

高频检波器线性度的测量与设计*

赵建奇

(西安导航技术研究所)

一种常用的典型检波器电路如图1所示。该电路的电压响应特性曲线底部有弯曲见图2。若用这种检波器来检测高频脉冲信号,有可能严重地影响测量脉冲包络各参量的精度。图3示出了输入高频信号为钟形调制时的失真情况。

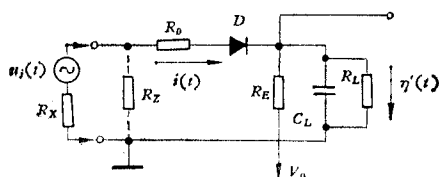


图1 高频检波器电路

Fig.1 Circuit of the high frequency detector

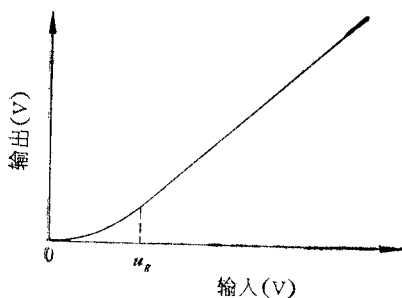


图2 检波器电压响应特性

Fig.2 Voltage response characteristic of detector

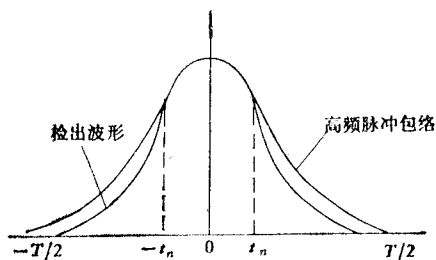


图3 检波器引起的波形失真

Fig.3 Distorted waveform by a detector

(一) 线性度的测量

检波器线性度的动态测量,可以采用先分别测量输入的高频脉冲信号和检出的视频脉冲信号的频谱分布,然后进行比较的方法。设输入的高频脉冲信号为:

$$u_i(t) = \begin{cases} u_m \eta(t) e^{j\omega_c t}, & \left(-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}\right); \\ 0 & \left(|t| > \frac{T}{2}\right); \end{cases} \quad (1)$$

式中, $\eta(t)$ 为调制包络函数, ω_c 为高频信号角频率, T 为包络脉冲底宽。其振幅频谱分布

* 1982年7月1日收到。

函数可写为:

$$F_c(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} u_m \eta(t) e^{j(\omega_c - \omega)t} dt. \quad (2)$$

显然, 检波器无失真时, 输出的视频脉冲信号的振幅频谱分布应为:

$$F_L(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-T/2}^{T/2} u_m \eta(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (3)$$

从(2)、(3)式可见, 它们表示的频谱分布的规律完全相同. 考虑图 2 和图 3 所示的实际情况, 并设输入信号的电压幅度满足:

$$u_m \eta(t) \geq u_g, \quad (-t_n \leq t \leq t_n); \quad (4)$$

u_g 为检波器的阈值电压(见图 2). 设输出的包络函数为 $\eta'(t)$, 则:

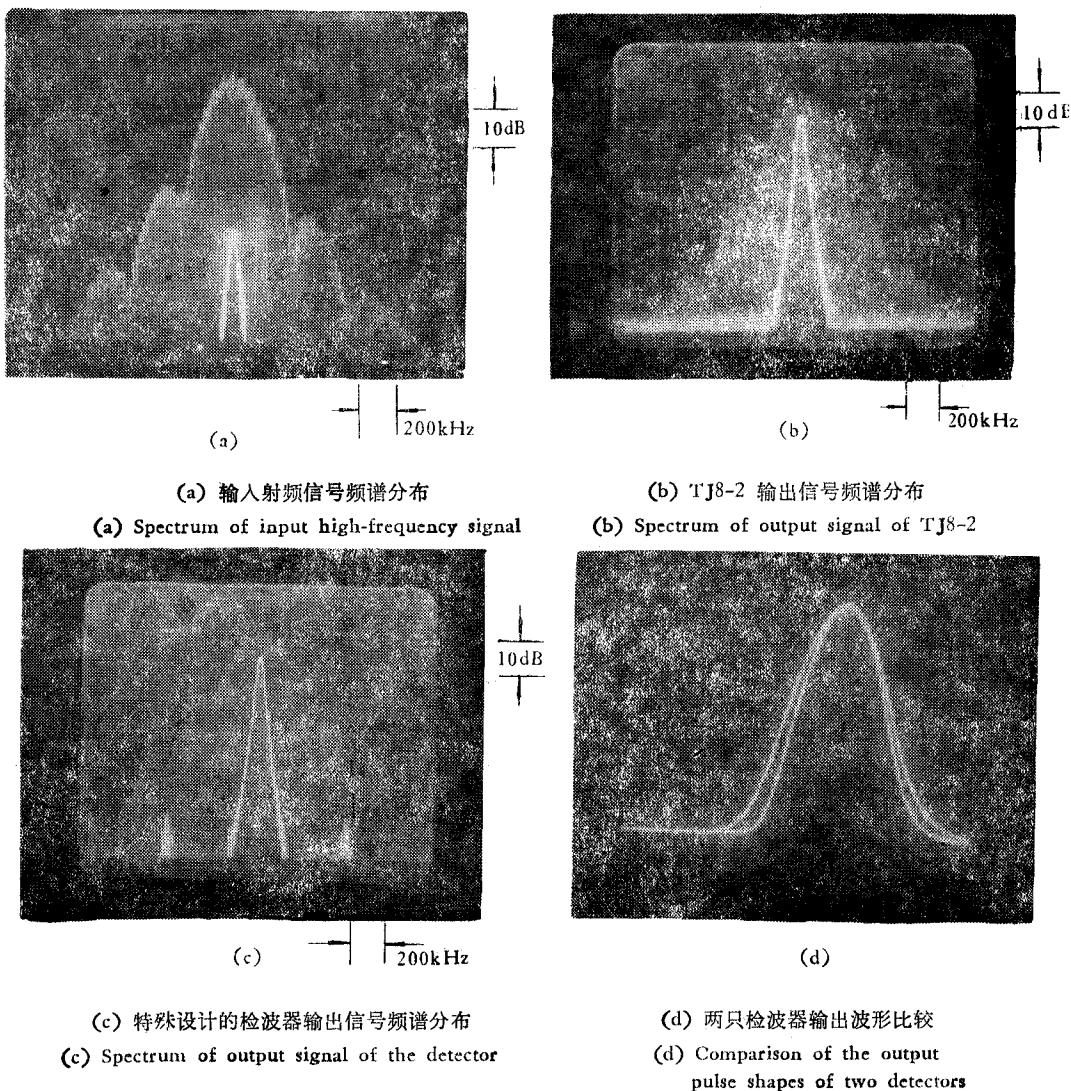


图 4 Fig. 4

$$\eta'(t) = \begin{cases} k_1 u_m^2 \eta^2(t), & (T/2 \geq |t| > t_n); \\ k_2 u_m \eta(t), & (-t_n \leq t \leq t_n); \end{cases} \quad (5)$$

式中, k_1, k_2 为常数. 相应的频谱分布函数可写为

$$F'_L(\omega) = \frac{k_2}{2\pi} \int_{-t_n}^{t_n} u_m \eta(t) e^{-j\omega t} dt + \frac{k_1}{\pi} \int_{t_n}^{T/2} u_m^2 \eta^2(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (6)$$

t_n 趋近于 $T/2$ 时, (6) 式第二项趋近于零, 检波器无失真, $F'_L(\omega) = F_L(\omega)$. 当有失真时, (6) 式与 (3) 式分别表示不同的频谱分布. 对于特定频偏 ω_0 , (6) 式表示的振幅值 $F'_L(t_n)$ 为 t_n 的函数. 这种情况已经在实验中得到证实. 包络因子 $\eta(t)$ 和 ω_0 确定时, 此值 $F_L(\omega_0)/F'_L(\omega_0, t_n)$ 便可确定, 并且可从频谱仪上直接读出. 对两种性能不同的 L 波段检波器测试的结果进行比较, 如图 4(a)–(d) 中所示. 图 4(b) 为 TJ8-2 型检波器; 图 4(c) 为按下述方法特别设计的检波器(输入都是 6mW 的信号.)

