

## СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ JCM МЕТОДА ПЕЛЕНГАЦИИ С РЕЖЕКЦИЕЙ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ В ОБЩЕМ КАНАЛЕ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

Сорочан А.Г.

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

### Abstract

*Sorotchan A.G. The statistical analysis of the J-correlation method of the direction-finding with rejection of carrier frequency in the common channel of signal processing. The statistical analysis of the J-correlation method of the direction-finding with rejection of carrier frequency in the common channel of signal processing is carried out. The features of the signal processing by the direction-finding device, realized by the method of minimum and maximum are disclosed, the output signal-to-noise ratios of these devices have been determined.*

В работе [ 1 ] предложен J-корреляционный метод (JKM) пеленгации с режекцией несущей частоты в общем канале обработки сигнала, в которой рассмотрены два метода пеленгации, реализованные по методу минимума и максимума. Полученные результаты представляют определенный научный и практический интерес и указывают на необходимость дальнейшего исследования этого метода.

Цель работы – статистический анализ метода JKM пеленгации с режекцией несущей в общем канале обработки сигнала, раскрытие особенностей обработки сигнала в нем, определение отношения сигнал/шум на выходе.

Структурная схема, реализующая JKM пеленгации с режекцией несущей в общем канале обработки сигнала, приведена на рис. 1, на котором РЛЗ и ФЛЗ – соответственно, калиброванная регулируемая и фиксированная линии задержки; X1, X2 и X3 - первый, второй и третий множители; СМ – смеситель; Г – гетеродин; РФ – режекторный фильтр; ПФ – полосовой фильтр; ЛЗ1, ЛЗ2 и ЛЗ3 – первая, вторая и третья линии задержки; УПФ1, УПФ2 и УПФ3 – первый, второй и третий узкополосные полосовые фильтры; ЛУ – логарифмический усилитель; Д1 и Д2 – первый и второй амплитудные детекторы; " – " – схема вычитания. Основной канал, состоящий из РЛЗ, ФЛЗ, X1,СМ, Г, РФ, ПФ, ЛЗ1, X2, УПФ1, ЛУ и Д1 – реализует JKM пеленгации по методу минимума. Основной канал совместно со вспомогательным каналом, состоящим из ЛЗ2, ЛЗ3, УПФ2, X3, УПФ3, Д2 и схемы вычитания, реализуют JKM пеленгации по методу максимума.

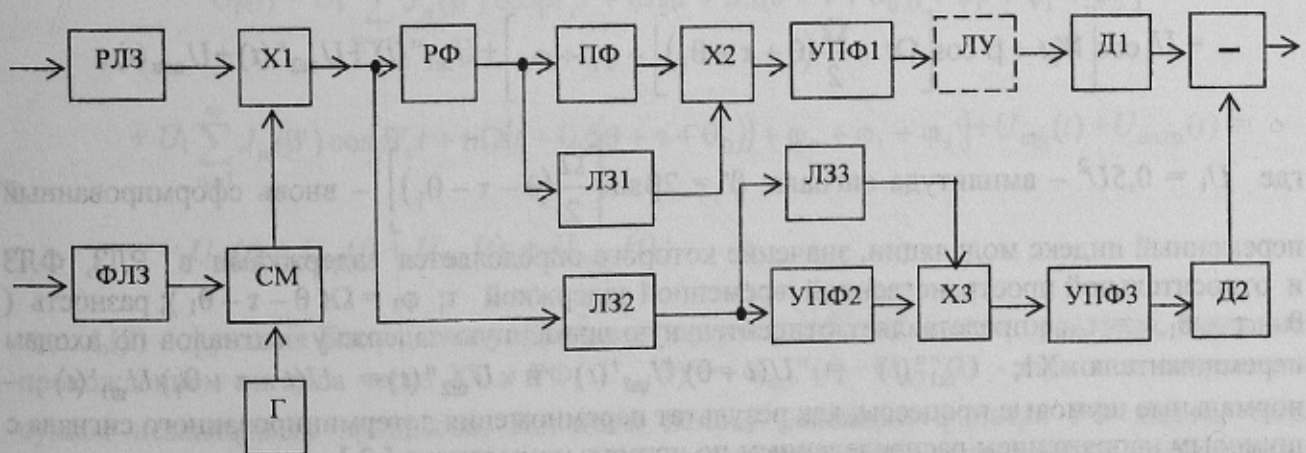


Рис. 1 Структурная схема JKM пеленгации с режекцией несущей в общем канале обработки сигнала

