

超声同步检波报警器

方之炳 王志祥 王富堂 向大威

(中国科学院东海研究站)

一、引言

超声同步检波报警器就是利用同步检波原理做成的一种超声报警器。其原理如方块图 1 所示,这是一种适合于密闭仓室内使用的高灵敏度入侵报警器。它由单频信号发生器、发射换能器、接收换能器、选频接收机、同步检波电路、高通滤波以及报警电路构成。

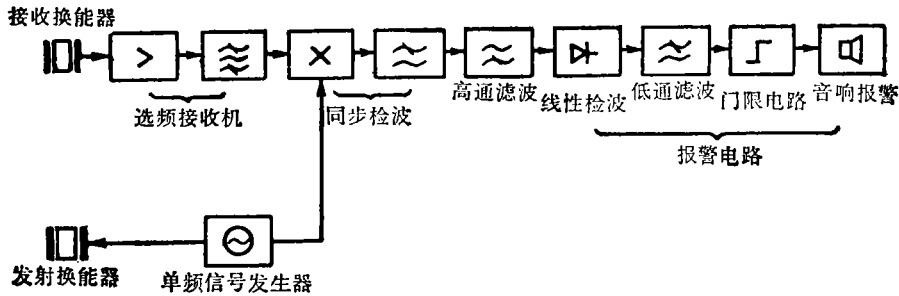


图 1 超声同步检波报警器原理性方块图

发射换能器既可用作把信号转换为声信号向仓室发射超声波,又可作为单频信号发生器的振荡元件,使发射的频率始终跟踪着换能器的谐振频率。

接收换能器的谐振频率完全与发射换能器一致。它把接收到的超声波转换成电信号送入选频接收机。此时,接收到的信号有仓室内的静目标回波、宽带的环境噪声以及运动入侵者引起的声场扰动信号。静目标回波信号的频率与发射换能器发射频率完全一致。宽带环境噪声经选频接收后,成为窄带噪声。动目标的扰动仅是对发射的超声振荡的一种低频调制,或者同时还引入多普勒频移。

同步检波电路由混合型乘法器,单频信号发生器及低通滤波器组成。经过同步检波后,静目标回波以直流形式出现,动目标回波以及窄带噪声以低频形式出现。经高通滤波去除直流的静目标回波,送往具有一定门限电平的报警电路。在无入侵者时,由窄带噪声产生的低频信号低于门限电平,因此不引起报警。而在有入侵者时,低频信号超过门限电平,从而引起报警。

本文在窄带信号的假设条件下分析同步检波的性能。并对关键部件,实验结果以及应用作一扼要的介绍。

二、分析的假设条件和系统的方块图

1. 由于选频接收机的频带仅在中心频率附近的一个窄带内,故对本系统在窄带假设的条件下按图 2 所示的简化方块图进行分析。

2. 在无人入侵时,图 2 中的输入端仅有静目标的回波 $S(t)$ 和宽带环境噪声 $n(t)$ 。
3. 当有人入侵时,图 2 中的输入端除了有上述二个输入外,还有动目标产生的输入信号 $m(t)$ 。

