

# 频率—负阻效应与复合振荡器\*

喻正元

(南昌航空工业学院)

## 提 要

本文利用转动变换推导出五种典型放大电路的负阻条件;利用负阻效应特有的复合振荡现象取得了扩展振荡频带、增强振幅的效果;从而表明,在反馈振荡器与负阻振荡器之间存在可供实用的第三种振荡形式。

## 一、引 言

与反馈振荡器相比,负阻振荡器具有振荡频率高、脉冲前沿陡、线路更简单的优点,但必须采用特殊的负阻器件才能达到某项特殊的目的。因此国外很多设计师曾研究用一般放大晶体管做负阻振荡器<sup>[1-5]</sup>。但该类振荡器由于频带过窄、振幅很小,所以发展缓慢<sup>[6]</sup>。

## 二、转动变换与频率—负阻效应

众所周知,任一阻抗均能在复平面上用矢量表示。为得到具有负电阻水平分量的阻抗,只需将图1第一象限的矢量( $z_1$ )正向(逆时针)旋转一角度( $\varphi_1$ )到第二象限( $z'_1$ );将第四象限的矢量( $z_2$ )反向(顺时针)旋转一角度( $\varphi_2$ )到第三象限( $z'_2$ )就可达到目的。

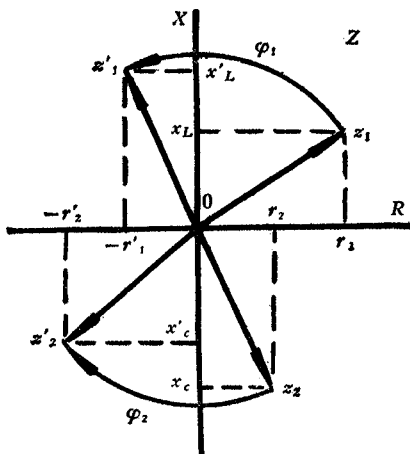


图1 Fig. 1

于是,在转动角小于 $90^\circ$ 的前提下,得到:

规则1 正向旋转时,只有被转矢量呈感性(处于第一象限),才能在旋转后得到负阻分量。

规则2 反向旋转时,只有被转矢量呈容性(处于第四象限),才能在旋转后得到负阻分量。

高频时,晶体管共射接法的电流放大倍数为

$$\beta = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_T} \beta_0} = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} \beta_0\right)^2}} e^{-j \arctan \frac{\omega}{\omega_T} \beta_0}$$

\* 1979年12月24日收到。  
1981年3月16日修改定稿。

其中  $\omega_T = 2\pi f_T$ ,  $\omega = 2\pi f$ ;  $f_T$ 、 $f$  分别为晶体管特征频率和工作频率;  $\beta_0$  为  $\beta$  的低频值;  $\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_T} \beta_0 < 90^\circ$ , 为转动角或移相角. 于是, 乘以(或除以)  $\beta$  的运算就意味着进行反向(或正向)旋转. 因为高频转动时, 转动角与频率显著有关, 故由于旋转得到的负阻效应称为频率—负阻效应.

1. 共集放大式电路的负阻条件 如不考虑晶体管集电极结电容  $c_c$  的影响, 则图 2 电路的输入阻抗为  $r_b + (\beta + 1)(r_e + Z_e)$ . 图 2 的高频等效电路其结电容的等效值为  $(1 + \beta)c_c$ , 且与  $r_e + Z_e$  并联, 因此, 等效输入阻抗为:

$$Z_{\lambda} = r_b + (\beta + 1) \frac{(Z_e + r_e) \frac{1}{j\omega(1 + \beta)c_c}}{Z_e + r_e + \frac{1}{j\omega(1 + \beta)c_c}} = r_b + \frac{1}{j\omega c_c} + \frac{1}{\omega^2 c_c^2 (\beta + 1)} \cdot \frac{1}{Z_e + r_e + \frac{1}{j\omega c_c (1 + \beta)}}$$

其中  $r_b$ 、 $r_e$  分别为基区体电阻和发射极电阻. 因  $r_e = \frac{26}{I_c(\text{mA})}$  (仅几欧姆)可忽略不计, 从而  $Z_{\lambda}$  可简化为

$$Z_{\lambda} \doteq r_b + \frac{1}{j\omega c_c} + \frac{1}{\omega^2 c_c^2 (\beta + 1)} \cdot \frac{1}{Z_e + \frac{1}{j\omega c_c (1 + \beta)}}$$

因  $\beta_0 \gg 1$ , 所以

$$\beta + 1 \doteq \beta_0 \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} \beta_0\right)^2}} e^{-j\left(\text{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_T} \beta_0 - \text{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_T}\right)}.$$

这表明除以  $\beta + 1$  的运算归结为正向转动角  $\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_T} \beta_0 - \text{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_T} < 90^\circ$ , 然后再放

大  $\frac{1}{\beta_0} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T} \beta_0\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}}$  倍. 于是, 从  $Z_e \rightarrow Z_{\lambda}$  的阻抗变换由平移  $r_b$  +  $\frac{1}{j\omega c_c}$  和分式线性变换  $\frac{1}{\omega^2 c_c^2 (\beta + 1)} \cdot \frac{1}{Z_e + \frac{1}{(\beta + 1)j\omega c_c}}$  组成.

