К. т. н. А. Г. СОРОЧАН

Украина, г. Донецк, НИИ комплексной автоматизации
E-mail: niika@dn.farlep.net

Дата поступления в редакцию
28.01 2004 г.

Оппонент *к. т. н. В. В. ДАНИЛОВ*
(ДонНУ, г. Донецк)

ПРИЕМНИК ИМПУЛЬСНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С МОДУЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛА

Проводится статистический анализ приемника обнаружения сигнала зондирования, обеспечивающего выходное отношение сигнал/шум, стремящееся к бесконечности.

Дальность действия является одной из важнейших характеристик большинства радиосистем. В импульсных радиолокационных станциях (РЛС) дальность до цели D определяется по времени запаздывания отраженного целью сигнала относительно излученного $\tau_D=2D/c$, где c — скорость распространения радиоволны в пространстве. Максимальная дальность действия радиолокационной станции определена основным уравнением радиолокации [1 с. 356]

$$D_{\text{макс}}=\sqrt[4]{\frac{P_{\text{п}}GA\sigma_{\text{ц}}}{64\pi^3 P_{\text{пр.мин}}}},$$

где $P_{\text{п}}$ — мощность передатчика;
G — коэффициент усиления антенны;
A — эффективная площадь приемной антенны;
$\sigma_{\text{ц}}$ — эффективная отражающая поверхность цели;
$P_{\text{пр.мин}}$ — значение пороговой мощности приемника.

Из приведенного выражения следует, что повышение дальности действия импульсной РЛС, с точки зрения технической реализации, целесообразнее вести по пути снижения пороговой мощности приемника, которая ограничивается внутренними шумами.

Цель настоящей работы — поиск эффективного способа повышения чувствительности радиоприемников обнаружения сигнала зондирования в РЛС.

Структурная схема предлагаемого приемника приведена на **рис. 1**, где Ан. — антенна, Х1 и Х2 — первый и второй перемножители, ПФ1—ПФ4 — полосовые фильтры, Σ — сумматор, УГ — управляемый напряжением генератор (модулятор), РПФ — режекторно-полосовой фильтр, СМ — смеситель, Г — гетеродин, ЛЗ — линия задержки, СД — синхронный детектор, УЦО — устройство цифровой обработки.

Проведем статистический анализ линейного тракта приемника обнаружения и рассмотрим особенности обработки сигнала в нем.

Сигнал передатчика импульсной РЛС представляет собой пакет длительностью θ (одиночный или периодический), состоящий из последовательности радиоимпульсов длительностью τ и периодом T, причем $\tau=0{,}25T$. Несущая частота каждого радиоимпульса модулирована по частоте или фазе и изменяется скачком от импульса к импульсу в некотором диапазоне частот ΔW по псевдослучайному закону (**рис. 2**, *а*).

Входной сигнал приемника на интервале его действия можно представить выражением

$$S(t)=A(t)\cos[W_{\text{н}i}t+\pi\gamma(t)],$$

где t — текущее время;
$A(t)$ — огибающая пакета видеоимпульсов длительностью τ и периодом T;
$W_{\text{н}i}$ — несущая частота радиоимпульсов;
π — радианная мера угла;
$\gamma(t)$ — модулирующая функция, случайная цифровая последовательность 1 и 0.

Выходное состояние линейного тракта приемника можно представить в виде

$$U(t)=\begin{cases} S_1(t)+n(t) & \text{— в случае, когда есть сигнал;} \\ n(t) & \text{— сигнал отсутствует,} \end{cases}$$

где $S_1(t)$ — выходной сигнал линейного тракта, преобразованный по частоте;
$n(t)$ — случайный шумовой процесс с нормальным законом распределения и корреляционной функцией вида $R_{\text{ш}}(z)=\sigma_{\text{ш}}^2\rho(z)$;
z — величина временного сдвига сигнала;
$\sigma_{\text{ш}}^2$ — дисперсия шумового процесса;
$\rho(z)=\sin(\Delta Wz)/\Delta Wz$ — коэффициент корреляции.