4. 设三种输入相互独立。

5. 设噪声是具有零均值、平稳的、窄带白高斯噪声。

6. 设动目标产生的输入信号也是高斯的,零均值实的窄带平稳随机过程。

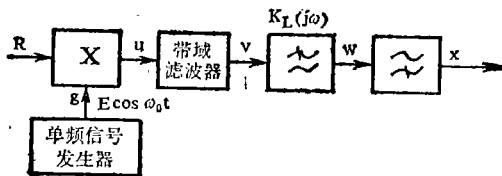


图 2 系统简化方块图

本文着重分析的是同步检波的性能,至于线性检波级以后的报警电路的性能分析则在多种经典著作中常有介绍,故本文中不再赘述。现将线性检波级前的系统简化方块图示於图 2

三、X 点和 R 点自功率谱密度的关系

1. 根据假设 6,则在图 2 输入端上由动目标产生的窄带输入信号 $m(t)$ 可表示为^[1],

$$m(t) = A(t)\cos\omega_0 t - B(t)\sin\omega_0 t \quad (1)$$

其中 $A(t)$ 和 $B(t)$ 是一对正交分量。并令 R 点由动目标产生的输入信号的自功率谱密度为 $S_{Rm}(\omega)$ 。

而 $g(t)$ 是单频信号发生器产生的单频信号,它为

$$g(t) = E\cos\omega_0 t \quad (2)$$

据附录可知二个信号相乘后经带域滤波得到的输出为

$$V_m(t) = \frac{1}{2} R_e[m_p(t) \cdot g_p^*(t)] \quad (3)$$

式中 $m_p(t)$ 是 $m(t)$ 的预包络, $g_p^*(t)$ 是 $g(t)$ 预包络之复共轭, $R_e(\cdot)$ 是取实部符号。而

$$m_p(t) = m(t) + \hat{m}(t) \quad (4)$$

式中 $\hat{m}(t) = H[m(t)]$, 即为 $m(t)$ 的希尔伯特变换。就是

$$\hat{m}(t) = A(t)\sin\omega_0 t + B(t)\cos\omega_0 t \quad (5)$$

而

$$g_p^*(t) = g(t) - j\hat{g}(t) \quad (6)$$

式中 $\hat{g}(t)$ 是 $g(t)$ 的希尔伯特变换。它为

$$\hat{g}(t) = E\sin\omega_0 t \quad (7)$$

把式(1)和(5)代入式(4)中,得

$$\begin{aligned} m_p(t) &= A(t)\cos\omega_0 t - B(t)\sin\omega_0 t + j[A(t)\sin\omega_0 t + B(t)\cos\omega_0 t] \\ &= [A(t) + jB(t)]e^{j\omega_0 t} \end{aligned} \quad (8)$$

把式(2)和式(7)代入式(6)中,得

$$g_p^*(t) = E\cos\omega_0 t - jE\sin\omega_0 t = Ee^{-j\omega_0 t} \quad (9)$$

把式(8)和式(9)代入式(3),得由动目标引起的在 V 点的输出

$$V_m(t) = \frac{1}{2} R_e\{[A(t) + jB(t)]e^{j\omega_0 t} \cdot Ee^{-j\omega_0 t}\} = \frac{E}{2} A(t)$$

$V_m(t)$ 的自相关函数为

$$B_{V_m V_m}(\tau) = \mathcal{E}\{V_m(t)V_m(t-\tau)\} = \frac{E^2}{4}\mathcal{E}\{A(t)A(t-\tau)\} = \frac{E^2}{4}B_{AA}(\tau) \quad (11)$$

式中 $B_{AA}(\tau) = \mathcal{E}\{A(t)A(t-\tau)\}$

$V_m(t)$ 的自功率谱密度为 $B_{V_m V_m}(\tau)$ 的富氏变换。

$$\begin{aligned} S_{V_m}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} B_{V_m V_m}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \frac{E^2}{4} \int_{-\infty}^{\infty} B_{AA}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \frac{E^2}{4} S_{AA}(\omega) \end{aligned} \quad (12)$$

式中 $S_{AA}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_{AA}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$

由於一个窄带过程的正交分量的自相关函数(2)为

$$\begin{aligned} B_{AA}(\tau) &= B_{Rm}(\tau) \cos\omega_0\tau + \widehat{B}_{Rm}(\tau) \sin\omega_0\tau \\ &= B_{Rm}(\tau) \frac{e^{j\omega_0\tau} + e^{-j\omega_0\tau}}{2} + B_{Rm}(\tau) \frac{e^{j\omega_0\tau} - e^{-j\omega_0\tau}}{2j} \end{aligned} \quad (13)$$

於是对应的功率谱密度 $S_{AA}(\omega)$ 应为

$$\begin{aligned} S_{AA}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} B_{AA}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} B_{Rm}(\tau) \cdot \frac{e^{j\omega_0\tau}}{2} \cdot e^{-j\omega\tau} \cdot d\tau \\ &+ \int_{-\infty}^{\infty} B_{Rm}(\tau) \frac{e^{-j\omega_0\tau}}{2} e^{-j\omega\tau} d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} \widehat{B}_{Rm}(\tau) \frac{e^{j\omega_0\tau}}{2j} \cdot \\ &\cdot e^{-j\omega\tau} d\tau - \int_{-\infty}^{\infty} \widehat{B}_{Rm}(\tau) \frac{e^{-j\omega_0\tau}}{2j} e^{-j\omega\tau} d\tau = \frac{1}{2} S_{Rm}(\omega - \omega_0) \\ &+ \frac{1}{2} S_{Rm}(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2j} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \widehat{B}_{Rm}(\tau) e^{-j(\omega - \omega_0)\tau} d\tau \right. \\ &\left. - \int_{-\infty}^{\infty} \widehat{B}_{Rm}(\tau) e^{-j(\omega + \omega_0)\tau} d\tau \right] \end{aligned} \quad (14)$$

据(2)中希尔伯特变换性质,知希尔伯特变换的富氏变换为:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \widehat{B}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = -jS(\omega)S_{gn}(\omega) \quad (15)$$

式中 $S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$

所以

$$S_{AA}(\omega) = \frac{S_{Rm}(\omega - \omega_0)}{2} [1 - S_{gn}(\omega - \omega_0)] + \frac{S_{Rm}(\omega + \omega_0)}{2} [1 + S_{gn}(\omega + \omega_0)] \quad (16)$$

由於 $S_{Rm}(\omega)$ 满足窄带假设条件,即满足

$$\begin{cases} S_{Rm}\omega = 0 & \omega > 2\omega_0 \\ S_{Rm}(\omega - \omega_0) = S_{Rm}(\omega_0 + \omega) & 0 < \omega < \omega_0 \end{cases} \quad (17)$$