该分式变换又由平移变换  $Z' = Z_e + \frac{1}{j\omega(\beta + 1)c_c}$ 、反演变换  $Z''$

$= \frac{1}{Z'}$  和旋转加相似变换  $Z''' = \frac{Z''}{\omega^2 c_c^2 (\beta + 1)}$  组成. 因为只能依靠转动变换得到负阻分量, 由规则 1, 需  $Z''$  呈感性, 于是  $Z'$  的反演  $Z'$  呈容性, 故  $Z_e$  呈容性(考虑到直流供电,

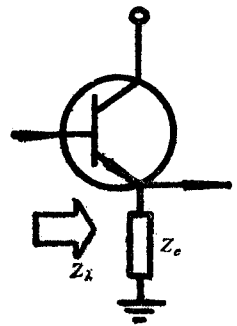


图 2 Fig. 2

故使  $R_c$  与  $c_c$  并联), 将  $\beta = \frac{\beta_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_T}\beta_0}$ ,  $Z_c = \frac{R_c}{1 + j\omega R_c c_c}$  代入  $Z_\lambda$ , 分开实部和虚部, 令

实部小于零就是负阻条件, 经繁琐的运算后得到负阻条件

$$\omega > \omega_T \sqrt{\frac{1}{\beta_0(\omega_T R_c c_c - 1)}}, \quad (1)$$

$$R_c > \frac{1 + 2\omega_T \left( c_c + \frac{c_c}{\beta_0} \right) r_b + \sqrt{\left[ 1 + 2\omega_T \left( c_c + \frac{c_c}{\beta_0} \right) r_b \right]^2 + 4r_b \left\{ \omega_T c_c - r_b \times \left[ \omega^2 (c_c + c_c)^2 + \omega_T^2 \left( c_c + \frac{c_c}{\beta_0} \right)^2 \right] \right\}}}{2 \left\{ \omega_T c_c - r_b \left[ \omega^2 (c_c + c_c)^2 + \omega_T^2 \left( c_c + \frac{c_c}{\beta_0} \right)^2 \right] \right\}}. \quad (2)$$

(1)式表明, 仅当频率足够高时才有负阻效应.

2. 共基放大式电路的负阻条件 由图3的高频等效电路求出以发射极电流表示的基极电流  $I_b = \frac{Z_L + \frac{1}{j\omega c_c(1+\beta)}}{Z_L + r_b + \frac{1}{j\omega c_c}} I_c$ , 于是输入阻抗

$$\begin{aligned} Z_\lambda &= \frac{r_e I_e + r_b I_b}{I_e} = r_e + r_b \frac{Z_L + \frac{1}{j\omega c_c(1+\beta)}}{Z_L + r_b + \frac{1}{j\omega c_c}} = r_e + r_b - \frac{r_b^2}{Z_L + r_b + \frac{1}{j\omega c_c}} \\ &+ \frac{\frac{r_b}{\omega c_c} j \frac{\beta}{1+\beta}}{Z_L + r_b + \frac{1}{j\omega c_c}} = r_e + r_b - \frac{r_b^2}{Z_L + r_b + \frac{1}{j\omega c_c}} \\ &+ \frac{r_b}{\omega c_c \sqrt{1 + \left( \frac{\omega}{\omega_T} \right)^2}} e^{j(90^\circ - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_T})} \frac{1}{Z_L + r_b + \frac{1}{j\omega c_c}}. \end{aligned}$$

第三项虽为负阻但比第二项小, 负阻分量只能由第四项得到. 第四项是正向旋转, 由规则

1, 被转矢量  $\frac{1}{Z_L + r_b + \frac{1}{j\omega c_c}}$  呈感性, 其反演  $Z_L + r_b$

+  $\frac{1}{j\omega c_c}$  呈容性, 由于  $\frac{1}{j\omega c_c}$  为容性, 为获得较大的负阻选  $Z_L$  为小容量感抗. 将  $\beta$  和  $Z_L$  的复数表示式代入  $Z_\lambda$  中, 分开实部和虚部, 令实部小于零就是负阻条件,