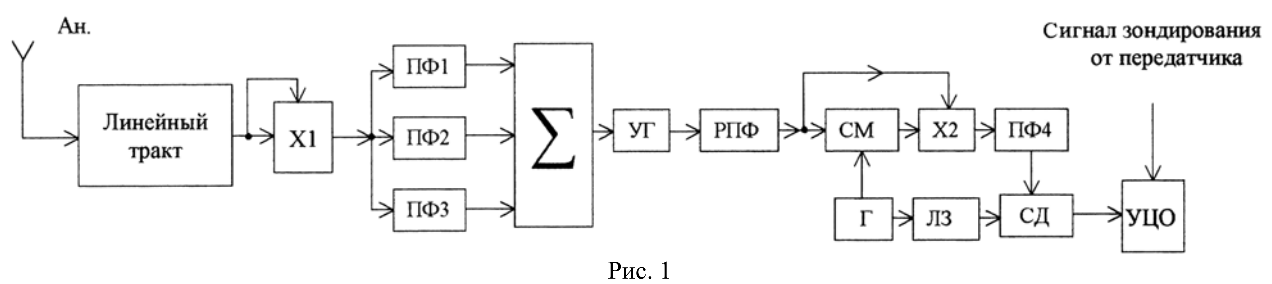

Рис. 1

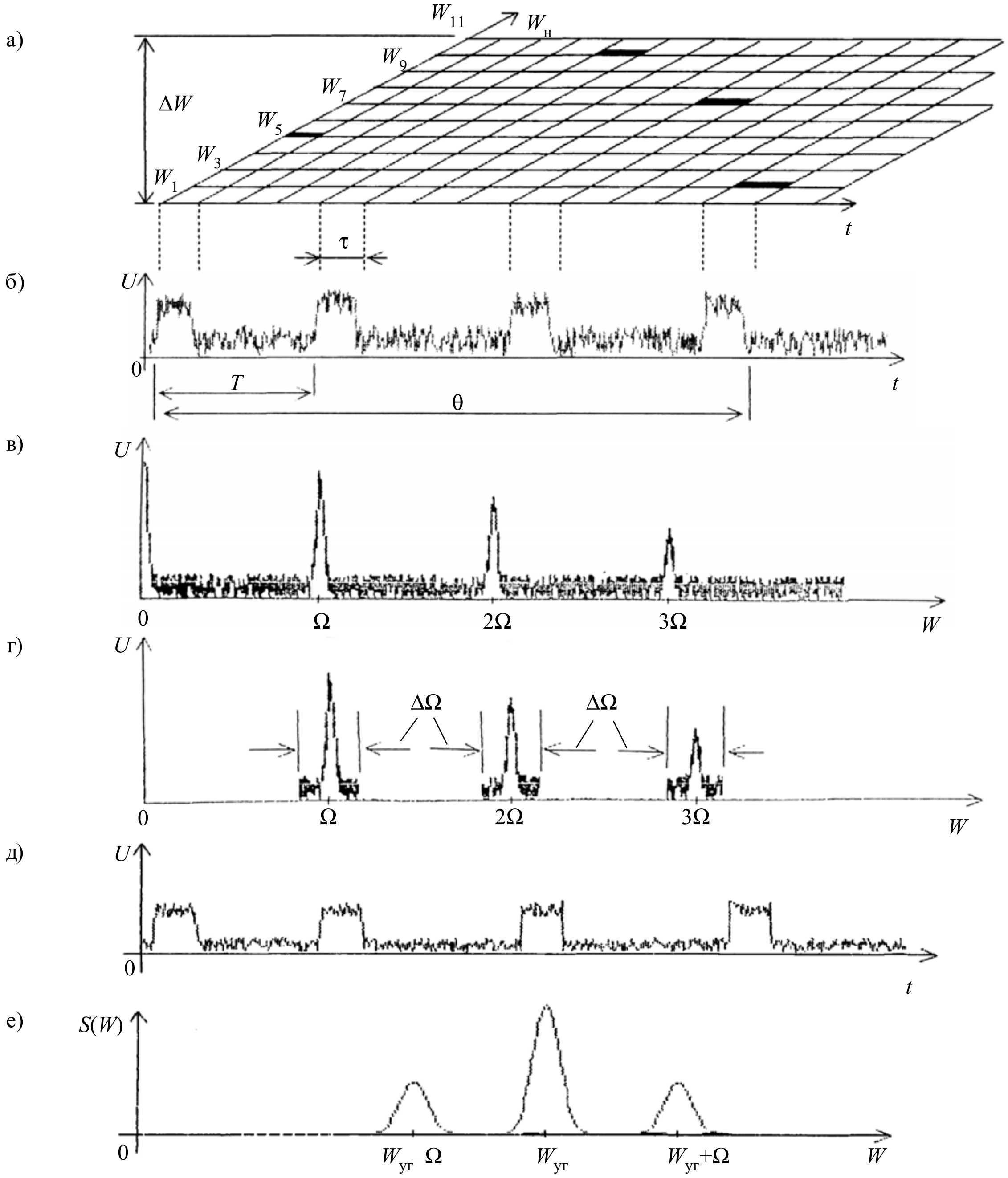

Рис. 2

Результат детектирования сигнала корреляционным детектором X1 запишется в виде

$$U_д(t)=\begin{cases} A^2(t)+S_1(t)n(t)+n_1(t) \text{ — в случае, когда есть сигнал;} \\ n^2(t) \text{ — сигнал отсутствует.} \end{cases}$$

Сумма $S_1(t)n(t)+n_1(t)$ — некоторый шумовой процесс. Учитывая то, что решение поставленной задачи будет проводиться при условии малого уровня входного сигнала $S(t)$, слагаемое $S_1(t)n(t)+n_1(t)$ можно исключить, тогда $n_1(t)=n^2(t)$.

Огибающая спектра сигнала $A^2(t)$ (рис. 2, *б*) и ее спектральные составляющие (рис. 2, *в*) на временном отрезке действия описываются выражением [2, с. 39]

$$A^2(t)=\frac{E_0{}^2\tau}{T}\left[1+2\sum_{q=1}^{\infty}\frac{\sin 0{,}5q\Omega\tau}{0{,}5q\Omega\tau}\cos q\Omega t\right],$$

где $E_0{}^2$ — амплитуда сигнала;
q — порядковый номер гармонической составляющей спектра;
$\Omega=2\pi/T$.

Корреляционная функция шума $n^2(t)$ определяется выражением $R_{шш}(z)=\sigma_ш{}^4\rho^2(z)$ и связана с корреляционной функцией шума на его входе квадратичной зависимостью. Это означает, что составляющая шума имеет ширину спектра вдвое большую исходной, т. е. $2\Delta W$. Такой шумовой процесс является белым с равномерным распределением спектра, однако не является нормальным [3, с. 87].

Из периодической последовательности импульсов $A^2(t)$ фильтрами ПФ1, ПФ2, ПФ3 с центральными частотами Ω, 2Ω, 3Ω и полосами пропускания $\Delta\Omega$ выделяются напряжения (рис. 2, *г*)

$$U_{c1}(t)=2\,\frac{E_0^2\tau}{T}\,\frac{\sin(0{,}5\Omega\tau)}{0{,}5\Omega\tau}\cos(\Omega t)+n_{11}(t);$$

$$U_{c2}(t)=2\,\frac{E_0^2\tau}{T}\,\frac{\sin(\Omega\tau)}{\Omega\tau}\cos(2\Omega t)+n_{12}(t);$$

$$U_{c3}(t)=2\,\frac{E_0^2\tau}{T}\,\frac{\sin(1{,}5\Omega\tau)}{1{,}5\Omega\tau}\cos(3\Omega t)+n_{13}(t),$$

где $n_{11}(t)$, $n_{12}(t)$ и $n_{13}(t)$ — шумовые напряжения.

Шумовые процессы $n_{1i}(t)$ распределены по нормальному закону (согласно центральной предельной теореме) с корреляционной функцией вида

$$R_{шi}(z)=\sigma_{шi}^2\rho_1(z)=0{,}5\,\frac{\sigma_ш^4\Delta\Omega}{\Delta W}\,\frac{\sin(\Delta\Omega z)}{\Delta\Omega z}, \qquad (1)$$

где $\sigma_{шi}^2=0{,}5\,\dfrac{\sigma_ш^4\Delta\Omega}{\Delta W}$ — дисперсия шумового процесса;

$\rho_1(z)=\sin(\Delta\Omega z)/\Delta\Omega z$ — коэффициент корреляции.

Шумовые напряжения при $U_{c1}(t)$, $U_{c2}(t)$, $U_{c3}(t)$ статистически независимы как шумы, лежащие в непересекающихся полосах частот, с большим интервалом корреляции.

Выходной сигнал сумматора (рис. 2, *д*)

$$U_\Sigma(t)=U_{c1}(t)+U_{c2}(t)+U_{c3}(t)=2\,\frac{E_0^2\tau}{T}\sum_{q=1}^{3}\frac{\sin 0{,}5q\Omega\tau}{0{,}5q\Omega\tau}\cos q\Omega t+$$
$$+n_{11}(t)+n_{12}(t)+n_{13}(t)$$

поступает на вход модулятора (УГ), сигнал которого описывается выражением

$$U_{уг}(t)=U_0\cos[W_{уг}t+2\sum_{q=1}^{3}\beta_q\sin(q\Omega t)+$$
$$+S_у\int_0^t[n_{11}(t)+n_{12}(t)+n_{13}(t)]dt], \qquad (2)$$

где U_0 — амплитуда генератора;

$W_{уг}$ — несущая частота;

β_q — парциальный индекс модуляции —

$$\beta_q=\frac{S_у E_0^2\tau}{Tq\Omega}\,\frac{\sin 0{,}5q\Omega\tau}{0{,}5q\Omega\tau};$$

$S_у$ — крутизна характеристики управления генератора (рад/с·В).