Сигналы, действующие на входах устройства, можно представить в виде

$$U(t) = U \cos[Wt + \beta \sin(\Omega t)] + U_{ш1}(t)$$

$$U(t + \tau) = U \cos[W(t + \tau) + \beta \sin(\Omega(t + \tau))] + U_{ш2}(t)$$

где  $U$  – амплитуда сигнала;  $W$  – несущая частота;  $\tau$  – пространственная относительная временная задержка;  $\beta$  – индекс модуляции;  $\Omega$  – модулирующая частота;  $U_{ш1}(t)$  и  $U_{ш2}(t)$  – случайные независимые шумовые процессы с нормальным законом распределения и корреляционной функцией вида  $R_{ш1}(z) = R_{ш2}(z) = \sigma_{ш}^2 \rho(z) \cos(Wz)$ ;  $\sigma_{ш}^2$  – дисперсия шумового процесса,  $\rho(z) = \sin(\Delta Wz) / \Delta Wz$  – коэффициент корреляции;  $\Delta W$  – полоса пропускания линейного тракта.

Сигналы  $U(t)$  и  $U(t + \tau)$ , получившие соответствующие преобразования и действующие на входах перемножителя X1, описываются выражениями

$$U'(t) = U(t + \theta) + U_{ш1}'(t) = U' \cos[W(t + \theta) + \beta \sin[\Omega(t + \theta)]] + U_{ш1}'(t)$$

$$U'(t + \tau) = U(t + \tau + \theta_0) + U_{ш2}'(t) =$$

$$= U' \cos[(W - W_r)(t + \tau + \theta_0) + \beta \sin[\Omega(t + \tau + \theta_0)] + \varphi_r] + U_{ш2}'(t),$$

где  $U' = U$  – амплитуда сигнала;  $\theta$  – временная задержка в РЛЗ;  $W_r$  – частота генератора Г;  $\theta_1$  – временная задержка в ФЛЗ;  $\varphi_r$  – начальная фаза вспомогательного гетеродина Г.

В приведенных выражениях  $U_{ш1}'(t)$  и  $U_{ш2}'(t)$  – шумовые напряжения, образованные от напряжений  $U_{ш1}(t)$  и  $U_{ш2}(t)$  в результате прохождения сигналами  $U(t)$  РЛЗ,  $U(t + \tau)$  ФЛЗ и смесителя СМ. При этом характеристики шумовых напряжений  $U_{ш1}'(t)$  и  $U_{ш2}'(t)$  остаются нормальными процессами с корреляционными функциями исходных сигналов.

В результате перемножения сигналов  $U'(t)$  и  $U'(t + \tau)$  на выходе перемножителя X1 на частоте  $W_r$  формируется сигнал

$$U_1(t) = U'(t)U'(t + \tau) = [U(t + \theta) + U_{ш1}'(t)][U(t + \tau + \theta_1) + U_{ш2}'(t)] =$$

$$= U_1 \cos \left[ W_r t + \beta' \cos \left[ \Omega t + \frac{\Omega}{2} (\theta + \tau + \theta_1) \right] + \varphi_r + \varphi_1 \right] + U_{ш1}''(t) + U_{ш2}''(t) + U_{шш}(t);$$

где  $U_1 = 0,5U^2$  – амплитуда сигнала;  $\beta' = 2\beta \sin \left[ \frac{\Omega}{2} (\theta - \tau - \theta_1) \right]$  – вновь сформированный переменный индекс модуляции, значение которого определяется задержками в РЛЗ, ФЛЗ и относительной пространственной временной задержкой  $\tau$ ;  $\varphi_1 = \Omega(\theta - \tau - \theta_1)$ ; разность  $(\theta - \tau - \theta_1) = \tau_{отн}$  представляет относительную временную задержку сигналов по входам перемножителя X1;  $U_{ш1}''(t) = U(t + \theta)U_{ш2}'(t)$  и  $U_{ш2}''(t) = U(t + \tau + \theta_1)U_{ш1}'(t)$  – нормальные шумовые процессы, как результат перемножения детерминированного сигнала с шумовым напряжением распределенным по нормальному закону [ 2 ].