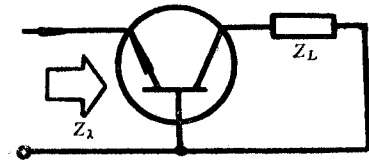


图 3 Fig. 3

经过复杂的运算, 在  $\omega r_b c_c \ll 1$  的条件下得负阻条件

$$\frac{1}{\omega^2 c_c} > L > \frac{1}{\omega^2 c_c} \cdot \frac{1}{1 + \left( \frac{\omega_T}{\omega} \right)} \quad (3)$$

3. 共射放大式电路的负阻条件 由图 4 的高频等效电路求输入阻抗:

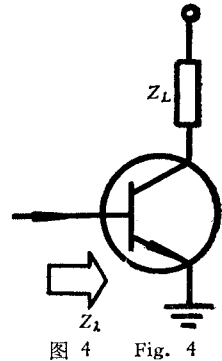
$$Z_{\lambda} = r_b + r_e + \frac{\frac{\beta r_e}{(1 + \beta)j\omega c_c} - r_e^2}{Z_L + r_e + \frac{1}{j\omega(1 + \beta)c_c}} \doteq r_b + \frac{\beta r_e}{(\beta + 1)j\omega c_c} \cdot \frac{1}{Z_L + \frac{1}{(\beta + 1)j\omega c_c}}$$

$$= r_b + \frac{r_e}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}} \cdot \frac{1}{\omega c_c} e^{-j(90^\circ - \tan^{-1} \frac{\omega}{\omega_T})} \frac{1}{Z_L + \frac{1}{(\beta + 1)j\omega c_c}}$$

由规则 2, 被转矢量  $\frac{1}{Z_L + \frac{1}{(\beta + 1)j\omega c_c}}$  为容性, 其反演  $Z_L + \frac{1}{(\beta + 1)j\omega c_c}$  呈感性, 只有

$Z_L$  为电感. 将  $\beta$  和  $Z_L$  的复数式代入  $Z_{\lambda}$ , 分开实部、虚部, 令实部小于零得

$$\left. \begin{aligned} \frac{\beta_0 r_e (\beta_0 \omega^2 L c_c - 1)}{(\beta_0 \omega^2 L c_c - 1)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \beta_0^2 (1 - \omega^2 L c_c)^2} > r_b, \\ \frac{\beta_0 r_e + 2r_b + \beta_0 \sqrt{r_e^2 - 4r_b^2 \frac{\omega^2}{\omega_T^2}}}{2\beta_0 \omega^2 c_c r_b} > L > \\ \frac{\beta_0 r_e + 2r_b - \beta_0 \sqrt{r_e^2 - 4r_b^2 \frac{\omega^2}{\omega_T^2}}}{2\beta_0 \omega^2 c_c r_b} \end{aligned} \right\} (4)$$



4. 反馈式放大电路的负阻条件

(1) 电压并联反馈式 先忽略  $c_c$ , 由图 5(a) 的简化等效电路得

$$Z_{\lambda} = \frac{h_{11}}{\beta + 1} + \left[ \frac{\beta}{\beta + 1} h_{11} \frac{Z_b}{\beta + 1} - \frac{h_{11}^2}{(\beta + 1)^2} \right] \frac{1}{Z_L + \frac{Z_b + h_{11}}{\beta + 1}}$$