式中表明,就正频率而言,谱密度是以载波频率为中心的偶函数。

将式(17)代入式(16),即可得

$$S_{AA}(\omega) = \begin{cases} 0 & \omega > \omega_0 \\ S_{Rm}(\omega - \omega_0) + S_{Rm}(\omega + \omega_0) & -\omega_0 < \omega < \omega_0 \\ 0 & \omega < -\omega_0 \end{cases} \quad (18)$$

亦即在区间 $-\omega_0 < \omega < \omega_0$ 内,有

$$S_{AA}(\omega) = 2S_{R_m}(\omega - \omega_0) = 2S_{R_m}(\omega + \omega_0) \quad (19)$$

将式(19)代入式(12)得到 $V_m(t)$ 的自功率谱密度为

$$S_{V_m} = \frac{E^2}{4} S_{AA}(\omega) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 2S_{R_m}(\omega - \omega_0) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 2S_{R_m}(\omega + \omega_0) \quad (21)$$

根据假设 6, 则在图 2 输入端上由动目标产生的输入信号 $m(t)$ 是窄带高斯的。它和它的希尔伯特变换, 由式(1)及式(5)可知, 表示为

$$\begin{cases} m(t) = A(t)\cos\omega_0 t - B(t)\sin\omega_0 t \\ \hat{m}(t) = A(t)\sin\omega_0 t + B(t)\cos\omega_0 t \end{cases} \quad (21)$$

式中 $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 的希尔伯特变换, 也就是说 $\hat{m}(t)$ 是 $m(t)$ 经过一个 90° 的移相器。据文献(3)知, 高斯过程通过线性网络输出仍是高斯的, 而 90° 移相器或希尔伯特变换分别是线性网络和线性变换, 故 $\hat{m}(t)$ 也是高斯的。

由 $m(t)$ 和 $\hat{m}(t)$ 的表达式联立可解得

$$\begin{cases} A(t) = m(t)\cos\omega_0 t + \hat{m}(t)\sin\omega_0 t \\ B(t) = \hat{m}(t)\cos\omega_0 t - m(t)\sin\omega_0 t \end{cases} \quad (22)$$

式(22)的雅可比行列式为

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{\partial A(t)}{\partial m(t)} & \frac{\partial B(t)}{\partial m(t)} \\ \frac{\partial A(t)}{\partial \hat{m}(t)} & \frac{\partial B(t)}{\partial \hat{m}(t)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\omega_0 t & -\sin\omega_0 t \\ \sin\omega_0 t & \cos\omega_0 t \end{vmatrix} = 1 \quad (23)$$

所以 $A(t)$ 的概率分布函数为

$$P[A(t)] = |J| P[m(t)\hat{m}(t)] = P[m(t)\hat{m}(t)] \quad (24)$$

据文献(2)和假设 6 可知一个平稳的窄带随机过程有

$$R_{m\hat{m}}(0) = R_{\hat{m}m}(0) = 0$$

所以在同一时刻 $m(t)$ 和 $\hat{m}(t)$ 是不相关的, 所以 $A(t)$ 的概率分布函数为

$$P[A(t)] = P[m(t)]P[\hat{m}(t)] \quad (25)$$

由於 $m(t)$ 及 $\hat{m}(t)$ 均满足高斯分布, 又因为二个高斯分布的乘积仍为高斯分布, 所以 $A(t)$ 满足高斯分布。由式(10)显见, $V_m(t)$ 也满足高斯分布。

2. 同样, 图 2 输入端上的窄带噪声可表示为

$$n(t) = C(t)\cos\omega_0 t - D(t)\sin\omega_0 t \quad (26)$$

利用前面相同的方法, 同样可以推得

$$\left\{ \begin{aligned} V_n(t) &= \frac{E}{2} C(t) \end{aligned} \right. \quad (27b)$$

$$\left\{ \begin{aligned} S_{V_n}(\omega) &= \left(\frac{E}{2}\right)^2 S_{CC}(\omega) \end{aligned} \right. \quad (27a)$$

在窄带假设条件下, 同理可得

$$S_{V_n}(\omega) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 2S_{R_n}(\omega - \omega_0) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 2S_{R_n}(\omega + \omega_0) \quad (28)$$

以及 $n(t)$ 是窄带高斯噪声的假设下, $n(t)$ 以及 $\hat{n}(t)$ 均满足高斯分布, $C(t)$ 亦满足高斯分布。由式(27a)显见 $V_n(t)$ 亦满足高斯分布。

$$3. \text{ 在图 2 输入端上, 由静过目标产生的输入为 } S_R(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (29)$$

它和单频信号相乘后, 经过带域滤波器后的输出为

$$V_S(t) = \frac{1}{2} R_e[S_{Rp}(t) \cdot g_p^*(t)] = \frac{1}{2} R_e[Ae^{j(\omega_0 t + \varphi)} \cdot Ee^{-j\omega_0 t}] = \frac{E}{2} \cdot A \cos \varphi \quad (30)$$

