

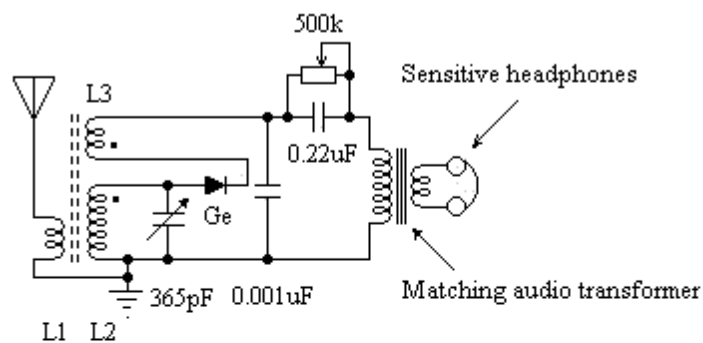
降低矿石收音机检波二极管损耗的研究

Ramón Vargas Patrón

rvargas@inictel-uni.edu.pe

INICTEL-UNI

高性能矿石无线电接收机的当前设计技术要求在这些无线电的射频、检波和音频部分使用高质量的部件，以及整体良好的天线接地系统。音频端必须配备灵敏的磁性或压电式耳机、低损耗音频匹配变压器和 R-C 均衡网络或“bennies”（译注：[苯甲酸，指治疗多种健康问题的灵丹妙药](#)）。射频级需要高 Q 线圈和低损耗的固定或可变电容器。值得注意的是，在许多短波矿石收音机设计中，变容二极管被广泛用作可变类型电容器的替代品。另一方面，检波二极管应该是高质量的灵敏类型，通常是为射频作业而优化的锗器件，即具有较小的反向电流和改进的检波效率。在检波阶段采用肖特基势垒二极管据称拥有非常好的性能[1]，尽管这需要使用相当昂贵的大匝数比音频匹配变压器，以优化到操作者耳机的功率传输。



L1 = 4 turns - 1cm from L2's cold end

L2 = 240uH

L3 = 1/6 of the number of turns of L2

Wind L3 over L2's cold end.

Connect L3 as to enhance selectivity.

All coils wound on a suitable ferrite rod

Fig.1 Crystal set with enhanced selectivity

一个只使用无源电路元件的简单反馈技术，可以提高一个便宜的低质量的锗检波二极管的效率。对于这种方法，射频能量经检波得到的的一小部分被引导回调谐的 LC 电路，与输入信号同相，从而增加了负载槽路的 Q 值。作者最近在一个铁氧体天线的简单矿石装置中研究和测试了这种微妙之处，使用了一些在备件盒中常见的锗二极管。实验结果表明，在接收机的调谐特性的改进后，检波二极管的损耗减少。在使用反馈之前，所有测试的二极管都给出了广泛的调谐响应，在使用反馈之后，选择性显著提高。

图 1 所示为作者所采用的改进型矿石接收机的原理图。在包含 L3 的电路中可以观察到存在无源反馈环。这个线圈作为回授线圈缠绕在 L2 的冷端，将与射频感应电流具有同频率和同相位的射频检得电流反馈给调谐槽路。载波频率的等效电路如图 2 所示，其中 $v_A(t)$ 和 $v_K(t)$ 分别是二极管的阳极和阴极对地的电势。

肖克利的二极管方程指出：

$$i_D = I_s \left(e^{\frac{v_D}{nV_T}} - 1 \right) \quad \dots(1)$$

其中 i_D 是二极管的电流，单位为安培， v_D 是二极管的阳极-阴极电压降，单位为伏特， I_s 是以安培为单位的反饱和电流， n 是二极管的理想因子， V_T 为 0.026 伏， I_s 是一个比例因子，像如我们希望 i_D 的单位是微安的情况，只需让 I_s 使用相同的单位即可。

等式 (1) 可扩展为泰勒级数：

$$i_D = A_0 + A_1 v_D + A_2 v_D^2 + A_3 v_D^3 + \dots \quad \dots(2)$$

这里

$$v_D = v_A(t) - v_K(t) \quad \dots(3)$$

且 A_0 、 A_1 、 A_2 、 A_3 ……是常数，其值为：

$$\begin{aligned}
 A_0 &= 0 \\
 A_1 &= \frac{I_S}{nV_T} \\
 A_2 &= \frac{I_S}{(nV_T)^2} \cdot \frac{1}{2!} \\
 A_3 &= \frac{I_S}{(nV_T)^3} \cdot \frac{1}{3!} \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots
 \end{aligned}$$