$$h_{11} = r_b + (\beta + 1)r_e.$$

该阻抗变换的分式线性变换由两部分组成: 后一部分的旋转由  $\frac{1}{(\beta + 1)^2}$  产生, 是小于

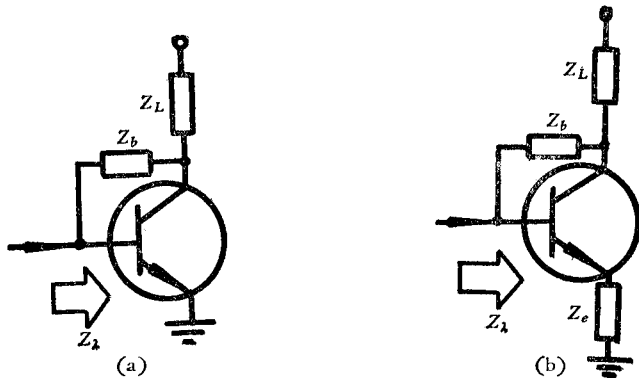


图 5 Fig. 5

180°的正向旋转;为使这部分保持负号,需该矢量  $\frac{1}{Z_L + \frac{Z_b + h_{11}}{\beta + 1}}$  在第四象限,且为较大的容抗.前一部分的旋转由  $\frac{\beta Z_b}{(\beta + 1)^2}$  产生,被转矢量  $\frac{1}{Z_L + \frac{Z_b + h_{11}}{\beta + 1}}$  已定为处于第四象限,由规则 2,  $\frac{\beta Z_b}{(\beta + 1)^2}$  只能进行反向转动;但  $\frac{\beta}{(\beta + 1)^2}$  为正向转动,故只有  $Z_b$  的反向转动作用大时才能抵消  $\frac{\beta}{(\beta + 1)^2}$  的正向转动.这只有使  $Z_b$  为纯容抗(即作 90° 反向旋转).既然被转矢量为容抗,则其反演  $Z_L + \frac{Z_b + h_{11}}{\beta + 1}$  为感抗,故使  $Z_L$  为电感.将  $Z_b, Z_L$  和  $\beta$  的复数表示式代入  $Z_\lambda$ ,并分开实、虚两部,得实部

$$R_\lambda = \frac{(1 - \omega^2 L c_b) \left\{ -\frac{\omega^4}{\omega_T^2} (r_b + r_c) c_b L - \omega^2 \left[ \left( \frac{r_b}{\beta_0} + r_c \right) c_b L - \frac{r_b + r_c}{\omega^2} \right] + \frac{1}{\beta_0} \left( \frac{r_b}{\beta_0} + r_c \right) \right\}}{\left[ \frac{1}{\beta_0} - \omega^2 c_b \left( L + \frac{r_b + r_c}{\omega_T} \right) \right]^2 + \frac{\omega^2}{\omega_T^2} \left[ 1 + \omega_T c_b \left( r_c + \frac{r_b}{\beta_0} \right) - \omega^2 c_b L \right]^2} \quad (5)$$

令  $R_\lambda < 0$  即得负阻条件.当  $1 - \omega^2 L c_b < 0$  的条件下,取较大的  $c_b$  即  $c_b \gg c_c$ , 即得负阻条件

$$\frac{1}{\sqrt{L c_b}} < \omega < \sqrt{\frac{r_b + r_c}{\left( \frac{r_b}{\beta_0} + r_c \right) L c_b}} \quad (6)$$

(2) 综合反馈式 忽略  $c_c$ , 由图 5 (b) 的简化等效电路得

$$Z_\lambda = \frac{h_{11} + (\beta + 1)Z_c}{\beta + 1} + \left\{ \frac{\beta}{\beta + 1} [h_{11} + (\beta + 1)Z_c] \frac{Z_b}{\beta + 1} - \frac{[h_{11} + (\beta + 1)Z_c]^2}{(\beta + 1)^2} \right\} \frac{1}{Z_L + Z_c + \frac{Z_b + h_{11}}{\beta + 1}}$$

将上式的  $Z_c$  选为纯电阻  $R_c$ , 再进行变换  $R_c + r_c \rightarrow r_c$ , 上式就退化到节(1)中情况的  $Z_\lambda$  表示式,负阻条件仍由节(1)的  $R_\lambda < 0$  得到.在  $1 - \omega^2 L c_b > 0$  的条件下,取较小的  $c_b$  ( $c_c$  合并到  $c_b$  中考虑)得负阻条件:

$$\left. \sqrt{\frac{\omega_T}{\sqrt{L c_b}} - \frac{\frac{r_b}{\beta_0} + r_c}{r_b + r_c} \omega_T^2} < \omega < \frac{1}{\sqrt{c_b L}}, \right\} \quad (7)$$

$$c_b \approx (1-2)c_c.$$

由于  $c_b$  和  $L$  取得很小,可得到很高的振荡频率.

只要把一个谐振频率落在负阻区的谐振槽路接入图 2—图 5 的任一个电路中的输入回路便会产生振荡<sup>[8]</sup>.但这种振荡器频带窄、振幅小.因此,有待于改进.

### 三、复合振荡器

1. 电压并联反馈式复合振荡器 图 6 即这类振荡器。其中  $L_a$  和  $L_F$  为引线电感, 约  $10-15 \times 10^{-9} \text{H/cm}$ 。工作原理如下:

电源接通瞬间, 高频负阻振荡尚未建立,  $L_a$  和  $L_F$  感抗很小, 晶体管基极电位立即按  $c_b$ 、 $c_e$  和  $c_F$  的反比例充电; 由于  $c_F \gg c_e \gg c_b$ , 故  $c_F$  从  $U_{be} = 0$  充电到晶体管的开启电压(硅管为  $0.6-0.7 \text{V}$ )。晶体管一导通就产生由  $c_b$ 、 $L_a$  和  $L_F$  决定的频率—负阻高频振荡, 频率可由三点振荡公式近似得出:

$$\omega \approx \frac{1}{\sqrt{c_b(L_F + L_a)}}$$

由于晶体管的输入电阻是由零而进入负阻区的, 因而晶体管电流很大, 接近饱和, 高频性能很差, 高频振幅很小。但输出直流电压激增, 形成脉冲前沿(图 7(b))。

只要晶体管长期导通, 基极电位就会趋向稳定值  $U_{b0} = \frac{\beta_0 R_c}{\beta_0 R_c + R_b} E_0 + 0.6 \text{V}$ 。随基极电位下降, 发射极电位下降, 管压降上升, 高频性能改善, 高频振幅增大(图 7(a)(d))。随管压降上升,  $c-e$  直流静态电阻  $R_i$  增大。实践表明:  $R_i$  增大到一定程度便接近常数(仅与晶体管有关, 而与  $R_c$  和  $R_b$  无关)。此时