$V_S(t)$ 的自相关函数为

$$B_{V_S V_S}(\tau) = \mathcal{E}\{V_S(t)V_S(t-\tau)\} = \left(\frac{1}{2} A E \cos \varphi\right)^2 = \left(\frac{E}{2}\right)^2 A^2 \cos^2 \varphi \quad (31)$$

所以静目标回波在 V 点的功率谱密度为

$$\begin{aligned} S_{V_S}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{E}{2}\right)^2 A^2 \cos^2 \varphi e^{-j\omega \tau} d\tau = 2\pi \delta(\omega) \cdot \left(\frac{E}{2}\right)^2 A^2 \cos^2 \varphi \\ &= \left(\frac{E}{2}\right)^2 2\pi A^2 \cos^2 \varphi \delta(\omega) \end{aligned} \quad (32)$$

4. 经低通滤波和高通滤波后 X 点的自功率谱密度

设低通滤波器和高通滤波器具有理想的矩形传输函数, 且分别为 $K_L(j\omega)$ 及 $K_H(j\omega)$

如果输入经过一个传输系数为 $F(j\omega)$ 的网络, 得到输出, 则在输入是广义平稳的假设下, 输入功率谱密度 $S_{in}(\omega)$ 与输出功率谱密度 $S_{out}(\omega)$ 间关系为,

$$S_{out}(\omega) = |F(j\omega)| S_{in}(\omega) \quad (33)$$

於是动目标对 X 点的功率谱密度的贡献应为,

$$S_{X_m}(\omega) = |K_L(j\omega)|^2 |K_H(j\omega)|^2 S_{V_m}(\omega) \quad (34)$$

若低通滤波器和高通滤波器所构成的带通滤波器所限定的频率范围远较 $S_{V_m}(\omega)$ 为宽, 则

$$S_{X_m}(\omega) \doteq S_{V_m}(\omega) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 S_{R_m}(\omega - \omega_0) \quad (35)$$

在 X 点处噪声的功率谱密度为

$$S_{X_n}(\omega) = |K_L(j\omega)|^2 |K_H(j\omega)|^2 S_{V_n}(\omega) \quad (36)$$

若高通滤波器的频率下限很接近频率原点, 则可忽略 $K_H(j\omega)$ 的影响, 於是,

$$S_{X_n}(\omega) \doteq |K_L(j\omega)|^2 S_{V_n}(\omega) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 |K_L(j\omega)|^2 2S_{R_n}(\omega - \omega_0) \quad (37)$$

静目标对 X 点的功率谱密度的贡献为 $S_{X_S}(\omega) = |K_L(j\omega)|^2 |K_H(j\omega)|^2 S_{V_S}(\omega)$

$$(38)$$

由於 $S_{V_S}(\omega) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 2\pi A^2 \cos^2 \varphi \delta(\omega)$, 它分布在高通滤波器 $K_H(j\omega)$ 下限频率的外面, 所以

$$\text{这个直流分量被滤除, 在 } X \text{ 点之后就不复存在, 即 } S_{X_S}(\omega) = 0 \quad (39)$$

四、输出信噪比

上节已讨论了动目标产生的功率谱密度, 噪声的功率谱密度以及静目标回波的功率谱密度在同步检波前后的关系。这样就很容易讨论同步检波后输出信噪比的增益。

为了讨论输出信噪比增益, 现举一个例子。

首先我们假设:

(1) 设由动目标产生的输入的总功率为 M , 其功率谱密度为 $S_{R_m}(\omega)$

$$S_{R_m}(\omega) = \begin{cases} S_0 & \omega_0 - 2\pi\left(\frac{B_m}{2}\right) \leq \omega \leq \omega_0 + 2\pi\left(\frac{B_m}{2}\right) \\ -\omega_0 - 2\pi\left(\frac{B_m}{2}\right) \leq \omega \leq -\omega_0 + 2\pi\left(\frac{B_m}{2}\right) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (40)$$

式中 B_m 是动目标所产生的信号带宽, $S_{R_m}(\omega)$ 如图 (3a) 所示。

(2) 设系统输入噪声总功率为 N , 其功率谱密度为 $S_{R_n}(\omega)$,

$$S_{R_n}(\omega) = \begin{cases} N_0 & \omega_0 - 2\pi\left(\frac{B_n}{2}\right) \leq \omega \leq \omega_0 + 2\pi\left(\frac{B_n}{2}\right) \\ -\omega_0 - 2\pi\left(\frac{B_n}{2}\right) \leq \omega \leq -\omega_0 + 2\pi\left(\frac{B_n}{2}\right) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (41)$$