系数 A_1 是在载波频率上负责调谐槽路的射频负载，等于 $v_0=0$ 时二极管的电导或过零电导。另一方面，系数 A_2 负责进入射频信号的调幅波平方律解调。

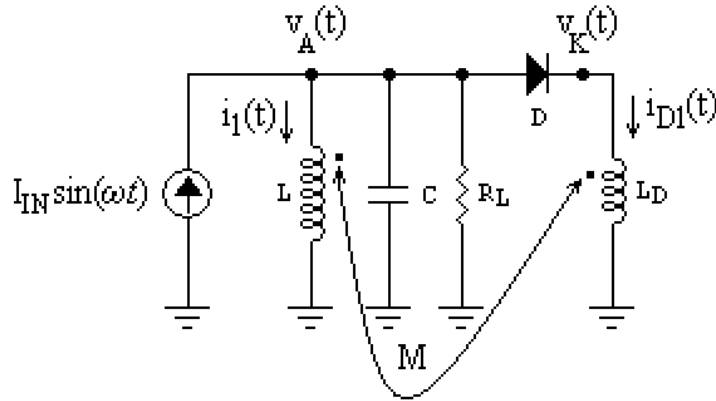


Fig.2 Equivalent circuit at carrier frequencies

在图 2 中， $I_{IN}\sin(\omega t)$ 是由通过无线电波而产生的射频信号电流，并驱动调谐槽路。电阻 R_L 表示调谐电路的并联射频损耗。 M 是存在于线圈 L 和 L_D 之间的互感 (L 和 L_D 分别代表 L_2 和 L_3)。我们感兴趣的是二极管电流的基频分量，即载波频率分量 $i_{D1}(t)$ 。因此，我们可以这样写：

$$i_{D1}(t) = A_1 v_D = A_1 [v_A(t) - v_K(t)] \quad \dots(4)$$

在频域中:

$$I_{D1}(j\omega) = A_1 V_A(j\omega) - A_1 V_K(j\omega) \quad \dots(5)$$

从图 2 看:

$$I_{IN}(j\omega) = I_1(j\omega) + V_A(j\omega) \cdot \left(j\omega C + \frac{1}{R_L} \right) + I_{D1}(j\omega) \quad \dots(6)$$

$$V_A(j\omega) = I_1(j\omega) \cdot j\omega L + I_{D1}(j\omega) \cdot j\omega M \quad \dots(7)$$

且:

$$V_K(j\omega) = I_{D1}(j\omega) \cdot j\omega L_D + I_1(j\omega) \cdot j\omega M \quad \dots(8)$$

替换等式 (7) 和 (8) 到等式 (5) :

$$\begin{aligned} I_{D1}(j\omega) &= A_1 I_1(j\omega) \cdot j\omega L + A_1 I_{D1}(j\omega) \cdot j\omega M - A_1 I_{D1}(j\omega) \cdot j\omega L_D - A_1 I_1(j\omega) \cdot j\omega M \\ &= A_1 I_1(j\omega) \cdot j\omega (L - M) + A_1 I_{D1}(j\omega) \cdot j\omega (M - L_D) \end{aligned}$$

则

$$I_{D1}(j\omega) \cdot [1 - A_1 j\omega (M - L_D)] = A_1 I_1(j\omega) \cdot j\omega (L - M)$$

且

$$I_{D1}(j\omega) = \frac{A_1 I_1(j\omega) \cdot j\omega (L - M)}{1 - A_1 j\omega (M - L_D)} \quad \dots(9)$$

将 $I_{D1}(j\omega)$ 代入等式(7)中:

$$\begin{aligned}
V_A(j\omega) &= I_1(j\omega) \cdot j\omega L + \frac{A_1 I_1(j\omega) \cdot j\omega(L-M)j\omega M}{1 - A_1 j\omega(M - L_D)} \\
&= I_1(j\omega) \cdot j\omega L - \frac{A_1 I_1(j\omega) \cdot \omega^2(L-M)M}{1 - A_1 j\omega(M - L_D)} \\
&= I_1(j\omega) \cdot \frac{A_1 \omega^2(M^2 - LL_D) + j\omega L}{1 - A_1 j\omega(M - L_D)} \\
&= I_1(j\omega) \cdot \frac{A_1 \omega^2 LL_D(k^2 - 1) + j\omega L}{1 - A_1 j\omega(M - L_D)}
\end{aligned}$$