Индекс модуляции  $\beta'$  сигнала  $U_1(t)$  определяется относительной временной задержкой  $\tau_{отн}$ . Из этого следует, что и ширина спектра сигнала  $U_1(t)$  зависит от значения  $\tau_{отн}$ . Полагая максимальное значение  $\tau_{отн}$  малой величиной ( т.к.  $\Omega, \theta, \tau, \theta_1$  – малые величины ), тогда индекс модуляции  $\beta' < \beta$ , поэтому максимальное значение ширины спектра сигнала на выходе перемножителя  $X1 \Delta W_c'$  будет меньше ширины спектра входного сигнала, т.е.  $\Delta W_c' < \Delta W_c$ .

Корреляционные функции шумовых напряжений  $U_{ш1}''(t)$  и  $U_{ш2}''(t)$  определяются выражениями

$$R_{ш1}''(z) = R_{ш1}(z)R_c(z) = R_{ш2}(z)R_c(z) = R_{ш2}''(z) = 0,5\sigma_{ш}^2 U_1^2 \rho_1(z) \cos(W_r z);$$

где  $\rho_1(z) = \frac{\sin[(\Delta W + \Delta W_c)z]}{(\Delta W + \Delta W_c)z}$  – коэффициент корреляции;  $\Delta W_c$  – ширина спектра сигнала на входе устройства.

Шумовые напряжения  $U_{ш1}''(t)$  и  $U_{ш2}''(t)$  являются независимыми процессами, т.к. образованы от независимых шумовых напряжений  $U_{ш1}'(t)$  и  $U_{ш2}'(t)$ .

Корреляционная функция составляющей шума  $U_{шш}(t) = U_{ш1}'(t) U_{ш2}'(t)$ , как результат перемножения независимых шумовых процессов, определяется выражением

$$R_{шш}(z) = 0,5\sigma_{ш}^4 \rho_2(z) \cos(W_r z);$$

здесь  $\rho_2(z) = \frac{\sin[2\Delta W z]}{2\Delta W z}$  – коэффициент корреляции.

Процесс  $U_{шш}(t)$  нормально распределен, а ширина спектра в двое больше исходного процесса.

Сигнал на выходе перемножителя  $X1$  делится на две части с равными уровнями  $U_1'(t) = U_1''(t) = U_1(t)$ .

Для определения сигнала на выходе режекторного фильтра РФ, воспользуемся известным разложением сигнала в ряд в виде суммы гармонических составляющих, коэффициенты разложения которых – функции Бесселя, определим спектр сигнала  $U_1'(t)$ . После чего, исключив в полученном выражении составляющую спектра с частотой  $W_r$ , как результат режекции фильтра РФ, выходной сигнал запишется в виде

$$\begin{aligned} U_p(t) &= U_1 \sum_{n=-\infty}^{-1} J_n(\beta') \cos[W_r t + n\Omega(t + 0,5(\theta + \tau + \theta_0)) + \varphi_r + \varphi_1 + \varphi_3'] + \\ &+ U_1 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta') \cos[W_r t + n\Omega(t + 0,5(\theta + \tau + \theta_0)) + \varphi_r + \varphi_1 + \varphi_3'] + U_{шр}(t) + U_{шшр}(t) = \\ &= U_{рл}(t) + U_{рп}(t) + U_{шр}(t) + U_{шшр}(t); \end{aligned}$$

где  $J_n(\beta)$  – функция Бесселя n-го порядка от аргумента  $\beta$ ;  $\varphi_3'$  – некоторая фаза, вызванная прохождением сигнала через  $X1$  и РФ;  $U_{шр}(t) = U_{ш1}''(t) + U_{ш2}''(t)$  – шумовое напряжение суммы независимых процессов. Полагаем полосу режекции фильтра РФ малой, тогда шумовые напряжения на его выходе остаются распределенными по нормальному закону с корреляционными функциями вида

$$R_{шпр}(z) = \sigma_{ш}^2 U_1^2 \rho_1(z) \cos(W_r z);$$

$$R_{шшпр}(z) = 0,5 \sigma_{ш}^4 \rho_2(z) \cos(W_r z);$$

Сигнал  $U_p(t)$  разделяется на две равные части  $U_p'(t) = U_p''(t) = U_p(t)$ , одна из которых  $U_p'(t)$  проходит через линию задержки ЛЗ1 и поступает на один из входов перемножителя Х2. Вторая часть сигнала  $U_p''(t)$ , прошедшая через полосовой фильтр ПФ с полосой  $\Delta W_\phi \approx \Delta W_c$ , но меньше  $\Delta W + \Delta W_c$ , поступает на второй вход перемножителя Х2. В результате прохождения сигнала  $U_p''(t)$  через фильтр ПФ шумовая составляющая  $U_{шпр}(t)$  сохраняет закон распределения нормальным и описывается корреляционной функцией вида

$$R_{шпр}''(z) = \sigma_{ш}^2 U_1^2 \frac{\Delta W_\phi}{\Delta W + \Delta W_c} \rho_3(z) \cos(W_r z),$$