式中 B_n 是输入窄带噪声的带宽, $S_{R_n}(\omega)$ 如图 (3b) 所示。

(3) 设同步检波级的低通滤波器的传输系数 $K_L(j\omega)$ 为

$$|K_L(j\omega)| = \begin{cases} 1 & -2\pi\left(\frac{B_L}{2}\right) \leq \omega \leq 2\pi\left(\frac{B_L}{2}\right) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (42)$$

式中 B_L 是低通滤波器 $K(j\omega)$ 的带宽, 如图 4a 所示。

(4) 设线性检波后的低通滤波器的传输系数 $I(j\omega)$ 为

$$|I(j\omega)| = \begin{cases} 1 & -2\pi\left(\frac{B_I}{2}\right) \leq \omega \leq 2\pi\left(\frac{B_I}{2}\right) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (43)$$

式中 B_I 是低通滤波器 $I(j\omega)$ 的带宽, 如图 4b 所示。

在以上四点的假设下, 我们可以看到: 因为系统由于动目标产生的输入的总功率为 M , 所以有,

$$\begin{aligned} M &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{R_m}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0 - 2\pi\left(\frac{B_m}{2}\right)}^{-\omega_0 + 2\pi\left(\frac{B_m}{2}\right)} S_0 d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - 2\pi\left(\frac{B_m}{2}\right)}^{\omega_0 + 2\pi\left(\frac{B_m}{2}\right)} S_0 d\omega \\ &= S_0(2B_m) \end{aligned} \quad (44)$$

於是

$$S_0 = \frac{M}{2B_m} \quad (45)$$

而噪声输入的总功率 N 为,

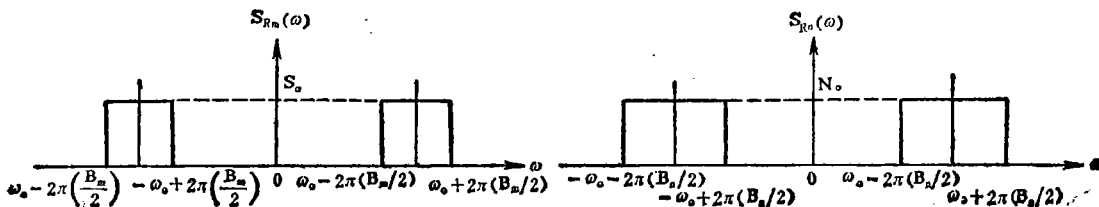


图 3 输入动目标功率谱密度 $S_{R_m}(\omega)$ 及噪声功率谱密度 $S_{R_n}(\omega)$

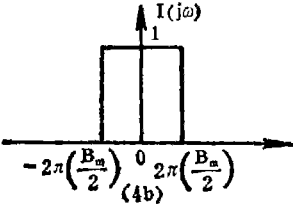
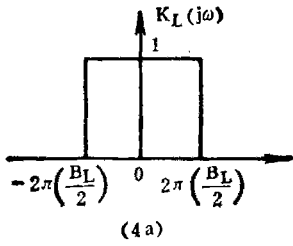


图4 同步检波级低通滤波器
传输系数及报警级低通
滤波器传输系数图

$$N = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{R_n}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0 - 2\pi(\frac{B_n}{2})}^{-\omega_0 + 2\pi(\frac{B_n}{2})} N_0 d\omega$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_0 - 2\pi(\frac{B_n}{2})}^{\omega_0 + 2\pi(\frac{B_n}{2})} N_0 d\omega = N_0(2B_n) \quad (46)$$

於是

$$N_0 = \frac{N}{2B_n} \quad (47)$$

把式(45)和式(47)分别代入式(40)和式(41)可得

$$S_{R_m}(\omega) = \begin{cases} \frac{M}{2B_m} & \omega_0 - 2\pi(\frac{B_m}{2}) \leq \omega \leq \omega_0 + 2\pi(\frac{B_m}{2}) \\ -\omega_0 - 2\pi(\frac{B_m}{2}) \leq \omega \leq -\omega_0 + 2\pi(\frac{B_m}{2}) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (48)$$

和

$$S_{R_n}(\omega) = \begin{cases} \frac{N}{2B_n} & \omega_0 - 2\pi(\frac{B_n}{2}) \leq \omega \leq \omega_0 + 2\pi(\frac{B_n}{2}) \\ -\omega_0 - 2\pi(\frac{B_n}{2}) \leq \omega \leq -\omega_0 + 2\pi(\frac{B_n}{2}) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (49)$$

由式(35)和式(37)可以得到经过同步检波后,动目标所产生的功率谱密度在 X 点的贡献和噪声输入在 X 点功率谱密度的贡献分别为

$$S_{X_m}(\omega) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 \cdot 2S_{R_m}(\omega - \omega_0)$$

$$= \begin{cases} \left(\frac{E}{2}\right)^2 \left(\frac{M}{B_m}\right) & -2\pi(\frac{B_m}{2}) \leq \omega \leq 2\pi(\frac{B_m}{2}) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (50)$$