Интегрированный шумовой процесс нормальный, с нулевым математическим ожиданием [4, с. 169]. В таком случае интегрированный шумовой процесс в (2) удобно представить в виде

$$S_у\int_0^t[n_{11}(t)+n_{12}(t)+n_{13}(t)]dt=\eta_1(t)+\eta_2(t)+\eta_3(t)=\eta(t),$$

где $\eta_i(t)=S_у\int_0^t n_{1i}(t)dt$, а $\eta(t)$ — результирующий шумовой процесс, характеризующий отклонение фазы сигнала УГ.

Дисперсия шумового процесса $\eta(t)$, составляющие которого имеют одинаковые уровни мощностей $\sigma_{шi}^2=\sigma_{ш1}^2$, определяется выражением [4]

$$\sigma_\eta^2=6S_у^2\sigma_{ш1}^2\int_0^z(z-x)\rho_1(x)dx.$$

После подстановки в приведенное выражение коэффициента корреляции $\rho_1(z)$ из (1) получим

$$\sigma_\eta^2=3S_у^2\sigma_{ш1}^2\,\frac{z}{\Delta\Omega}\left[\mathrm{Si}(\Delta\Omega z)-\frac{\sin^2\left(\frac{\Delta\Omega z}{2}\right)}{\left(\frac{\Delta\Omega z}{2}\right)}\right],$$

где $\mathrm{Si}(\Delta\Omega z)$ — интегральный синус.

Так как коэффициент корреляции $\rho_1(z)$ не равен нулю при малых значениях параметра $\Delta\Omega z$, то в последнем выражении множитель в квадратных скобках принимает значение $\approx\dfrac{\Delta\Omega z}{2}$. В таком случае дисперсия шумового процесса $\eta(t)$ запишется в виде

$$\sigma_\eta^2=0{,}75S_у^2\sigma_ш^4\,\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}\,z^2. \qquad (3)$$

Исходя из вышеизложенного, выражение (2) преобразуем к виду

$$U_{уг}(t)=U_0\cos\left[W_{уг}t+2\sum_{q=1}^{3}\beta_q\sin(q\Omega t)+\eta(t)\right].$$

Спектр сигнала $U_{уг}(t)$, выраженный в виде суммы гармонических составляющих с коэффициентами разложения по функциям Бесселя, запишется как

$$U_{уг}(t)=U_0\sum_{p,r,m=-\infty}^{\infty}\mathrm{J}_p(\beta_1)\mathrm{J}_r(\beta_2)\mathrm{J}_m(\beta_3)\times$$
$$\times\cos[W_{уг}t+(p\Omega+2r\Omega+3m\Omega)t+\eta(t)], \qquad (4)$$

где $\mathrm{J}_q(\beta)$ — функция Бесселя q-го порядка от аргумента β.

Из полученного выражения следует, что спектр сигнала содержит ряд гармонических составляющих, расположенных симметрично относительно несущего колебания на частотах, кратных Ω, модулированных по фазе случайным процессом $\eta(t)$ с нормальным законом распределения, нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_η^2 (3). Так как интервал корреляции модулирующего шумового напряжения большой, то симметричные составляющие в спектре сигнала УГ также коррелированны на широком временном интервале. Уровень боковых составляющих определяется функциями Бесселя, у которых индекс модуляции зависит от амплитуды входного сигнала E_0. Уменьшение E_0 ведет к уменьшению значений парциальных индексов модуляции β_q, и при $\beta_q<0{,}5$ выходной сигнал УГ будет описываться только функциями Бесселя нулевого и первого порядков. В этом случае выражение (4) преобразуется к виду

$$U_{уг}(t)=U_0\sum_{p,r,m=-1}^{1}\mathrm{J}_p(\beta_1)\mathrm{J}_r(\beta_2)\mathrm{J}_m(\beta_3)\times$$
$$\times\cos[W_{уг}t+(p\Omega+r2\Omega+m3\Omega)t+\eta(t)].$$

При малых уровнях входного сигнала индексы модуляции β_q малы, причем $\beta_1>\beta_2>\beta_3$, поэтому вышеприведенное выражение преобразуется к виду

$$U_{уг}(t)=U_0\{\mathrm{J}_0(\beta_1)\cos[W_{уг}t+\eta(t)]+\mathrm{J}_1(\beta_1)\times$$
$$\times\cos[(W_{уг}+\Omega)t+\eta(t)]+\mathrm{J}_{-1}(\beta_1)\cos[(W_{уг}-\Omega)t+\eta(t)]\}. \qquad (5)$$

Полученный сигнал содержит три спектральных составляющих (рис. 2, *е*), расположенных на частотах $W_{уг} \pm \Omega$ и $W_{уг}$, каждая из которых модулирована по фазе шумовым напряжением с нормальным законом распределения и нулевым математическим ожиданием и имеет большой интервал корреляции.

И наконец, при E_0=0 имеем β_1=0, и выходной спектр сигнала модулятора будет определяться одной составляющей, которая описывается выражением

$$U_{шуг}(t)=U_0 J_0(\beta_1)\cos[W_{уг}t+\eta(t)]=U_0\cos[W_{уг}t+\eta(t)].$$

Эта составляющая представляет собой гармоническое напряжение, модулированное по фазе случайным