где  $\rho_3(z) = \sin(\Delta W_\phi z) / \Delta W_\phi z$  – коэффициент корреляции.

Тогда как составляющая  $U_{шшпр}(t)$  на выходе фильтра ПФ нормализуется, согласно центральной предельной теоремы, а корреляционная функция принимает вид

$$R_{шшпр}''(z) = 0,5 \sigma_{ш}^4 \frac{\Delta W_\phi}{2 \Delta W} \rho_3(z) \cos(W_r z).$$

При этом шумовые напряжения  $U_{шпр}''(t)$  и  $U_{шшпр}''(t)$  формируются как независимые процессы.

Таким образом, выходной сигнал фильтра ПФ можно представить выражением

$$\begin{aligned} U_\phi(t) &= U_1 \sum_{n=-\infty}^{-1} J_n(\beta') \cos[W_r(t - \tau_1) + n\Omega(t - \tau_1 + 0,5(\theta + \tau + \theta_1)) + \varphi_r + \varphi_1 + \varphi_3] + \\ &+ U_1 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta') \cos[W_r(t - \tau_1) + n\Omega(t - \tau_1 + 0,5(\theta + \tau + \theta_1)) + \varphi_r + \varphi_1 + \varphi_3] + U_{ш+}(t) = \\ &= U_{сн}(t) + U_{сн}(t) + U_{ш+}(t); \end{aligned}$$

где  $U_{сн}(t)$  и  $U_{сн}(t)$  – соответственно, левая и правая боковые составляющие спектра сигнала;  $U_{ш+}(t) = U_{шпр}''(t) + U_{шшпр}''(t)$  – суммарное шумовое напряжение с нормальным законом распределения, как результат суммирования независимых шумовых составляющих, распределенных по нормальному закону;  $\tau_1$  – временная задержка сигнала в фильтре ПФ определяет значение задержки в ЛЗ. Корреляционная функция напряжения  $U_{ш+}(t)$

$$R_{ш+}(z) = R_{шпр}''(z) + R_{шшпр}''(z) = \left[ \frac{\sigma_{ш}^2 U_1^2}{\Delta W + \Delta W_c} + \frac{\sigma_{ш}^4}{2 \Delta W} \right] \Delta W_\phi \rho_3(z) \cos(W_r z);$$

Сигналы  $U_p'(t)$  и  $U_\phi(t)$  перемножаются в Х2. На выходе перемножителя на частоте  $2W_r$  формируется сигнал

$$\begin{aligned}
 U_2(t) &= U_p'(t)U_\phi(t) = [U_{рл}'(t)+U_{рп}'(t)+U_{шр}(t)+U_{шшр}(t)] \cdot [U_{сфл}(t)+U_{сфп}(t)+U_{ш+}(t)] = \\
 &= U_2 \sum_{n=-\infty}^{-1} J_n(\beta') \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta') \cos[2W_r t + \Psi] + [U_{рл}'(t)+U_{рп}'(t)]U_{ш+}(t) + \\
 &+ [U_{сфл}(t)+U_{сфп}(t)]U_{шр}(t) + [U_{сфл}(t)+U_{сфп}(t)]U_{шшр}(t) + [U_{шр}(t)+U_{шшр}(t)]U_{ш+}(t)
 \end{aligned}$$

где  $U_2$  – амплитуда сигнала;  $\Psi = 2\varphi_r + 2\varphi_1 + 2\varphi_3 - 2W_r\tau_1$ .