和

$$S_{X_n}(\omega) = \left(\frac{E}{2}\right)^2 |K_L(j\omega)|^2 S_{R_n}(\omega - \omega_0)$$

$$= \begin{cases} \left(\frac{E}{2}\right)^2 \left(\frac{N}{B_n}\right) & -2\pi(\frac{B_L}{2}) \leq \omega \leq 2\pi(\frac{B_L}{2}) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (51)$$

所以可得到在 X 点由动目标产生的功率 M_x

$$m_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{X_m}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi(\frac{B_m}{2})}^{2\pi(\frac{B_m}{2})} \left(\frac{E}{2}\right)^2 \left(\frac{M}{B_m}\right) d\omega = \left(\frac{E}{2}\right)^2 M \quad (52)$$

同理可得在 X 点处噪声所具有的总功率 N_x

$$N_x = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{X_n}(\omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi(\frac{B_L}{2})}^{2\pi(\frac{B_L}{2})} \left(\frac{E}{2}\right)^2 \left(\frac{N}{B_n}\right) d\omega$$

$$= \left(\frac{E}{2}\right)^2 \cdot N \left(\frac{B_L}{B_n}\right) \quad (53)$$

从式(52)和式(53)可知,经过同步检波后输出的信噪比为:

$$(S_X/N_X)_{opt} = \left(\frac{M}{N}\right) \left(\frac{B_n}{B_L}\right) \quad (54)$$

式中 (M/N) 是输入的信噪比，而 B_n 是输入的窄带宽度， B_L 是低通滤波器 $K_L(j\omega)$ 的带宽， B_n 是大於 B_L 的，所以输出的信噪比是随着二者之比 (B_n/B_L) 的增加而增加。其物理意义就在于由於低通滤波器的带宽 B_L 越窄，越能滤除更多的高频噪声，从而提高了输出信噪比。但是 B_L 的减小以不滤除动目标所产生的信号谱为限。由於在式(35)的推导中，已加了低通滤波器 $K_L(j\omega)$ 和高通滤波器 $K_H(j\omega)$ 所构成的带通滤波器所限定的频率范围远较动目标所产生的功率谱密度 $S_{v_m}(\omega)$ 所占的谱为宽，所以在式(54)中没有反映出来。 $S_{X_m}(\omega)$ 和 $S_{X_n}(\omega)$ 如图 5 所示。

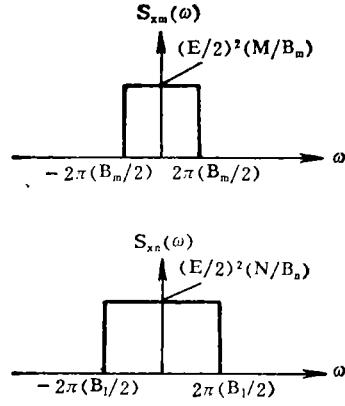


图 5 在 X 点动目标引起的功率谱密度和噪声功率谱密度

一則限於篇幅，二則由于信号和噪声通过线性全波检波后的信号检测性能的讨论，在许多经典著作中都有论述，故本文就仅限于同步检波后信噪比的讨论。

五、实际应用的超声同步检波报警器原理性框图介绍

现将实际应用的超声同步检波报警器原理性方块图表示如：

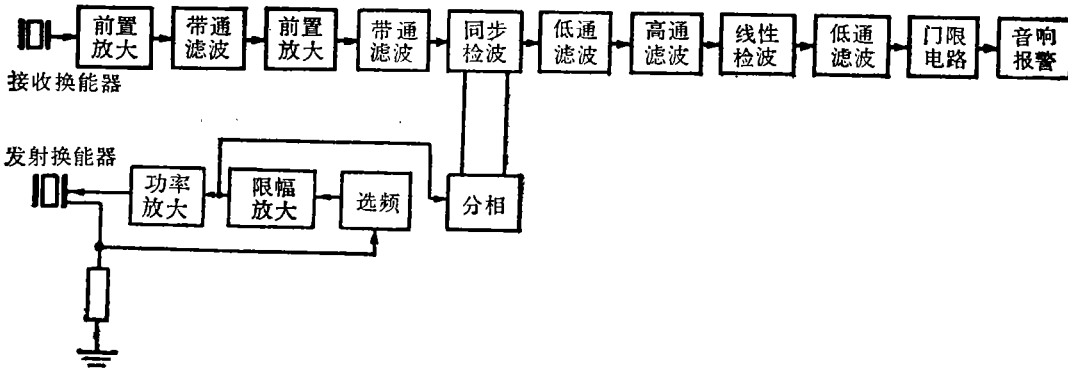


图 6 超声同步检波报警器原理方块图

本报警器大部份电路都是常用的电路，因此不再给予详细介绍。只是在选用前置放大级时应尽量采用低噪声输出电路。而同步检波及其后置低通滤波器电路由混合型乘法器及有源低通滤波器构成，如图 7 所示。