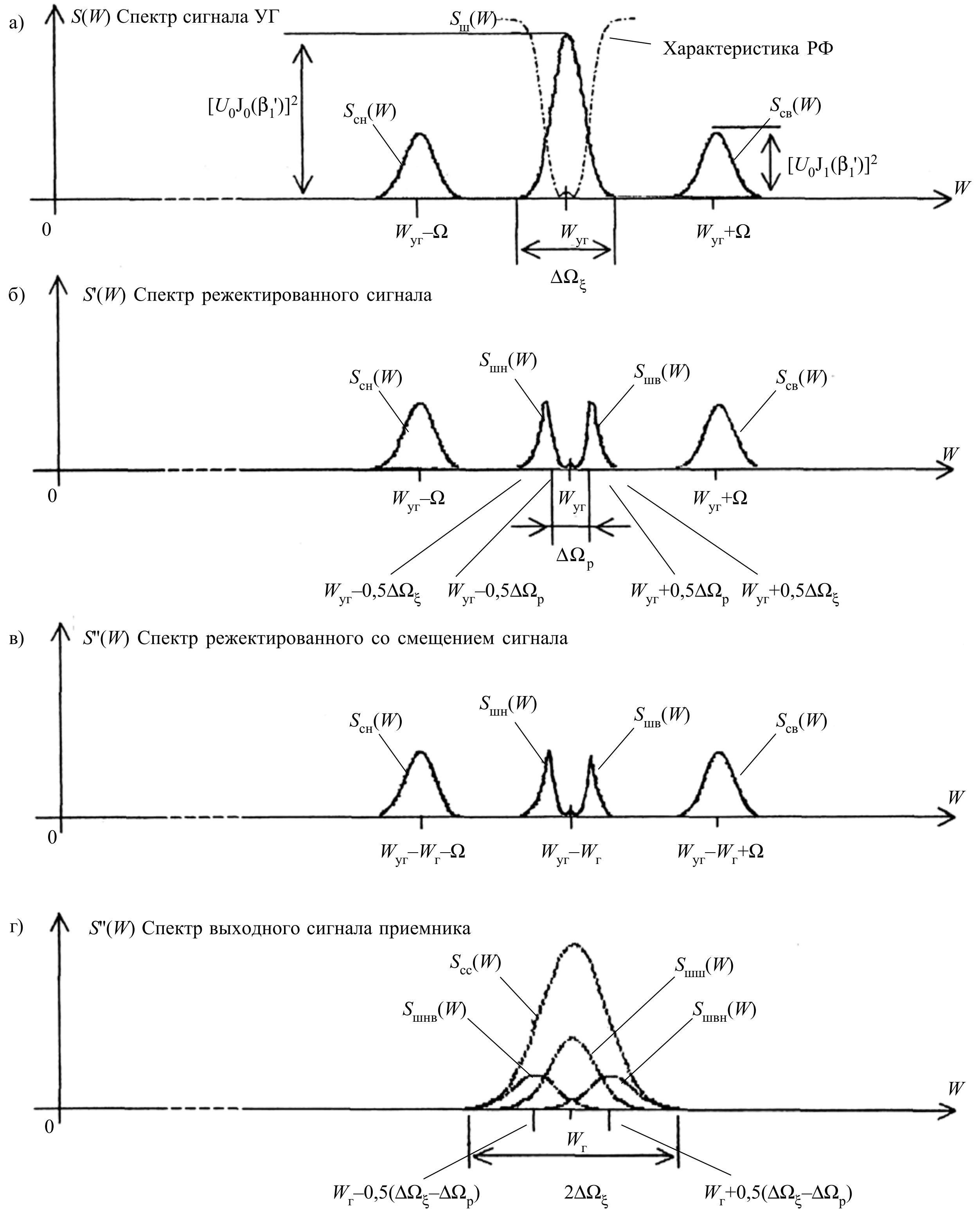

Рис. 3

процессом $\eta(t)$, не несет в себе информации о наличии входного сигнала приемника, является паразитной. Для ее подавления вводится режектирование.

Для определения вида спектральной составляющей $U_{шуг}(t)$ найдем ее корреляционную функцию. Для простоты вычислений представим $U_{шуг}(t)$ в виде

$$U_{шуг}(t)=U_0 J_0(\beta_1)\mathrm{Re}\{\exp[j(W_{уг}t+j\eta(t)]\},$$

тогда его автокорреляционная функция будет определена равенством

$$R_ш(z)=\overline{U_{шуг}(t)U_{шуг}(t-z)}=$$

$$=[U_0 J_0(\beta_1)]^2\mathrm{Re}\{\exp[-jW_{уг}z]\,\overline{\exp[j\eta(t)-j\eta(t-z)]}\},$$

где черта означает математическое ожидание.

Так как математическое ожидание $\overline{\exp[j\eta(t)-j\eta(t-z)]}$ может быть выражено через характеристическую функцию сигнала и его дисперсию σ_η^2 (3), то искомая корреляционная функция определится в виде

$$R_ш(z)=[U_0 J_0(\beta_1)]^2\cos[W_{уг}z]\exp[-0{,}75S_у^2\sigma_ш^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}z^2]. \qquad (6)$$

Входящее в показатель экспоненты произведение $0{,}75S_у^2\sigma_ш^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}=\sigma_w^2$ есть не что иное как значение дисперсии флуктуации частоты сигнала относительно ее среднего значения $W_г$, которое определяет эффективную ширину спектра рассматриваемого сигнала как $\Delta\Omega_\xi=\sqrt{\sigma_w^2}$.

Спектральная плотность мощности определяется известным равенством

$$S_ш(W)=\int_{-\infty}^{\infty}R_ш(z)\cos[Wz]dz. \qquad (7)$$

Подставляя значение $R_ш(z)$ в (7), находим:

$$S_ш(W)=[U_0 J_0(\beta_1)]^2\int_{-\infty}^{\infty}\cos[(W_{уг}-W)z]\exp[-\sigma_w^2z^2]dz.$$

Отсюда, используя табличное значение интеграла [5, с. 207], определяем выражение, описывающее спектральную плотность мощности составляющей спектра с частотой $W_{уг}$

$$S_ш(W)=[U_0 J_0(\beta_1)]^2\sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}}\exp\left[-\frac{(W_{уг}-W)^2}{4\sigma_w^2}\right],$$

вид которой показан на рис. 2, *е* и **рис. 3**, *а*.

Проведя аналогичные выкладки, определим спектральные плотности мощности нижней $S_{сн}(W)$ и верхней $S_{св}(W)$ боковых составляющих напряжения $U_{уг}(t)$:

$$S_{сн}(W)=[U_0 J_1(\beta_1)]^2\sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}}\exp\left[-\frac{(W_{уг}-\Omega-W)^2}{4\sigma_w^2}\right];$$

$$S_{св}(W)=[U_0 J_1(\beta_1)]^2\sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}}\exp\left[-\frac{(W_{уг}+\Omega-W)^2}{4\sigma_w^2}\right].$$

Из полученных формул следует, что огибающие составляющих спектра выходного сигнала УГ имеют колокольную форму (рис. 2, *е* и рис. 3, *а*). Эффективная ширина спектра определяется дисперсией σ_w^2.

Спектр сигнала (5), пройдя режекторный фильтр РФ с центральной частотой $W_{уг}$ и полосой $\Delta\Omega_р$, описывается выражением

$$U_р(t)=U_0\sum_{p=-1}^{1}J_p(\beta_1)\cos[(W_{уг}+p\Omega)t+\eta(t)]+U_{шр}(t)=$$

$$=U_с(t)+U_{шр}(t) \text{ при } p\neq 0.$$

Полученный сигнал $U_р(t)$ определяется двумя слагаемыми: первое — $U_с(t)$ — сигнальная составляющая, определена действием принимаемого сигнала в приемнике; вторая — $U_{шр}(t)$ — шумовая составляющая, определена остаточным от режектирования шумовым напряжением.

Составляющая $U_с(t)$ содержит две боковые с уровнем $[U_0 J_1(\beta_1)]^2$, эффективной шириной спектра $\Delta\Omega_\xi$ и центральными частотами $W_{уг}-\Omega$ и $W_{уг}+\Omega$ (рис. 3, *а*). Шумовая составляющая $U_{шр}(t)$ также состоит из двух боковых — нижней $U_{шн}(t)$ и верхней $U_{шв}(t)$, которые, в зависимости от полосы режекции $\Delta\Omega_р$ фильтра РФ, определяются полосой частот: нижняя боковая $W_{уг}-0{,}5\Delta\Omega_\xi$ W $W_{уг}-0{,}5\Delta\Omega_р$ и верхняя $W_{уг}+$ $+0{,}5\Delta\Omega_р$ W $W_{уг}+0{,}5\Delta\Omega_р$ (рис. 3, *б*). Очевидно, что мощности боковых составляющих шума определяются шириной полосы режекции фильтра РФ.