(二) 电路分析

设输入高频信号的角频率为 ω_c . 为简化问题, 将其波形等效为三角波, 如图 5 所示. 二极管 D 的 V - I 特性以下式描述^[1]:

$$i = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{nkT}\right) - 1 \right], \quad (7)$$

式中, n 为理想因子, q 为电子电荷, k 为波尔兹曼常数, T 为绝对温度. 同时认为一个高频周期内 $\eta(t)$ 为一不变值 η ($0 \leq \eta \leq 1$). 令

$$\alpha = u_m/t_m, \quad (8)$$

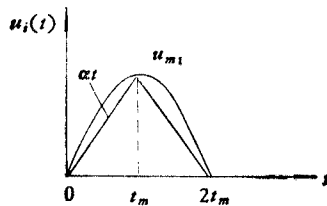


图 5 Fig. 5

其中, $t_m = \pi/4\omega_0$. 图 1 所示电路的电压方程式为: (R_L 略去不计)

$$iR'_0 + \frac{1}{g} \ln \left[1 + \frac{i}{I_s} \right] + \frac{1}{c_L} \int_0^t i dt = \eta \alpha t + V_0, \quad (9)$$

式中, V_0 为 $t = 0$ 时, 电容两端的保持电压, $R'_0 = R_0 + R_x$, $g = q/nkT$. (9) 式两边微分后得:

$$\left[I_s R'_0 + \frac{1}{gI} \right] \frac{dI}{dt} - \frac{I_s}{c_L} [\beta - I] = 0, \quad (10)$$

$$\text{式中, } I = (i/I_s) + 1 \quad \beta = (\eta \alpha c_L / I_s) + 1 \quad (11)$$

设 t_0 时刻二极管导电, 在初始条件 $t' = t - t_0$, $i = 0$, $I = 1$ 下, 得特解为:

$$e^{-t'/R'_0 c_L} = I^{-1/\psi} \left(\frac{\beta - I}{\beta - 1} \right)^{\frac{\psi+1}{\psi}}, \quad (12)$$

式中

$$\phi = \beta R'_0 g I_s. \quad (13)$$

当 η 的取值使得 $\phi \gg 1$ 时, (12) 式中的幂 $\frac{\phi + 1}{\phi} \approx 1$. 则解得回路电流 $i(t)$:

$$i(t') \approx \eta(t) \alpha c_L (1 - e^{-t'/R'_0 c_L}). \quad (14)$$

设电流极大值出现时刻为 t_m , 令 $t' = t_m - t_0$, 代入(14)式则有:

$$i(t_m - t_0) \propto \alpha c_L \eta(t). \quad (15)$$

该结果说明, 回路电流包络仅为调制因子 $\eta(t)$ 的函数, 与二极管 D 的特性无关. 检出的包络信号便无失真地反映了实际的调制情况. 可知此时 $\eta(t)$ 的取值应满足条件:

$$\eta \gg \frac{\pi}{2\omega_c \mu_m c_L R'_0 g}. \quad (16)$$

如果输入信号调制加深, η 减小到使 $\phi \approx 1$, 则 $i(t)$ 的表达形式将偏离(14)式和(15)式所给出的关系. 将(12)式重写为:

$$I^{\frac{1}{\phi+1}} (\beta - 1) e^{-\frac{\psi}{\phi+1} \frac{t'}{R'_0 c_L}} = \beta - I, \quad (17)$$

并将 $\phi \approx 1$ 代入(17)式, 可得一二次方程式:

$$I'^2 + I'(\beta - 1)e^{-t'/2R'_0 c_L} - \beta = 0,$$

式中, $I' = I^{1/2}$. 考虑一般情况 $t' < R'_0 c_L$, 简化了的方程的根为:

$$I' \approx \frac{(\beta - 1)(1 - e^{-t'/R'_0 c_L})}{2} + 1 \quad (18)$$

或

$$i \approx \left[\frac{\eta \alpha c_L (1 - e^{-t'/R'_0 c_L})}{2} \right]^2. \quad (19)$$

与(14)式相比较可知, 对应于 $\phi \approx 1$ 的小信号条件, 检波回路电流亦满足平方律的关系.

可以证明, $t > t_m$ 时, $i(t)$ 便开始下降. 设 $t = t_f$ 时, 二极管 D 截止, 电路进入 $c_L R_L$ 的放电状态. 放电过程维持到下一射频周期开始时为止. D 作为一种非线性元件退出电路. 正确选择 $c_L R_L$ 的数值, 可使该放电过程对信号波形严格跟踪.