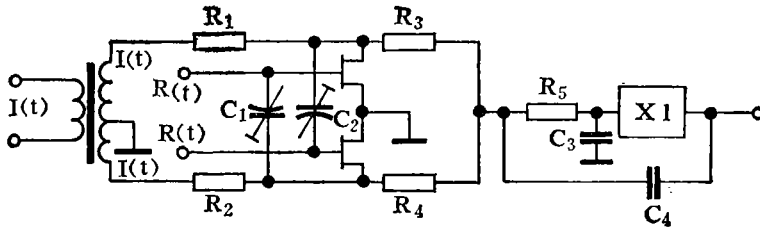


图 7 同步检波器原理图

图 7 中, $I(t)$ 是输入信号经二级前放和带通滤波的输出, 经变压器后便变成一对大小相等相位相反的模拟输入信号 $I(t)$ 和 $\overline{I(t)}$ 。而 $R(t)$ 和 $\overline{R(t)}$ 是频率与发射频率一致的信号, 经限幅放大和差分放大后, 成为一对大小相等相位相反的开关信号。一对模拟信号 $I(t)$ 和 $\overline{I(t)}$ 和一对开关信号 $R(t)$ 和 $\overline{R(t)}$, 分别在一对场效应管构成的开关中实现混合型相乘。其输出送经有源低通滤波器滤除高频分量, 再送到图 6 中的高通滤波器。图 7 中二个半可调电容 C_1 和 C_2 , 是为了抵销场效应管栅漏电容 C_{DG} 所引起的兴峰而设置的。

这里用混合型乘法器, 一者是因为它较模拟型乘法器容易实现。二者单频信号经限幅放大后, 也就是将图 2 中的单频信号 $E\cos\omega_0 t$ 幅度归一化, 且分成相位相反的开关信号 $R(t)$ 和 $\overline{R(t)}$ 与模拟信号 $I(t)$ 及 $\overline{I(t)}$ (即图 2 中的输入端的 $m(t) + n(t) + S_R(t)$) 相乘, 即

$$I(t) \cdot S_{gn}[R(t)] \quad (55)$$

而式 $R(t) = \cos\omega_0 t$, 而

$$S_{gn} \cdot R(t) = S_{gn}[\cos\omega_0 t] = \frac{4}{\pi} \left(\cos\omega_0 t - \frac{1}{3}\cos 3\omega_0 t + \frac{1}{5}\cos 5\omega_0 t - \dots \right) \quad (56)$$

由式(1)、式(26)和式(29)可知, $I(t)$ 是中心频率为 ω_0 的三个窄带信号迭加而成的模拟输入信号, 在与式(56)中各个频率 $\omega_0, 3\omega_0, 5\omega_0 \dots$ 的各个分量相乘后, 将产生: 低频分量、频率为 $2\omega_0$ 分量、频率为 $4\omega_0$ 的分量等等。其中各个高频分量经带域滤波器后都已滤除。这从式(3)或附录中都明显可见。值得提醒的是: 在式(52)和式(53)中, 单频信号的幅度 E 值大小变成 $\frac{4}{\pi}$ 而已。但是, 输出信噪比增益不变, 这在式(54)中是显见的。

六、实验结果

超声同步检波报警器的实验样机能在 30 平方米或者更大的密闭仓室内十分灵敏地报警。最大试验场合是 9 米 × 12 米的房间, 它也能灵敏地报警。多次试验中, 没有发生过虚警的情况。并且, 在 30 平方米的仓室内能兼作火警报警。

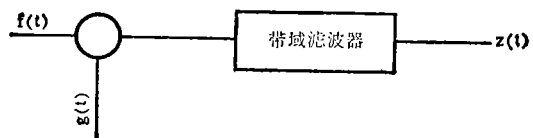
七、结束语

超声同步检波报警器是三年前做的工作。当时已完成实验样机试制及大部份实验研究。它具有结构简单、所用元件和材料少、成本较低的特点。

附录一混频信号经带域滤波器后的等效电路

当一个任意包络的载频信号 $f(t)$ (载频为 ω_0) 和另一任意信号 $g(t)$ 相乘后, 经过带域滤波器输出 $z(t)$ 的原理性方块图示於图(1A)。

根据 Rice 公式把输入信号 $f(t)$ 展开成级数



图(1A)任意包络载频信号 $f(t)$ 与任意信号 $g(t)$ 混频输出方块图

$$f(t) = \sum_n C_n \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (1A)$$

若设 $f(t)$ 是经前置滤波器(中心频率为 ω_0)的输出,其载频为 f_0 任意包络信号,则可以展开成

$$f(t) = \sum_n C_n \cos[(\omega_n - \omega_0)t + \varphi_n + \omega_0 t] = \sum_n C_n \cos[(\omega_n - \omega_0)t + \varphi_n] \cos \omega_0 t - C_n \sin[(\omega_n - \omega_0)t + \varphi_n] \sin \omega_0 t = I_C \cos \omega_0 t - I_S \sin \omega_0 t \quad (2A)$$