Для формирования сигнала обнаружения в режектированной от шумов полосе частот сигнал $U_р(t)$ разделяется на две равные части $U_р'(t)=U_р''(t)=U_р(t)$, одна из которых $U_р''(t)$ сносится вниз по частоте на частоту $W_г$ (рис. 3, *в*) гетеродина Г, после чего перемножается со второй частью сигнала $U_р'(t)$. Из результата перемножения на частоте $W_г$ выделяется сигнал автокорреляционной свертки

$$U_р'(t)U_р''(t)=U_{сн}'(t)U_{сн}''(t)+U_{св}'(t)U_{св}''(t)+U_{шн}'(t)U_{шв}''(t)+$$

$$+U_{шв}'(t)U_{шн}''(t)+U_{шн}'(t)U_{шн}''(t)+U_{шв}'(t)U_{шв}''(t). \qquad (8)$$

Входящие в выражение (8) сигналы — шумовые напряжения. Для их описания воспользуемся методом гармонического анализа, который позволяет представить некоторое шумовое напряжение $\mu_ш(t)$ со спектральной плотностью мощности $S(W)$ и средней частотой $W_{ср}$ в виде суммы гармонических составляющих, амплитуда которых постоянна и определяется равенством $C_j=\sqrt{2S(W_{ср}+j\delta W)\delta W}$, а начальная фаза φ_j — случайная и распределена по нормальному закону в интервале 0–2π, т. е.

$$\mu_ш(t)=\sum_{j=-0{,}5K}^{0{,}5K}C_j\cos[(W_{ср}+j\delta W)t+\varphi_j],$$

где j — порядковый номер составляющей;
δW — интервал частот между соседними спектральными составляющими;
K — число спектральных составляющих, на которое может быть разложено напряжение шума;
$W_{ср}+j\delta W$ — частота отдельных спектральных составляющих.

С учетом изложенного сигнальные и шумовые составляющие $U_{сн}'(t)$, $U_{св}'(t)$ и $U_{шн}'(t)$, $U_{шв}'(t)$ запишутся в виде

$$U_{сн}'(t)=\sum_{n=-0{,}5M}^{0{,}5M}C_{nсн}\cos[(W_{уг}-\Omega+n\delta W)t+\eta(t)+\varphi_n];$$

$$C_{n\text{сн}}^{2}=[U_0 J_1(\beta_1)]^2\sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^{2}}}\exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{4\sigma_w^{2}}\right]\delta W;$$

$$U_{\text{св}}'(t)=\sum_{i=-0,5M}^{0,5M} C_{i\text{св}}\cos[(W_{\text{уг}}+\Omega+i\delta W)t+\eta(t)+\varphi_i];$$

$$C_{i\text{св}}^{2}=[U_0 J_1(\beta_1)]^2\sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^{2}}}\exp\left[-\frac{(i\delta W)^2}{4\sigma_w^{2}}\right]\delta W;$$

$$U_{\text{шн}}'(t)=\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L} C_{n\text{шн}}\cos[(W_{\text{уг}}+n\delta W)t+\eta(t)+\varphi_n];$$

$$C_{n\text{шн}}^{2}=[U_0 J_0(\beta_1)]^2\sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^{2}}}\exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{4\sigma_w^{2}}\right]\delta W;$$

$$U_{\text{шв}}'(t)=\sum_{i=0,5L}^{0,5M} C_{i\text{шв}}\cos[(W_{\text{уг}}+i\delta W)t+\eta(t)+\varphi_i];$$

$$C_{i\text{шв}}^{2}=[U_0 J_0(\beta_1)]^2\sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^{2}}}\exp\left[-\frac{(i\delta W)^2}{4\sigma_w^{2}}\right]\delta W,$$

где $n=1, 2, 3,\dots, L-1, L, L+1,\dots, M$;
$L=(\Delta\Omega_\xi-\Delta\Omega_{\text{р}})/2\delta W$;
$M=\Delta\Omega_\xi/\delta W$;
$i=1, 2, 3,\dots, L-1, L, L+1,\dots, M$;
n и i — нумерация спектральных составляющих нижней и верхней боковых сигнала $U_{\text{р}}'(t)$, соответственно.

Составляющие $U_{\text{р}}''(t)$ имеют аналогичный $U_{\text{р}}'(t)$ вид и получаются из вышеприведенных выражений заменой $W_{\text{уг}}$ на $(W_{\text{уг}}-W_{\text{г}})$, n на n_w, i на i_w.

Спектральные и временные функции сигнала связаны линейной зависимостью, поэтому каждой спектральной составляющей с отстройкой от несущей частоты на $(n-n_w)\delta W$ ставится в соответствие сдвиг $(n-n_w)\delta z$ на временной оси (δz — временной интервал, соответствующий в спектральной области частотному интервалу δW между соседними спектральными составляющими), определяемый разностью числовых значений спектральных составляющих перемножаемых спектров. Исходя из этого составляющие равенства (8) запишутся в виде

$$U_{\text{сн}}'(t)U_{\text{сн}}''(t)=0,5\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\sum_{n_W=-0,5M}^{0,5M}C_{n\text{сн}}C_{n_W\text{сн}}\cos[(W_{\text{г}}+(n-n_w)\delta W)t+\eta(t)-\eta_w(t-(n-n_w)\delta z)+\varphi_n-\varphi_{n_w}]; \quad (9)$$

$$U_{\text{св}}'(t)U_{\text{св}}''(t)=0,5\sum_{i=-0,5M}^{0,5M}\sum_{i_w=-0,5M}^{0,5M}C_{i\text{св}}C_{i_w\text{св}}\cos[(W_{\text{г}}+(i-i_w)\delta W)t+\eta(t)-\eta_w(t-(i-i_w)\delta z)+\varphi_i-\varphi_{i_w}]; \quad (10)$$

$$U_{\text{шв}}'(t)U_{\text{шн}}''(t)=0,5\sum_{i=0,5L}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L}C_{i\text{шв}}C_{n_w\text{шн}}\cos[(W_{\text{г}}+(i-n_w)\delta W)t+\eta(t)-\eta_w(t-(i-n_w)\delta z)+\varphi_i-\varphi_{n_w}]; \quad (11)$$

$$U_{\text{шн}}'(t)U_{\text{шв}}''(t)=0,5\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L}\sum_{i_w=0,5L}^{0,5M}C_{n\text{шн}}C_{i_w\text{шв}}\cos[(W_{\text{г}}+(n-i_w)\delta W)t+\eta(t)-\eta_w(t-(n-i_w)\delta z)+\varphi_n-\varphi_{i_w}]; \quad (12)$$

$$U_{\text{шн}}'(t)U_{\text{шн}}''(t)=0,5\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L}\sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L}C_{n\text{шн}}C_{n_w\text{шн}}\cos[(W_{\text{г}}+(n-n_w)\delta W)t+\eta(t)-\eta_w(t-(n-n_w)\delta z)+\varphi_n-\varphi_{n_w}]; \quad (13)$$

$$U_{\text{шв}}'(t)U_{\text{шв}}''(t)=0,5\sum_{i=0,5L}^{0,5M}\sum_{i_w=0,5L}^{0,5M}C_{i\text{шв}}C_{i_w\text{шв}}\cos[(W_{\text{г}}+(i-i_w)\delta W)t+\eta(t)-\eta_w(t-(i-i_w)\delta z)+\varphi_i-\varphi_{nw}], \quad (14)$$

где $\eta(t)-\eta_w(t-(n-n_w)\delta z)$ — разность шумовых напряжений, смещенных друг относительно друга на интервал времени $(n-n_w)\delta z$.