В полученном выражении первое слагаемое (сигнальная составляющая) представляет собой гармонический сигнал, амплитуда которого определяется индексом модуляции сигнала  $U_1(t)$ . При установлении в РЛЗ временной задержки  $\theta = \theta_0$ , при которой относительная временная задержка  $\tau_{отн} = 0$ , составляющая напряжения  $U_2(t)$  обращается в ноль, чем и определяется экстремальная точка, по которой производится отсчет относительной пространственной временной задержки  $\tau$  из равенства  $(\theta_0 - \tau - \theta_1) = \tau_{отн}$ .

Второе, третье и четвертое слагаемые – шумовые напряжения с нормальным законом распределения, как результат перемножения детерминированной составляющей с шумовой, имеющей нормальный закон распределения. Корреляционные функции этих составляющих

$$\begin{aligned}
 R_{ш2}(z) &= \overline{[U_{рл}'(t)+U_{рп}'(t)][U_{рл}'(t-z)+U_{рп}'(t-z)]U_{ш+}(t)U_{ш+}(t-z)} = \\
 &= 0,125U_2^2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta') \left[ \frac{\sigma_{ш}^2 U_1^2}{\Delta W + \Delta W_c} + \frac{\sigma_{ш}^4}{2\Delta W} \right] \Delta W_\phi \rho_2(z) \cos(2W_r z);
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{ш3}(z) &= \overline{[U_{сфл}(t)+U_{сфп}(t)][U_{сфл}(t-z)+U_{сфп}(t-z)]U_{шр}(t)U_{шр}(t-z)} = \\
 &= 0,125U_2^2 U_1^2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta') \sigma_{ш}^2 \rho_1(z) \cos(2W_r z),
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{ш4}(z) &= \overline{[U_{сфл}(t)+U_{сфп}(t)][U_{сфл}(t-z)+U_{сфп}(t-z)]U_{шшр}(t)U_{шшр}(t-z)} = \\
 &= 0,125U_2^2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta') \sigma_{ш}^4 \rho^2(z) \cos(2W_r z).
 \end{aligned}$$

где черта означает математическое ожидание.

Пятое слагаемое представляет собой шумовой процесс с нормальным законом распределения, как произведение суммы независимых нормально распределенных шумовых напряжений с напряжением шума, распределенным по нормальному закону. Корреляционная функция этого процесса будет

$$\begin{aligned}
 R_{ш5}(z) &= \overline{[U_{шр}(t)+U_{шшр}(t)][U_{шр}(t-z)+U_{шшр}(t-z)]U_{ш+}(t)U_{ш+}(t-z)} = \\
 &= 0,125\sigma_{ш}^6 U_1^2 \rho_5(z) \cos(2W_r z).
 \end{aligned}$$

где  $\rho_5(z) = \sin[(3\Delta W + \Delta W_c)z]/(3\Delta W + \Delta W_c)z$  – коэффициент корреляции.

Из выходного сигнала перемножителя Х2 узкополосным фильтром УПФ1 с центральной частотой  $2W_r$  и полосой пропускания  $\Delta\Omega$  выделяется напряжение

$$U_2(t) = U_2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta') \cos[2W_r t + \Psi] + U_{ш0}(t)$$

где  $U_{ш0}(t)$  - шумовое напряжение с корреляционной функцией

$$R_{ш0}(z) = 0,125 \left[ 2U_2^2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta') \left[ \frac{\sigma_{ш}^2 U_1^2}{\Delta W + \Delta W_c} + \frac{\sigma_{ш}^4}{2\Delta W} \right] + \frac{\sigma_{ш}^6 U_1^2}{3\Delta W + \Delta W_c} \right] \Delta\Omega \rho_0(z) \cos(2W_r z).$$

и коэффициент корреляции  $\rho_0(z) = \sin(\Delta\Omega z)/\Delta\Omega z$ .

Мощность сигнальной и шумовой составляющих на выходе фильтра УПФ1 определится равенствами

$$P_c = U_2^2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^4(\beta')$$

$$P_{ш} = 1,56 \cdot 10^{-2} \left[ 2U_2^2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta') \left[ \frac{\sigma_{ш}^2 U_1^2}{\Delta W + \Delta W_c} + \frac{\sigma_{ш}^4}{2\Delta W} \right] + \frac{\sigma_{ш}^6 U_1^2}{3\Delta W + \Delta W_c} \right]^2 \Delta\Omega^2$$