综上所述, ω_c 恒定时, 检波回路电流与电容 c_L 成正比. 加大 c_L 的数值, 选用 g 值较高 (n 值较小) 的二极管, 提高信号源内阻 R_s , 且适当加大输入射频信号电压的幅值, 可大大降低满足(16)式的条件, 从而有效地扩大检波器的线性工作范围. 有关的分析已证明了, n 值不同的二极管特性存在较明显的差别^[1]. 且肖特基二极管和一般点接触二极管的 n 值分别约为 $(1.06)^2$ 和 $2.0^{[2]}$. 性能差的点接触二极管的 n 值可能会大得多.

(三) 线性度的设计

检波器线性度的设计, 亦即所允许的平方律失真范围的确定. 设允许的平方律失真范围为 $t_n < t \leq T/2$, t_n 时刻调制因子的数值为 $\eta(t_n)$. 那么, $\eta(t_n)$ 应满足(16)式所给关系:

$$\eta(t_n) \gg \frac{\pi}{2\omega_c \mu_m c_L R'_0 g}. \quad (20)$$

设一常数 B , ($B \geq 10$), (20) 式可化为等式:

$$c_L R'_0 g = \frac{B\pi}{2\omega_c u_m \eta(t_n)} \quad (21)$$

由(21)式,即可确定 c_L , g , 以及 u_m 的数值. 要 R'_0 增大实际上只有通过选择高阻抗的信号传输系统来实现. 通过相反的过程,可求得已知电路参数的检波器阈值电压 V_g 的数值,从而进一步求得检波器引入的频谱失真以及确定对信号测量数据的误差量.

计算实例: 已知 TJ3 型检波器采用点接触二极管 2DV19, $R_x = \infty$, $c_L = 10\text{pF}$, $R_0 \approx 0$, $R_x = 50\Omega$, $g = 19.5\text{V}^{-1}$, $R_L = 1.1\text{k}\Omega$, $\omega_c = 1000\text{MHz}$, 代入(21)式得:

$$u_m \eta(t_n) = \frac{10\pi}{2 \times 2\pi \times 10^9 \times 10^{-11} \times 50 \times 19.5} \approx 0.257.$$

如果 u_m 取单位值, 该结果意味着检波器线性区的最低 η 值为 0.257. 与该 η 值对应的阈值电压 $V_g \approx 0.257u_m = 0.257\text{V}$. 电路参数确定以后, 乘积 $\eta(t_n)u_m$ 为一恒量. 如果 c_L 取值 25pF , 且选用肖特基二极管 2CV1C 为电路非线性元件, 乘积 $\eta(t_m)u_m$ 便可降低为原来的 $1/4$, 即 $u_m \eta(t_n) \approx 0.065$. 实测的结果如图 6 所示, 与计算值大体一致.

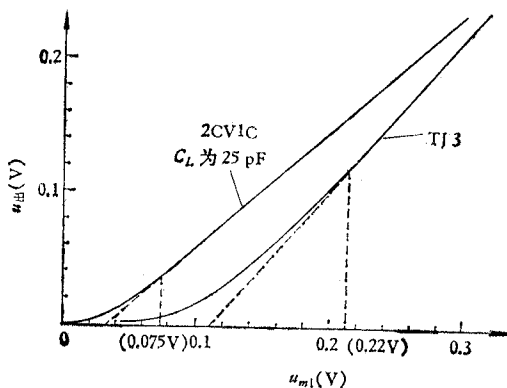


图 6 采用不同方法设计的两种检波器的电压响应特性

Fig.6 Voltage response characteristic curves of two detectors designed in different ways

参 考 文 献

- [1] M. V. Schneider, *IEEE Trans. on MTT*, MTT-28(1980), 1169.
 [2] H. V. Shurmer, *Microwave Semiconductor Devices*, Pitman Publishing, 1971, p. 95.

THE MEASUREMENT AND DESIGN OF THE LINEARITY OF A HIGH-FREQUENCY DETECTOR

Zhao Jianqi

(Xian Research Institute of Navigation Technology)

The problems of non-linear voltage response of the high-frequency detector are analysed and discussed. And also, the methods of dynamical detecting of the linearity of a detector and the quantitative design of its linearity are presented.