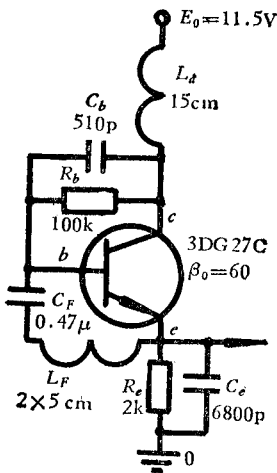


图 6 Fig. 6

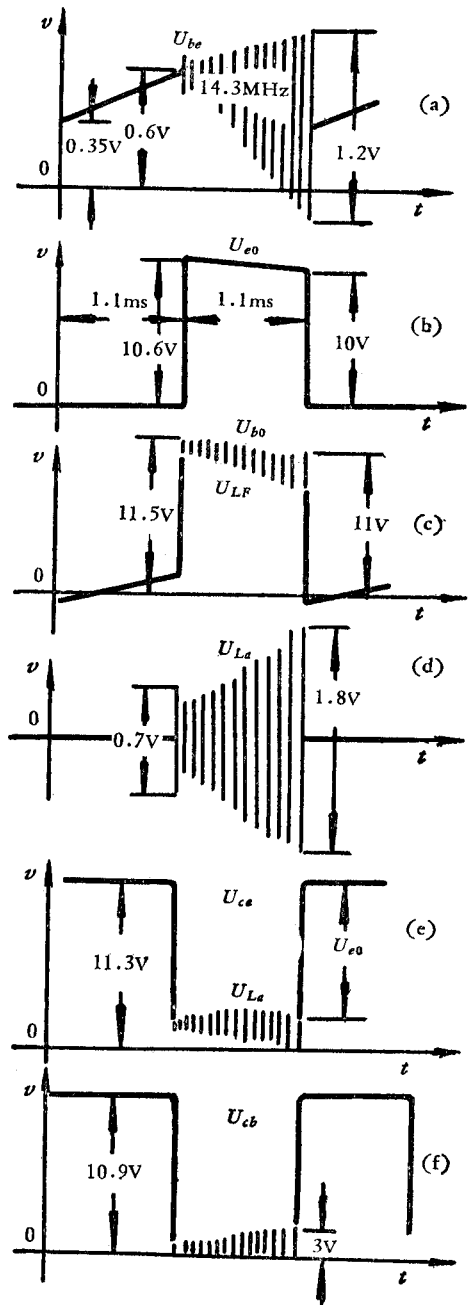


图 7 Fig. 7

$U_{c0} = \frac{R_c E_0}{R_c + R_i}$  不变。基极电位继续下降,便强迫晶体管关闭。

由于  $b-c$  极的检波作用,  $L_F$  上高频电压  $u_{L_F}$  的不断上升, 会使直流电压  $U_{bc}$  不断向负方向减小(类似反馈振荡器的自给偏压)。在晶体管关闭瞬间, 由于  $U_{bc}$  本来有 0.6—0.7V 的开启电压, 所以

$$U_{bc} = -\frac{u_{L_F(p-p)}}{\pi} + (0.6-0.7V), \quad (8)$$

式中  $u_{L_F(p-p)}$  表示  $L_F$  上高频电压振幅的峰—峰值。晶体管关闭后,  $c_F$  下次充电的起始电位即从(8)式确定的电位开始(图 7(a))。控制  $L_F$  的大小就可控制  $c_F$  的充电时间, 从而改变脉冲的工作频率。这种在同一晶体管完成两种振荡过程的振荡器被称为复合振荡器。前一过程的关键在于利用转动变换得到负阻效应; 后一过程的关键在于进行频率变换(即将高频、小幅度振荡转换成中、低频、大幅度振荡)。加在晶体管的  $b$  和  $c$  极上的  $c_F$  及其引线的  $L_F$  是实现这种频率变换的关键。

改变  $R_b$  和  $c_F$ , 脉冲频率可从 0.05Hz—10KHz 连续变化。仅改变  $R_b$ , 脉冲持续率(脉宽/周期)可从 1/11 连续变到 10/11。

计算公式:

(1) 脉冲的间隙时间 由(8)式得  $c_F$  充电到阈电压的时间

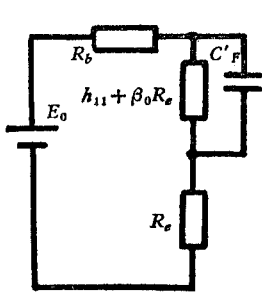


图 8 Fig. 8

$$t_{\text{充}} = \frac{\frac{u_{L_F(p-p)}}{\pi} - (0-0.1V)}{E_0} R_b c_F \quad (9)$$

(2) 脉冲的持续时间 因基极电位趋向稳定值

$$\frac{E_0(\beta_0 R_e + h_{11})}{R_b + \beta_0 R_e + h_{11}}, \text{ 故可能的最大下降为 } \frac{E_0 R_b}{R_b + \beta_0 R_e + h_{11}},$$

设持续期内  $U_{c0}$  下降  $\Delta_E$ , 则  $U_{b0}$  实际下降

$$\left\{ 0.6 - \left[ \frac{u_{L_F(p-p)}}{\pi} + (0.6-0.7V) \right] \right\} + \Delta_E.$$

再求出基极到地的低频输入电容  $c'_F = \frac{c_F h_{11}}{\beta_0 R_e + h_{11}}$ , 由图 8 得  $c'_F$  的放电时间常数

$$\tau = R c'_F = \frac{(h_{11} + \beta_0 R_e) R_b}{R_b + h_{11} + \beta_0 R_e} \cdot \frac{h_{11} c_F}{\beta_0 R_e + h_{11}} = c_F \frac{h_{11} R_b}{R_b + h_{11} + \beta_0 R_e},$$

于是脉宽

$$t_{\text{充}} = \frac{\Delta_E + \frac{u_{L_F(p-p)}}{\pi} - (0-0.1V)}{\frac{E_0 R_b}{R_b + h_{11} + \beta_0 R_e}} \cdot \frac{c_F h_{11} R_b}{R_b + h_{11} + \beta_0 R_e}$$

$$= \frac{c_F h_{11} \left[ \Delta_E + \frac{u_{L_F(p-p)}}{\pi} - (0-0.1V) \right]}{E_0},$$

$h_{11}$  在导通瞬间仅 30—300 $\Omega$ , 而在持续期的变化为

$$\Delta h_{11} = \frac{0.6 - \left[ \frac{u_{LF(p-p)}}{\pi} + (0.6-0.7V) \right]}{\Delta_E / \beta_0 R_c} = \frac{u_{LF(p-p)} - (0-0.1V)}{\Delta_E} \beta_0 R_c.$$

求出平均值代入  $t_x$  的表示式得

$$t_x = \frac{\beta_0 R_c C_F}{2E_0} \cdot \frac{\Delta_E + \frac{u_{LF(p-p)}}{\pi} - (0-0.1V)}{\Delta_E} \left[ \frac{u_{LF(p-p)}}{\pi} - (0-0.1V) \right] \quad (10)$$

如  $\Delta_E$  很大,则(10)式需用对数表示.  $\Delta_E$  由导通瞬间的  $c-e$  间直流内阻  $R_0$  和关闭前夕  $c-e$  间的恒定内阻  $R_i$  决定:

$$\Delta_E = \begin{cases} E_0 - (0.9-1.2V) - \frac{E_0}{1 + \frac{R_i}{R_c}} & \text{(输出前沿幅度饱和时),} \\ E_0 \left( \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_c}} - \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_c}} \right) & \text{(输出前沿幅度未饱和时).} \end{cases} \quad (11)$$

求  $u_{LF(p-p)}$  是相当复杂的非线性问题,仅在一些特殊情况才有显函数的解答.

表 1 Tab. 1

	$u_{LF(p-p)}(V)$	$t_x(ms)$	$t_{光}(ms)$	$f(MHz)$
实验值	1.2	1.1	1.1	14.3
理论值	1.23	1.04	1.17	14.1
相对误差(%)	2.5	5.4	6.3	1.4

由图 6 可得关系式:

$$u_{bc} \approx u_{La} + u_{LF}, \quad \frac{u_{La}}{u_{LF}} \approx \frac{L_a}{L_F}.$$