Тогда отношение сигнал/шум на выходе УПФ1 описывается

$$G_{\min} = \frac{U_c}{U_{ш}} = \frac{U_2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta')}{3,5 \cdot 10^{-2} \left[ 2U_2^2 \sum_{n=1}^{\infty} J_n^2(\beta') \left[ \frac{\sigma_{ш}^2 U_1^2}{\Delta W + \Delta W_c} + \frac{\sigma_{ш}^4}{2\Delta W} \right] + \frac{\sigma_{ш}^6 U_1^2}{3\Delta W + \Delta W_c} \right] \Delta\Omega}$$

**Метод минимума.** Для метода минимума в точке отсчета, где  $\tau_{отн} = 0$ , сигнал исчезает, поэтому при анализе устройства целесообразно дать оценку отношения уровней шумовых напряжений на входе и выходе. Полагая амплитудное детектирование линейным, выходное отношение сигнал/шум на выходе детектора Д1 в устройстве без ЛУ будет в двое меньше  $G_{\min} [3]$ . Из выражения, определяющего мощность шумового напряжения на выходе УПФ1 при  $\tau_{отн} = 0$  ( $\beta' = 0$ ), следует

$$P_{ш \text{ вых}} = 1,56 \cdot 10^{-2} \left[ \frac{\sigma_{ш}^6 U_1^2}{3\Delta W + \Delta W_c} \right]^2 \Delta\Omega^2$$

тогда отношение мощностей шумовых напряжений входа и выхода при  $\Delta W = \Delta W_c$ , с учетом линейного детектирования, составит

$$G_0 = \frac{P_{ш \text{ вх}}}{2P_{ш \text{ вых}}} = \frac{\sigma_{ш}^2}{3,12 \cdot 10^{-2} \left[ \sigma_{ш}^6 U_1^2 \left( \frac{\Delta\Omega}{4\Delta W} \right) \right]^2} = \frac{64\Delta W^2}{\sigma_{ш}^6 U_1^4 \Delta\Omega^2}$$

При использовании логарифмического усилителя это отношение составит

$$G_{0л} = \frac{\sigma_{ш}^2}{2 \log \left[ 1,56 \cdot 10^{-2} \left[ \sigma_{ш}^6 U_1^2 \left( \frac{\Delta\Omega}{4\Delta W} \right) \right]^2 \right]}$$

Из полученного выражения следует, что выходное отношение сигнал/шум по напряжению устройств, реализованных по методу минимума ( как с ЛУ, так и без ЛУ ), определяется отношением входной полосы устройства к выходной полосе. Из выражений, определяющих выходное отношение сигнал/шум в устройствах с ЛУ и без ЛУ, очевидно, что логарифмическое усиление существенно понижает уровень шумового напряжения на выходе устройства.

**Метод максимума.** При анализе вспомогательного канала полагаем  $\Delta W = \Delta W_c$  и режим близкий к определению экстремальной точки, в которой  $\tau_{отн} = 0$ . В этом случае сигнал  $U_1''(t)$  после прохождения линий задержки ЛЗ2 ( предназначенной для выравнивания временных задержек сигналов основного и вспомогательного каналов ) и ЛЗ3 поступает на один из входов перемножителя ХЗ описывается выражением

$$U_3'(t) = U_1 J_0(\beta') \cos[W_r t + \varphi_r + \varphi_1] + U_{шш}'(t) = U_c(t) + U_{шш}'(t);$$

где  $U_{шш}'(t)$  - шумовое напряжение с коэффициентом корреляции

$$R_{шш}'(z) = \left[ \sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4 \right] \cdot \rho_2(z) \cos(W_r z)$$

На второй вход перемножителя ХЗ сигнал  $U_1''(t)$  поступает после прохождения ЛЗ2 и фильтра УПФ2 с центральной частотой  $W_r$  и полосой  $\Delta\Omega$ , равной полосе пропускания УПФ1. В результате выходное напряжение фильтра УПФ2 запишется в виде

$$U_{yф}(t) = U_1 J_0(\beta') \cos[W_r t + \varphi_r + \varphi_1] + U_{шш}''(t) = U_c(t) + U_{шш}''(t);$$

где  $U_{шш}''(t)$  - шумовое напряжение с нормальным распределением и корреляционной функцией вида

$$R_{шш}''(z) = \left[ \sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4 \right] \cdot \frac{\Delta\Omega}{2\Delta W} \rho_0(z) \cos(W_r z),$$