Корреляционная функция $R_\zeta(z)$ результирующего шумового напряжения

$$\zeta(t,(n-n_w)\delta z)=\eta(t)-\eta_w(t-(n-n_w)\delta z)$$

определяется выражением [4, с. 165]

$$R_\zeta(z)=R_\eta(z, n)-R_{\eta\eta_w}(z, (n-n_w))-R_{\eta_w\eta}(z, (n_w-n)) + R_{\eta_w}(z, n_w), \quad (15)$$

где $R_\eta(z,n)$ и $R_{\eta_w}(z,n_w)$ — корреляционная функция шумовых напряжений $n(t)$ и $n_w(t)$, соответственно, причем $R_\eta(z,n)=R_{\eta_w}(z,n_w)$, $R_{\eta\eta_w}(z,(n-n_w))$ и $R_{\eta_w\eta}(z,(n_w-n))$ — взаимно корреляционные функции гармонических составляющих спектров сигналов $\eta(t)$ и $\eta_w(t,(n-n_w))$, которые при одинаковых n и n_w равны. Следовательно, исходя из выражения (15), дисперсия шумового процесса $\zeta(t,(n-n_w)\delta z)$ запишется как

$$\sigma_\zeta^2 = 0,75S_{\text{у}}^2\sigma_{\text{ш}}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}\left[2z^2-\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M}(z-(n-n_w)\delta z)^2\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M}(z+(n-n_w)\delta z)^2\right]=$$

$$=1,5S_{\text{у}}^2\sigma_{\text{ш}}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M}\left[(n-n_w)\delta z\right]^2 .$$

Из полученного выражения следует, что дисперсия модулирующего шумового напряжения возросла вдвое.

В выражениях (9)—(14) объединяем равенства при равных несущих и, суммируя амплитуды составляющих симметричных относительно центральной частоты с одинаковыми n и i, получим:

$$U_{\text{сс}}(t)=U_{\text{сн}}'(t)U_{\text{сн}}''(t)+U_{\text{св}}'(t)U_{\text{св}}''(t)=$$

$$=\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M}C_{n\text{сн}}C_{n_w\text{сн}}\cos[(W_{\text{г}}+(n-n_w)\delta W)t+\zeta(t,(n-n_w)\delta z)+\varphi_n-\varphi_{n_w}]; \quad (16)$$

$$U_{\text{швн}}(t)=U_{\text{шв}}'(t)U_{\text{шн}}''(t)=$$

$$=0,5\sum_{i=0,5L}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L}C_{i\text{шв}}C_{n_w\text{шн}}\cos[(W_{\text{г}}+(i-n_w)\delta W)t+\zeta(t,(i-n_w)\delta z)+\varphi_i-\varphi_{n_w}]; \quad (17)$$

$$U_{\text{шнв}}(t)=U_{\text{шн}}'(t)U_{\text{шв}}''(t)=$$

$$=0,5\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L}\sum_{i_w=0,5L}^{0,5M}C_{n\text{шн}}C_{i_w\text{шв}}\cos[(W_{\text{г}}+(n-i_w)\delta W)t+\zeta(t,(n-i_w)\delta z)+\varphi_n-\varphi_{i_w}]; \quad (18)$$

$$U_{шш}(t)=U_{шн}'(t)U_{шн}''(t)+U_{шв}'(t)U_{шв}''(t)=$$

$$=\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L}\sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L}C_{nшн}C_{n_wшн}\cos[(W_г+(n-n_w)\delta W)t+$$

$$+\zeta(t,(n-n_w)\delta z)+\varphi_n-\varphi_{n_w}]. \qquad (19)$$

В результате выходное напряжение устройства, выделенное фильтром ПФ4 с полосой пропускания $2\Delta\Omega_\xi$, определяется равенством

$$U_{вых}(t)=U_{свых}(t)+U_{ш(†)вых}(t)=U_{сс}(t)+U_{шнв}(t)+U_{швн}(t)+U_{шш}(t),$$

которое содержит сигнальную составляющую выходного напряжения $U_{свых}(t)=U_{сс}(t)$ и шумовую $U_{швых}(t)= = U_{шнв}(t)+U_{швн}(t)+U_{шш}(t)$, состоящую из трех слагаемых. Сигнальная составляющая $U_{свых}(t)$ представляет собой радиоимпульс, гармоническое заполнение которого модулировано по частоте шумовым напряжением. Шумовые составляющие $U_{шнв}(t)$, $U_{швн}(t)$ и $U_{шш}(t)$ также гармонические сигналы, частота которых модулирована шумовым напряжением. Сумма шумовых составляющих формирует выходное шумовое напряжение. Из радиоимпульса синхронным детектированием осуществляется выделение видеоимпульса, положение которого на временной оси (τ_D) относительно излученного сигнала передатчиком импульсной РЛС определяет расстояние D до цели.

Для определения отношения сигнал/шум на выходе приемника, его чувствительности необходимо определить автокорреляционные функции напряжений (16)—(19), которые представим в виде

$$U_{сс}(t)=\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M}C_{nсн}C_{n_wсн}\times$$

$$\times\mathrm{Re}\left\{\exp\left[j\left(W_г+(n-n_w)\delta W\right)t\right]\exp\left[j\zeta\left(t,(n-n_w)\delta z\right)+\right.\right.$$

$$\left.\left.+j(\varphi_n-\varphi_{n_w})\right]\right\};$$

$$U_{швн}(t)=0,5\sum_{i=0,5L}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L}C_{iшв}C_{n_wшн}\times$$

$$\times\mathrm{Re}\left\{\exp\left[j\left(W_г+(i-n_w)\delta W\right)t\right]\exp\left[j\zeta\left(t,(i-n_w)\delta z\right)+\right.\right.$$

$$\left.\left.+j(\varphi_i-\varphi_{n_w})\right]\right\};$$

$$U_{шнв}(t)=0,5\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L}\sum_{i_w=0,5L}^{0,5M}C_{nшн}C_{i_wшв}\times$$

$$\times\mathrm{Re}\left\{\exp\left[j\left(W_г+(n-i_w)\delta W\right)t\right]\exp\left[j\zeta\left(t,(n-i_w)\delta z\right)+\right.\right.$$

$$\left.\left.+j(\varphi_n-\varphi_{i_w})\right]\right\};$$

$$U_{шш}(t)=\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L}\sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L}C_{nшн}C_{n_wшн}\times$$

$$\times\mathrm{Re}\left\{\exp\left[j\left(W_г+(n-n_w)\delta W\right)t\right]\exp\left[j\zeta\left(t,(n-n_w)\delta z\right)+\right.\right.$$