$$\text{式中} \quad I_C = \sum_n C_n \cos[(\omega_n - \omega_0)t + \varphi_n] \quad (3A)$$

$$I_S = \sum_n C_n \sin[(\omega_n - \omega_0)t + \varphi_n] \quad (4A)$$

对式(1A)二边作希尔伯特变换,则得到

$$\hat{f}(t) = \sum_n C_n \sin(\omega_n t + \varphi_n) \quad (5A)$$

对式(2A)二边亦作希尔伯特变换,则得到

$$\hat{f}(t) = I_S \cos \omega_0 t + I_C \sin \omega_0 t \quad (6A)$$

从而可得到 $f(t)$ 的预包络 $f_p(t)$ 为

$$f_p(t) = f(t) + j\hat{f}(t) = [I_C \cos \omega_0 t - I_S \sin \omega_0 t] + j[I_S \cos \omega_0 t + I_C \sin \omega_0 t] = (I_C + jI_S)e^{j\omega_0 t} \quad (7A)$$

然后,把 $g(t)$,亦展为 Rice 级数

$$g(t) = \sum_n D_n \cos \omega_n t = \sum_n D_n \cos[\omega_n t - \omega_0 t + \omega_0 t] = \sum_n D_n \cos(\omega_n - \omega_0)t \cdot \cos \omega_0 t - \sum_n D_n \sin(\omega_n - \omega_0)t \sin \omega_0 t = J_C \cos \omega_0 t - J_S \sin \omega_0 t \quad (8A)$$

$$\text{式中} \quad J_C = \sum_n D_n \cos(\omega_n - \omega_0)t \quad (9A)$$

$$J_S = \sum_n D_n \sin(\omega_n - \omega_0)t \quad (10A)$$

对式(8A)二边作希尔伯特变换,则可得

$$\hat{g}(t) = \sum_n D_n \sin(\omega_n - \omega_0)t \cos \omega_0 t + \sum_n D_n \cos(\omega_n - \omega_0)t \sin \omega_0 t = J_S \cos \omega_0 t + J_C \sin \omega_0 t \quad (11A)$$

则可得 $g(t)$ 的预包络的共轭

$$g_p^*(t) = g(t) - j\hat{g}(t) = [J_C \cos \omega_0 t - J_S \sin \omega_0 t] - j[J_S \cos \omega_0 t + J_C \sin \omega_0 t] = (J_C - jJ_S)e^{-j\omega_0 t} \quad (12A)$$

把式(7A)和(12A)相乘得到

$$f_p(t) \cdot g_p^*(t) = (I_C + jI_S)(J_C - jJ_S) \quad (13A)$$

式(13A)中的 $(I_C + jI_S)$ 和 $(J_C - jJ_S)$ 分别是 $f_p(t)$ 和 $g_p^*(t)$ 的低频调制项,若取其实部,则

$$R_e[f_p(t) \cdot g_p^*(t)] = I_C J_C + I_S J_S \quad (14A)$$

然而,我们根据图(1A)把 $f(t)$ 和 $g(t)$ 直接相乘。则

$$f(t) \cdot g(t) = (I_C \cos \omega_0 t - I_S \sin \omega_0 t)(J_C \cos \omega_0 t - J_S \sin \omega_0 t) \\ = \frac{I_C J_C}{2} + \frac{I_S J_S}{2} + (I_S J_S - I_C J_S) \frac{\cos 2\omega_0 t}{2}$$

(下转第62页)

$$-I_S J_S \frac{\sin 2\omega_0 t}{2} - I_C J_S \frac{\sin 2\omega_0 t}{2} \quad (15A)$$

如果经过图(1A)的低通滤波器(即带域滤波)滤除高频项,则上式中 $2\omega_0 t$ 项为0,则得输出

$$g(t) = [f(t) \cdot g(t)]_{\text{经滤波后}} \\ = \frac{I_C J_C + I_S J_S}{2} \quad (16A)$$

与方程(14A)相对照,我们可得

$$g(t) = \frac{1}{2} R_e f_p^*(t) \cdot g_p(t) \quad (17A)$$

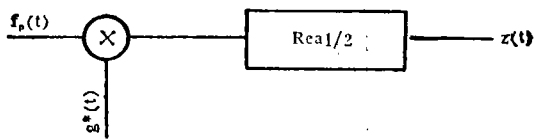


图9 图1A的等效方块图

利用式(17A)我们可得图(1A)的等效方块图

参 考 文 献

- [1] Rice S. O.: "Mathematical Analysis of Random noise". Reprinted in Selected Paperes on Noise and Stochastic (N. Wax, ed) Dover, New York, 1954.
- [2] A.D.惠伦:《噪声中的信号检测(刘其培等译)》第三章,科学出版社,北京,1977·11·
- [3] 郑兆宁, 向大威:《水声信号被动检测与参数估计理论》科学出版社,1983.