其中 $M^2 = k^2 LL_D$, $k = L$ 和 L_D 的耦合系数。

则

$$I_1(j\omega) = V_A(j\omega) \cdot \frac{[1 - A_1 j\omega(M - L_D)]}{A_1 \omega^2 LL_D(k^2 - 1) + j\omega L} \quad \dots(10)$$

代入到等式 (9) :

$$I_{D1}(j\omega) = V_A(j\omega) \cdot \frac{A_1 j\omega(L - M)}{A_1 \omega^2 LL_D(k^2 - 1) + j\omega L} \quad \dots(11)$$

如果 $A_1 \omega L_D(1 - k^2) \ll 1$, 则

$$I_1(j\omega) = V_A(j\omega) \cdot \frac{[1 - A_1 j\omega(M - L_D)]}{j\omega L} \quad \dots(12)$$

等式 (11) 简化为:

$$I_{D1}(j\omega) = V_A(j\omega) \cdot A_1 \left(1 - \frac{M}{L}\right) \quad \dots(13)$$

与等式 (5) 比较, 得:

$$V_K(j\omega) = V_A(j\omega) \cdot \frac{M}{L} \quad \dots(14)$$

替换等式 (12) 和 (13) 到等式(6):

$$\begin{aligned} I_{IN}(j\omega) &= V_A(j\omega) \cdot \frac{[1 - A_1 j\omega(M - L_D)]}{j\omega L} + V_A(j\omega) \cdot \left(j\omega C + \frac{1}{R_L} \right) + V_A(j\omega) \cdot A_1 \left(1 - \frac{M}{L} \right) \\ &= V_A(j\omega) \cdot \frac{(1 - \omega^2 LC) + j\omega L \left[A_1 \left(1 - \frac{M}{L} \right) + \frac{1}{R_L} - \frac{A_1(M - L_D)}{L} \right]}{j\omega L} \end{aligned}$$

在谐振时

$$1 - \omega^2 LC = 0$$

可得

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \dots(15)$$

调谐电路在 ω_R 的导纳为:

$$\begin{aligned} Y(j\omega_R) &= \frac{I_{IN}(j\omega_R)}{V_A(j\omega_R)} = A_1 \left(1 - \frac{M}{L} \right) + \frac{1}{R_L} - A_1 \left(\frac{M - L_D}{L} \right) \\ &= A_1 \left(1 - 2\frac{M}{L} + \frac{L_D}{L} \right) + \frac{1}{R_L} \\ &= A_1 \left(1 - 2k\sqrt{\frac{L_D}{L}} + \frac{L_D}{L} \right) + \frac{1}{R_L} \end{aligned}$$

如果 $k \approx 1$:

$$Y(j\omega_R) = G(\omega_R) \approx A_1 \left(1 - \sqrt{\frac{L_D}{L}} \right)^2 + \frac{1}{R_L} \quad \dots(16)$$

那么，谐振时二极管的电导为：

$$G_D = A_1 \left(1 - \sqrt{\frac{L_D}{L}} \right)^2 \quad \dots(17)$$

由于二极管的过零电阻值，较小的 G_D 意味着调谐电路中的并联损耗减小。

我们得出的结论是，矿石接收器中的无源正反馈作用是通过因子 $\left(1 - \sqrt{\frac{L_D}{L}} \right)^2$ 来减少检波二极管的损耗，并且在等效模型有效的频率范围内，它不会改变调谐电路的谐振角频率

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{LC}}。$$

参考资料

[1]Tongue,Ben.Crystal Radio Set Systems:Design,Measurement and Improvement-Practical considerations,helpful definitions of terms and useful explanations of some conceptsusedinthissite.

http://www.bentongue.com/xtalset/0def_exp/0def_exp.html (seen on May 10th 2009)

RamónVargasPatrón

rvargas@inictel-uni.edu.pe

Lima-Peru,SouthAmerica

May10th

2009