当  $\Delta_E$  很小时,由图 9 可得  $E_0 - u_{bc} = U_{c0} + U_{bc}$  解出

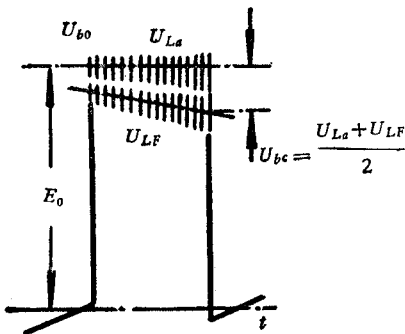


图 9 Fig. 9

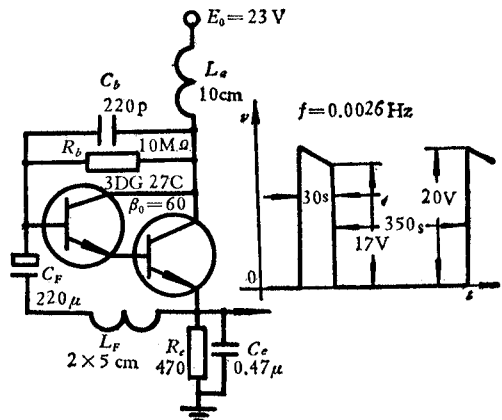


图 10 Fig. 10



$$u_{L_F(p-p)} = \frac{2 \left[ \frac{E_0 R_i}{R_e + R_i} - (0.6 - 0.7V) \right]}{1 + \frac{L_a}{L_F} - \frac{2}{\pi}} \quad (12)$$

图 6 的实验值和理论值列在表 1 中, 此时取  $R_i = 360\Omega$ , 引线电感为  $10\text{nH/cm}$ ,  $b, e$  阈电压为  $0.6V$ .

如需把复合振荡器的下限频率扩展 1—2 个数量级可采用复合管电路 (图 10), 其中  $R_b$  可高达  $20M\Omega$  尚能工作, 下限频率为  $0.0005\text{Hz}$ .

### 2. 共集式复合振荡器

图 11 即这种振荡器. 工作原理类似电压并联反馈式, 但负阻振荡频率接近晶体管的频率  $f_T$ , 脉冲上升时间接近晶体管的开启时间  $t_{0n}$ , 但脉冲顶部附有高频. 改变  $R_b$  和  $C_F$ , 脉冲频率可从  $0.1\text{Hz} - 300\text{KHz}$  连续变化.

如果用集中参数的电感代引线电感  $L_F$  (图 12), 由于电感上电流不能突变,  $L_F$  选择适当可得正弦波. 如按图中所给  $L_F$  和  $C_F$  的数值进行比例变化, 频率可从  $0.1\text{Hz} - 1\text{MHz}$  连续变化.  $R_L C_0$  是滤波元件.

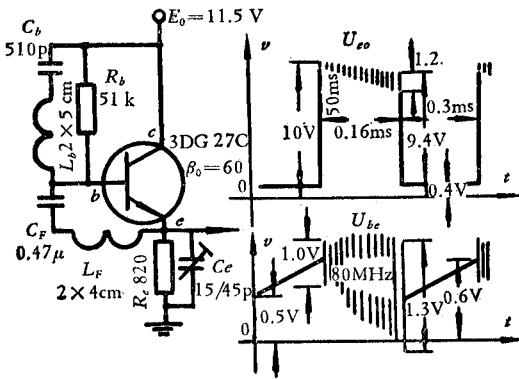


图11 Fig.

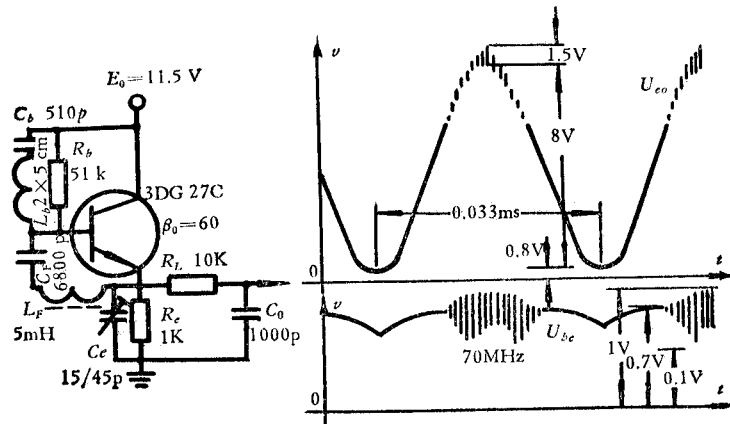


图 12 Fig. 12

### 3. 综合反馈式复合振荡器

这种电路是为了消除输出端电容对脉冲上升时间的影响而设计的. 按 (7) 式选图 13 的参数, 如图 14 的示波图所示, 脉冲前沿为  $4\text{ns}$  (扣除  $100\text{MHz}$  示波器本身的上升时间, 则前沿为  $3\text{ns}$ ), 已突破了晶体管的开启时间  $t_{0n}$  大于  $10\text{ns}$  的限制 (因为现在工作在特殊的高频状态). 由于  $c_b, L_F$  和  $L_a$  很小, 负阻振荡频率很高,  $250\text{MHz}$  高频的自动衰减使输出端看不到高频毛刺. 电源电压从晶体管的  $BV_{ceo} = 12\text{V}$  变到  $2\text{V}$  都能工作. 脉冲频率能从  $0.04\text{Hz}$  ( $R_b = 1M\Omega, C_F = 440\mu\text{F}$ ) 连续变到

