振頻率依赖于回路上的振荡幅度，也即依赖于失諧量的大

小。这就好象是一个反馈系统：回路谐振频率随加于回路的振荡频率的变化而变化。

基本关系

我们来研究图 1 所示电路的工作。

在这电路中 L —回路电感， C'_0 —回路固有电容， e_r —回路输入电动势， R_A —检波器 $\mathcal{A}$ 的负载。

今后分析时将认为， e_r 是幅度为 U_0 和频率为 ω_r 的谐波函数：

$$e_r = U_0 \sin \omega_r t. \quad (2)$$

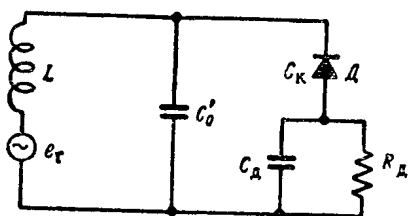


图 1 晶体管检波器原理图

因为检波器负载电容 C_K 与 $p-n$ 结电容相比较足够大，故当回路品质因数高时电感（或电容）上的电压幅度可用下列熟知关系来确定：

$$U_L \approx U_C \approx \frac{QU_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left(1 - \frac{\omega_r^2}{\omega_0^2}\right)^2}}, \quad (3)$$

式中 Q ——回路品质因数；

ω_0 ——回路谐振频率。

根据方程式(1)可将表达式(3)化为：

$$U_L \approx U_C \approx \frac{QU_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left[1 - \frac{L \left(C'_0 + C_{K0} \sqrt{\frac{\varphi_K}{E_K + \varphi_K}} \right)}{L(C'_0 + C_0)} \right]^2}}$$

$$= \frac{QU_0}{\sqrt{1 + Q^2 \left[\frac{C_0}{C'_0 + C_0} \left(1 - \sqrt{\frac{E_{K0} + \varphi_K}{E_K + \varphi_K}} \right) \right]^2}}, \quad (4)$$

式中 E_{K0} ——电容为 C_0 时的 $p-n$ 結偏压；

C_0 ——回路諧振頻率 ω_0 等于其輸入电势頻率 ω_r 时的 $p-n$ 結电容。

式(4)乃是回路电感上或电容上的电压幅度与两个变量(頻率 ω_r 和偏压 E_K) 間的关系式。它与偏压的关系(将称为諧振特性)是很明显的, 而与頻率的关系則不然; 当頻率改变时, 調諧于載頻所需的电容值 C_0 和与之相应的偏压值 E_{K0} 亦发生变化。

如果假定載頻不变。这时当偏压 E_K 变化时电感(或电容)上的振蕩幅度亦将改变。結果使已检波电压 E_A 发生变化, 如图 2 所示。

另一方面, 在图 1 的电路中二极管 D 的偏压等于已检波电压, 即 $E_K = E_A$, 因而, 在給定頻率 ω_r 和电路参

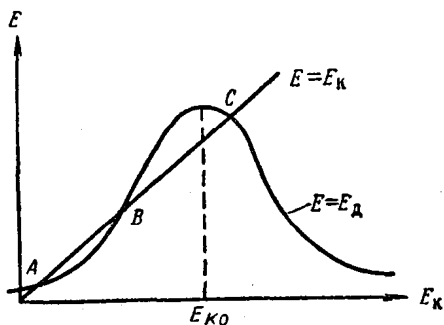


图 2 检波器工作点的图解确定

量下, 回路电感或电容上的电压将决定于曲线 $E=E_A$ 与直线 $E=E_K$ (将称为反饋直线) 的交点。图 2 中有三个这样的交点, 即 A 、 B 、 C 。

在諧平衡点 ($E_K = E_A$) 上工作状态的稳定性

設检波器上的电压有一随机的短时间的起伏 ΔE_A , 这时

$p-n$ 結偏压亦将获得同样的增量。結果使 $p-n$ 結电 容改变，因而也就使回路諧振頻率改变。諧振頻率的改变又引起相对于載頻 ω_r 的失調的改变，并因此使电感上的振蕩幅度改变。检波的结果在負載上获得了新的电压增量 $\Delta E'_{\text{на}}$ 。

这就是系統对初始扰动 ΔE 的反应。如果反应与初始扰动符号相反(点 C)，或者相同但绝对值小于初始扰动(点 A)，則平衡状态将是稳定的。而如果系統的反应与初始扰动符号相同但其绝对值超过初始扰动，則平衡状态将是不稳定的(点 B)。

由此可見，在点 A 和点 C 将是稳定平衡状态，而在点 B 則是不稳定平衡状态。因而在适当选择回路参量的情况下，当回路的輸入电动势频率和幅度均相同时，視初始条件的不同可能得到两个彼此不同的检波电压。

固有电容 C'_0 的影响

由式(4)看出，当回路調諧到載頻($E_K = E_{K0}$)时，回路电感上的振蕩幅度与固有电容 C'_0 无关。

当 $E_K \neq E_{K0}$ 时，回路上的振蕩幅度将与比值 $\frac{C_0}{C'_0 + C_0}$ 有关。

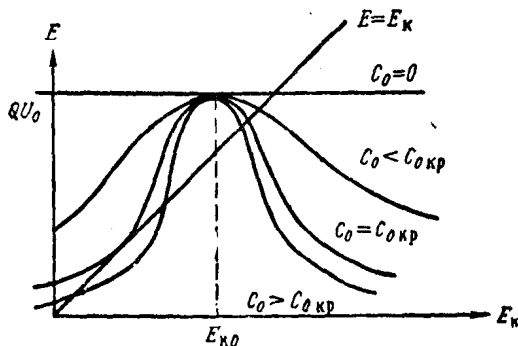


图 3 回路固有电容对諧振特性曲綫的影响

这一比值愈大(C'_0 愈小), 諧振特性曲綫愈尖銳, 反之亦然。

換句話說, 回路固有电容增加时, 諧振特性曲綫展寬, 如图 3 所示。

在极限情况下, 当 $C'_0 \gg C_0$ 时, 电感上电压的幅度不再依赖于 E_{K0} 。

具有检波器的振荡回路的諧振参量

由式(4)看出, 当 $E_K = E_{K0}$ 时电感上振荡幅度达到最大值:

$$U_{L_{max}} = QU_0. \quad (5)$$

因此,

$$E_{K0} = K_A U_{L_{max}} = K_A QU_0, \quad (6)$$

式中 K_A ——检波器的传输系数。

在此偏压下, p - n 结电容将为:

$$C_0 = C_{K0} \sqrt{\frac{\varphi_K}{K_A QU_0 + \varphi_K}}. \quad (7)$$

由上式可以确定在 U_0 和 C_0 值給定时, 回路諧振的电感量:

$$L_{opt} = \frac{1}{\omega_r^2 (C'_0 + C_0)}. \quad (8)$$

只有在这样选定的回路电感下, 回路才在该频率 ω_r 上具有純电阻。另一方面, 如果电感量已給定, 那末, 只有在式(8)严格确定的下列频率上, 电感上的振荡幅度才能达到式(5)的最大值:

$$\omega_0 = \omega_{r_{opt}} = \frac{1}{\sqrt{L(C'_0 + C_0)}}. \quad (9)$$

在所有其它載頻下, 回路上的最大振荡幅度都将小于 QU_0 。

电路的检波特性和曲线

如果改变振荡源幅度 U_0 ，那末根据式(6)， $E_{\kappa 0}$ 亦将随之改变。结果在电感不变的条件下回路谐振频率改变了。由此可见，回路的谐振频率与高频振荡的幅度有关。

假定信号源的幅度有一个很小的增量 ΔU_0 ，那末根据式(7) C_0 也将有一个增量：

$$\Delta C_0 \approx C_{\kappa 0} \sqrt{\frac{\varphi_{\kappa}}{K_{\kappa} Q U_0 \left(1 + \frac{\Delta U_0}{U_0}\right)}} \approx -C_0 \frac{\Delta U_0}{2U_0}. \quad (10)$$

电容的增量将引起谐振频率相应的增量：

$$\Delta \omega_0 = \omega_0 \frac{\Delta U_0}{4U_0} \frac{C_0}{C'_0 + C_0}. \quad (11)$$

当载频振荡幅度变化很大时，将式(7)的值代入式(9)之中可确定回路振荡频率与振荡幅度的关系：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \left(C'_0 + C_{\kappa 0} \sqrt{\frac{\varphi_{\kappa}}{K_{\kappa} Q U_0 + \varphi_{\kappa}}} \right)}}. \quad (12)$$

由此可见，当载频振荡幅度增加时，只有适当改变载频使回路完全谐振时电感上的振荡幅度才与此成比例地增加。而如果载频保持不变，则电感上的振荡幅度不与载频幅度成比例。

当载频振荡幅度增加时，比值 $\frac{C_0}{C'_0 + C_0}$ 随着谐振频率的增加而减小，因为 C_0 减小了。这就引起谐振特性曲线的增宽，如图3所示。

如果按式(12)来选择载频频率和幅度，那末反馈直线($E = E_{\kappa}$)将交于谐振曲线的顶点，如图4所示。

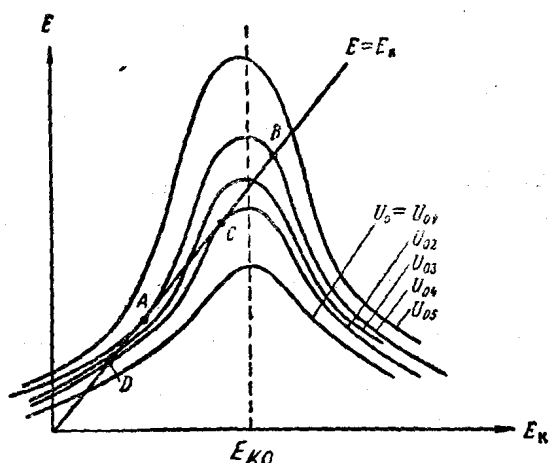


图 4 高频振荡幅度对谐振特性曲线的影响

如果载频幅度改变时，其频率不变，则图 2 中谐振曲线的变化可视为其纵坐标的尺度按式(4)与 U_0 成正比地改变。回路调谐于载频的电压仍旧同前，如图 4 所示。由诸曲线可看出，视载频幅度的大小不同，谐振曲线可能在其左边倾斜部分与反馈直线相交于一点 ($U_0 = U_{01}$ 时)，或三点 ($U_0 = U_{03}$ 时)，抑或在其右边倾斜部分与反馈直线交于一点 ($U_0 = U_{05}$ 时)。

现在假定振荡幅度从零开始均匀增加，这时工作点最初将在谐振曲线左边倾斜部分。以后当达到某一幅度 U_{04} 时，工作点从左边倾斜部分的 A 点跳至右边倾斜

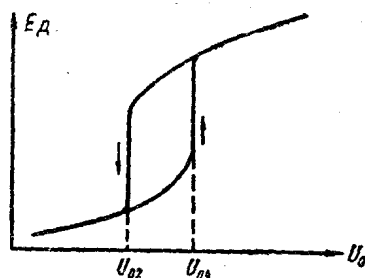


图 5 回路固有电容很小时，非单值检波特性曲线的形成