$$\left.\left.+j\left(\varphi_n-\varphi_{n_w}\right)\right]\right\}.$$

Исходя из этого корреляционные функции сигналов $U_{сс}(t)$, $U_{швн}(t)$, $U_{шнв}(t)$ и $U_{шш}(t)$ запишутся в виде

$$R_{сс}(z)=\overline{U_{сс}(t)U_{сс}(t-z)}=0,5\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M}C_{nсн}{}^2C_{n_wсн}{}^2\times$$

$$\times\mathrm{Re}\left[\exp\left[j(W_г+(n-n_w)\delta W)z\right]\times\right.$$

$$\left.\times\left\{\exp\left[\overline{j\zeta\left((t,(n-n_w)\delta z)\right)-j\zeta((t-z),(n-n_w)\delta z)}\right]\right\}\right];$$

$$R_{швн}(z)=\overline{U_{швн}(t)U_{швн}(t-z)}=$$

$$=0,25\sum_{i=0,5L}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L}C_{iшв}{}^2C_{n_wшн}{}^2\times$$

$$\times\mathrm{Re}\left[\exp\left[j(W_г+(n-n_w)\delta W)z\right]\times\right.$$

$$\left.\times\left\{\exp\left[\overline{j\zeta\left((t,(i-n_w)\delta z)\right)-j\zeta((t-z),(i-n_w)\delta z)}\right]\right\}\right];$$

$$R_{шнв}(z)=\overline{U_{шнв}(t)U_{шнв}(t-z)}=$$

$$=0,5\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L}\sum_{i_w=0,5L}^{0,5M}C_{nшн}{}^2C_{i_wшв}{}^2\times$$

$$\times\mathrm{Re}\left[\exp\left[j(W_г+(n-n_w)\delta W)z\right]\times\right.$$

$$\left.\times\left\{\exp\left[\overline{j\zeta\left((t,(i-n_w)\delta z)\right)-j\zeta((t-z),(i-n_w)\delta z)}\right]\right\}\right];$$

$$R_{шш}(z)=\overline{U_{шш}(t)U_{шш}(t-z)}=$$

$$=0,5\sum_{n=-0,5M}^{-0,5L}\sum_{n_w=-0,5M}^{-0,5L}C_{nшн}{}^2C_{n_wшн}{}^2\times$$

$$\times\mathrm{Re}\left[\exp\left[j(W_г+(n-n_w)\delta W)z\right]\times\right.$$

$$\left.\times\left\{\exp\left[\overline{j\zeta\left((t,(n-n_w)\delta z)\right)-j\zeta((t-z),(n-n_w)\delta z)}\right]\right\}\right],$$

где черта означает математическое ожидание.

Выразив математическое ожидание

$$\left\{\exp\left[\overline{j\zeta\left((t,(n-n_w)\delta z)\right)-j\zeta((t-z),(n-n_w)\delta z)}\right]\right\}$$

через характеристическую функцию сигнала и его дисперсию, определим корреляционные функции в виде

$$R_{сс}(z)=0,5\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M}C_{nсн}{}^2C_{n_wсн}{}^2\cos[(W_г+$$

$$+(n-n_w)\delta W)z]\exp[-1,5S_у{}^2\sigma_ш{}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}\sum_{n=-0,5M}^{0,5M}\times$$

$$\times\sum_{n_w=-0,5M}^{0,5M}[(n-n_w)\delta z)^2]];$$

$$R_{\text{швн}}(z)=0{,}25\sum_{i=0{,}5L}^{0{,}5M}\sum_{n_w=-0{,}5M}^{-0{,}5L}C_{i\text{шв}}{}^2C_{n_w\text{шн}}{}^2\cos[(W_\text{г}+$$

$$+(i-n_w)\delta W)z]\exp[-1{,}5S_\text{у}{}^2\sigma_\text{ш}{}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}\sum_{n=-0{,}5M}^{0{,}5M}\times$$

$$\times\sum_{n_w=-0{,}5M}^{0{,}5M}[(i-n_w)\delta z)^2]]\ ;$$

$$R_{\text{шнв}}(z)=0{,}25\sum_{n=-0{,}5M}^{-0{,}5L}\sum_{i_w=0{,}5L}^{0{,}5M}C_{n\text{шн}}{}^2C_{i_w\text{шв}}{}^2\cos[(W_\text{г}+$$

$$+(n-i_w)\delta W)z]\exp[-1{,}5S_\text{у}{}^2\sigma_\text{ш}{}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}\sum_{n=-0{,}5M}^{0{,}5M}\times$$

$$\times\sum_{n_w=-0{,}5M}^{0{,}5M}[(n-i_w)\delta z)^2]]\ ;$$

$$R_{\text{шш}}(z)=0{,}5\sum_{n=-0{,}5M}^{-0{,}5L}\sum_{n_w=-0{,}5M}^{-0{,}5L}C_{n\text{шн}}{}^2C_{n_w\text{шн}}{}^2\cos[(W_\text{г}+$$

$$+(n-n_w)\delta W)z]\exp[-1{,}5S_\text{у}{}^2\sigma_\text{ш}{}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}\sum_{n=-0{,}5M}^{0{,}5M}\times$$

$$\times\sum_{n_w=-0{,}5M}^{0{,}5M}[(n-n_w)\delta z)^2]].$$

Спектры напряжений (16)—(19) определятся в соответствии с равенством (7), при этом подставляя в эти выражения значения $C_{nc}{}^2$ и $C_{n\text{ш}}{}^2$ и переходя от приращений δW к дифференциалам dW с учетом, что при малых индексах модуляции β значение $J_0(\beta)\approx1$, получим:

$$S_{\text{сс}}(W)=[U_0J_1(\beta_1)]^4\frac{\pi}{\sigma_w{}^2}\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{2\sigma_w{}^2}\right]dW'\times$$

$$\times\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[-\frac{(n_w\delta W)^2}{2\sigma_w{}^2}\right]dW''\times$$

$$\times\int_{-\infty}^{\infty}\cos[(W_\text{г}-W)z]\exp[-1{,}5S_\text{у}{}^2\sigma_\text{ш}{}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}z^2]dz=$$

$$=0{,}5[U_0J_1(\beta_1)]^4\sqrt{\frac{\pi^5}{2\sigma_w{}^2}}\exp\left[-\frac{(W_r-W)^2}{8\sigma_w{}^2}\right];$$

$$S_{\text{швн}}(W)=[U_0{}^2J_1(\beta_1)]^2\frac{\pi}{\sigma_w{}^2}\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{4\sigma_w{}^2}\right]dW'\times$$

$$\times\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[-\frac{(i\delta W)^2}{4\sigma_w{}^2}\right]dW''\int_{-\infty}^{\infty}\cos[(W_\text{г}+0{,}5(\Delta\Omega_\text{р}+\Delta\Omega_\xi)-$$

$$-W)z]\exp[-1{,}5S_\text{у}{}^2\sigma_\text{ш}{}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}z^2]dz=0{,}5[U_0{}^2J_1(\beta_1')]^2\times$$