2MHz( $R_b = 68k\Omega$ ,  $c_F = 220pF$ )。这种复合振荡器线路简单(仅两个电阻、两个电容、一个晶体管)、频率范围和脉冲宽度的调节范围宽、脉冲前沿陡,这些是任何反馈型振荡器无法比拟的;但这些指标又低于某些特殊的负阻振荡器。

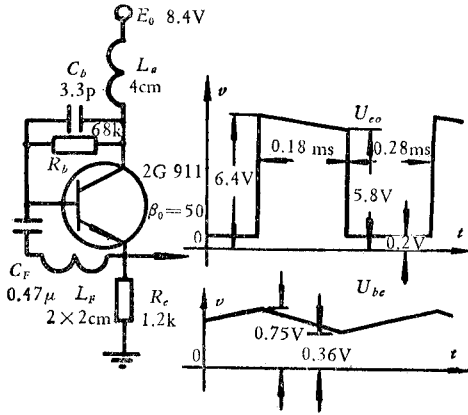


图 13 Fig. 13

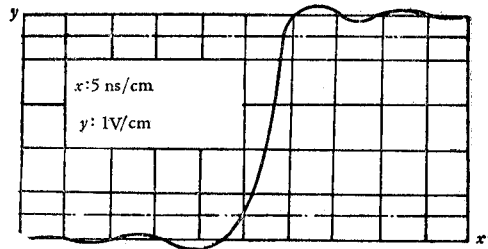


图 14 Fig. 14

复合振荡器的频率稳定性不如反馈振荡器。由图 8 可知,晶体管的关闭时间由放电时间常数  $\tau = \frac{h_{11}c_F R_b}{R_b + \beta_0 R_c + h_{11}}$  决定,而

$$h_{11} = \frac{u_{L_F(p-p)} - (0-0.1V)}{2\Delta_E} \beta_0 R_c$$

很大。这表明关闭前夕似通非通,从而脉冲后沿将晃动。可减小  $R_b$  和  $R_c$  以限制晃动,但也会带来别的问题。最佳的解决办法是提高频率—负阻振荡频率,因频率愈高,  $u_{L_F(p-p)}$  愈小,  $h_{11}$  亦减小,从而  $h_{11}$  过大所造成的不稳定因素也减小。这种做法还能缩短脉冲上升时间,因此是最佳的办法。以图 13 为例,晃动引起的频率变化小于 0.2%,如同时将  $R_c$  减小到  $500\Omega$ ,则示波器上看不到晃动,频率变化小于 0.1%。

利用以上的设计方法不难做出各种共射式、共基式复合振荡器,甚至也可利用场效应管的频率—负阻效应做振荡器<sup>[5-8]</sup>。

### 四、结 论

上述振荡器的原理、特性、优缺点等都表明复合振荡器属于反馈振荡器与负阻振荡器之间的第三种类型振荡器。由于它特别简单、容易设计、容易振荡,尤其是在高速、超低频方面的优点使它有可能得到实际应用,使一般的放大晶体管得到更充分的利用。

### 参 考 文 献

[1] C. D. Todd, Semiconductor Products, 5(1962), 24.  
 [2] C. D. Todd, Semiconductor Products, 6(1963), 25.  
 [3] R. Y. Gopala, Electronic Engineering, 3(1974), 15.

- [4] F. H. Tooker, *Electronics World*, **6**(1969), 33.
- [5] J. H. Wujek, *Electronics World*, **5**(1967), 32.
- [6] 池原典利等著, 晶体管电路设计翻译组译, 晶体管电路设计, 国防工业出版社, 1970年, 第167页.
- [7] 喻正元, 电子测量技术, 1977年, 第5期, 第1页.
- [8] 喻正元, 电子测量技术, 1979年, 第6期, 第1页.

## FREQUENCY—NEGATIVE RESISTANCE EFFECT AND COMBINATION OSCILLATOR

Yu Zheng-yuan

*(Nanchang Institute of Aeronautics)*

In this paper, making use of the rotatory transform, the negative resistance conditions of five typical amplifiers are determined. Using the phenomena of combination oscillation existing only in the negative resistance effect, we obtained the results of spreading the oscillatory band and of amplifying the amplitude. Thereby it indicates the fact that there is a third oscillatory type oscillator, between feedback oscillator and negative resistance oscillator which has actual usability.