$$\times\sqrt{\frac{\pi^3}{2\sigma_w{}^2}}\Phi_1\exp\left[-\frac{(W_\text{г}+0{,}5(\Delta\Omega_\text{р}+\Delta\Omega_\xi)-W)^2}{8\sigma_w{}^2}\right];$$

$$S_{\text{шнв}}(W)=[U_0{}^2J_1(\beta_1)]^2\frac{\pi}{\sigma_w{}^2}\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{4\sigma_w{}^2}\right]dW'\times$$

$$\times\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[-\frac{(i\delta W)^2}{4\sigma_w{}^2}\right]dW''\int_{-\infty}^{\infty}\cos[(W_\text{г}-0{,}5(\Delta\Omega_\text{р}+\Delta\Omega_\xi)-W)z]\times$$

$$\times\exp\left[-1{,}5S_y^2\sigma_\text{ш}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}z^2\right]dz=0{,}5[U_0{}^2J_1(\beta_1')]^2\times$$

$$\times\sqrt{\frac{\pi^3}{2\sigma_w{}^2}}\Phi_1\exp\left[-\frac{(W_\text{г}-0{,}5(\Delta\Omega_\text{р}+\Delta\Omega_\xi)-W)^2}{8\sigma_w{}^2}\right];$$

$$S_{\text{шш}}(W)=U_0{}^4\frac{\pi}{\sigma_w{}^2}\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[-\frac{(n\delta W)^2}{2\sigma_w{}^2}\right]dW'\times$$

$$\times\int_{-\infty}^{\infty}\exp\left[-\frac{(n_w\delta W)^2}{2\sigma_w{}^2}\right]dW''\int_{-\infty}^{\infty}\cos[(W_\text{г}-W)z]\times$$

$$\times\exp\left[-1{,}5S_y^2\sigma_\text{ш}^4\frac{\Delta\Omega}{\Delta W}z^2\right]dz=$$

$$=0{,}5U_0{}^4\sqrt{\frac{\pi^5}{2\sigma_w{}^2}}[\Phi_1]^2\exp\left[-\frac{(W_\text{г}-W)^2}{8\sigma_w{}^2}\right],$$

где $\Phi_1=\left[\Phi\left(\frac{0{,}5\Delta\Omega_\xi}{\sqrt{2\sigma_w{}^2}}\right)-\Phi\left(\frac{0{,}5\Delta\Omega_\text{р}}{\sqrt{2\sigma_w{}^2}}\right)\right]$;

$\Phi(x)=\sqrt{\frac{2}{\pi}}\int_0^x\exp\left[-\frac{\mu^2}{2}\right]d\mu$ — интеграл вероятности.

Из полученных выражений следует, что составляющие спектральной плотности мощности выходного сигнала — шумовые, имеют колокольную форму. Составляющие $S_{\text{сс}}(W)$ и $S_{\text{шш}}(W)$ расположены на центральной частоте $W_\text{г}$, а составляющие $S_{\text{швн}}(W)$ и $S_{\text{шнв}}(W)$ — соответственно на частотах $W_\text{г}+0{,}5(\Delta\Omega_\text{р}+\Delta\Omega_\xi)$ и $W_\text{г}-0{,}5(\Delta\Omega_\text{р}+\Delta\Omega_\xi)$ (рис. 3, *г*). Эффективная ширина спектра всех составляющих определяется дисперсией шумового напряжения модулирующего генератора УГ. Поскольку мощность шумового напряжения на входе генератора УГ мала, то следует полагать эффективную ширину спектральных составляющих в сигнале на выходе перемножителя Х2 также малой, при которой эти спектральные составляющие не перекрываются.

Мощность выходных составляющих определяется полосой фильтра ПФ4. Очевидно, что полоса фильтра ПФ4 не должна превышать значения $\Delta\Omega_\xi$, тогда мощности выходных составляющих при полосе фильтра ПФ4 $\Delta\Omega_{\text{пф}}$, равной $\Delta\Omega_\xi$, определятся равенствами

$P_{\text{сс}}=0{,}25\pi^3[U_0J_1(\beta_1)]^4$;

$P_{\text{швн}}=P_{\text{шнв}}=0{,}25\pi^3[U_0{}^2J_1(\beta_1)]^2\Phi_1$;

$P_{\text{шш}}=0{,}25\pi^3U_0{}^4\Phi_1{}^2$.

Отношение сигнал/шум на выходе приемника обнаружения запишется в виде

$$N = \frac{P_{сс}}{P_{шш} + 2P_{шнв}} = \frac{J_1^{\,4}(\beta_1)}{\Phi_1[\Phi_1 + 2J_1^{\,2}(\beta_1)]}\ .$$

Наибольший интерес представляет случай, когда уровень сигнала на входе приемника обнаружения мал, т. е. при $\Phi_1 << J_1(\beta_1)$. В таком случае $J_1(\beta_1)=0{,}5\beta_1$, а выходное отношение сигнал/шум запишется в виде

$$N = \frac{J_1^{\,2}(\beta_1)}{\Phi_1} = \frac{1}{\Phi_1}\left[\frac{S_y E_0^{\,2}\tau}{T\Omega}\,\frac{\sin(0{,}5\Omega\tau)}{0{,}5\Omega\tau}\right]^2 . \qquad (20)$$

Поскольку значение интеграла вероятности Φ_1 определяется разностью эффективной полосы спектральной составляющей шума $\Delta\Omega_\xi$ и полосы режекторного фильтра $\Delta\Omega_р$, то при выборе $\Delta\Omega_р = \Delta\Omega_\xi$ интеграл вероятности $\Phi_1=0$, следовательно, выходное отношение сигнал/шум стремится к бесконечности.

При цифровой обработке сигнала для выделения достоверной информации о сигнале необходимо обеспечить выходное отношение сигнал/шум порядка 10 дБ. Тогда из выражения (20) чувствительность $E_{0\min}$ приемника обнаружения определится в виде

$$E_{0\min} = \sqrt{\sqrt{10\Phi_1}\,\frac{T\Omega}{S_y\tau}\cdot\frac{0{,}5\Omega\tau}{\sin(0{,}5\Omega\tau)}}\ .$$

Выводы

Чувствительность приемника РЛС с модуляционной обработкой сигнала определяется скважностью следования входных радиоимпульсов. Повышение отношения сигнал/шум, чувствительности в приемнике достигается увеличением крутизны генератора, управляемого напряжением.

Наиболее эффективным способом повышения выходного отношения сигнал/шум, чувствительности является выбор полосы режекторного фильтра. При равенстве ее эффективной ширине шумовой составляющей спектра выходного сигнала управляемого генератора отношение сигнал/шум на выходе приемника стремится к бесконечности, при этом уровень входного сигнала, на который реагирует приемник обнаружения, стремится к бесконечно малой величине.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации.— М.: Радио и связь, 1983.

2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Сов. радио, 1977.

3. Филипский Ю. К. Случайные процессы в радиотехнических цепях.— Киев: Вища школа, 1978.

4. Заездный А. Н. Основы расчетов по статистической радиотехнике.— М.: Связь, 1969.

5. Двайт Г. Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы.— М.: Наука, 1969.