Из результата перемножения сигналов  $U_3'(t)$  и  $U_{yф}(t)$  в ХЗ на его выходе на частоте  $2W_r$  формируется сигнал, который будет описываться выражением

$$\begin{aligned} U_3(t) &= U_c^2(t) + U_c(t) U_{шш}'(t) + U_c(t) U_{шш}''(t) + U_{шш}'(t) U_{шш}''(t) = \\ &= U_1^2 J_0^2(\beta') \cos[2W_r t + 2\varphi_r + 2\varphi_1] + U_{шш3}(t), \end{aligned}$$

здесь  $U_{шш3}(t)$  - шумовое напряжение с корреляционной функцией

$$R_{ш3}(z) = \left[ U_1^2 J_0^2(\beta') [\sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4] \left( 1 + \frac{\Delta\Omega}{2\Delta W} \right) \rho_{31}(z) + \left[ \sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4 \right]^2 \frac{\Delta\Omega}{2\Delta W} \rho_2(z) \right] \cos(2W_r z),$$

где  $\rho_{31}(z) = \sin(3\Delta W z)/3\Delta W z$

которая в результате прохождения фильтра УПФЗ с центральной частотой  $2W_r$  и полосой  $\Delta\Omega$  с учетом неравенства  $2\Delta W \gg \Delta\Omega$  запишется в виде

$$R_{ш3}(z) = \left[ U_1^2 J_0^2(\beta') [\sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4] \frac{\Delta\Omega}{3\Delta W} + \left[ \sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4 \right]^2 \left( \frac{\Delta\Omega}{2\Delta W} \right)^2 \right] \rho_0(z) \cos(2W_r z)$$

Мощность составляющих, прошедших узкополосный полосовой фильтр УПФЗ, определится равенствами

$$P_{св} = U_1^4 J_0^4(\beta')$$

$$P_{шв} = \left[ U_1^2 J_0^2(\beta') [\sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4] \frac{\Delta\Omega}{3\Delta W} + \left[ \sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4 \right]^2 \left( \frac{\Delta\Omega}{2\Delta W} \right)^2 \right]$$

Сигналы основного и вспомогательного каналов поступают на входы схемы вычитания. На основании независимости этих шумовых напряжений, выходной сигнал устройства без ЛУ запишется в виде

$$U_{вых}(t) = U_1^2 J_0^2(\beta') + U_{шД2}(t) - U_{шД1}(t),$$

где  $U_{шД1}(t)$  и  $U_{шД2}(t)$  - шумовые напряжения с Релеевским законом распределения на выходах детекторов, соответственно основного и вспомогательного каналов.

В результате выходное отношение сигнал/шум при установлении  $\tau_{отн} = 0$  определится как

$$G_M = \frac{P_{св}}{2P_{шв} + 2P_{швых}} \approx \frac{P_{св}}{2P_{шв}} = \frac{0,5U_1^4 J_0^4(\beta')}{\left[ U_1^2 J_0^2(\beta') [\sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4] \frac{\Delta\Omega}{3\Delta W} + \left( \sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4 \right)^2 \left( \frac{\Delta\Omega}{2\Delta W} \right)^2 \right]}$$

В устройстве с логарифмическим усилением это отношение составит

$$G_{Мл} = \frac{P_{св}}{2P_{шв} + 2 \log(P_{швых})} \approx \frac{P_{св}}{2P_{шв}} = \frac{0,5U_1^4 J_0^4(\beta')}{\left[ U_1^2 J_0^2(\beta') [\sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4] \frac{\Delta\Omega}{3\Delta W} + \left( \sigma_{ш}^2 U_1^2 + 0,5\sigma_{ш}^4 \right)^2 \left( \frac{\Delta\Omega}{2\Delta W} \right)^2 \right]}$$



При малых уровнях входного сигнала выражения, выражения определяющие выходное отношение сигнал/шум, упрощаются и принимают вид

$$G_{\max} = \frac{U_1^4 J_0^4 (\beta')}{\sigma_{\text{ш}}^8} \left( \frac{2\Delta W}{\Delta\Omega} \right)^2.$$

Из полученного выражения следует, что выходное отношение сигнал/шум по напряжению устройств, реализованных по методу максимума ( как с ЛУ, так и без ЛУ ) определяется вспомогательным каналом и пропорционально квадрату входного отношения сигнал/шум и отношению входной и выходной полос пропускания.

**Выводы.** Таким образом, в методе JCM пеленгации с режекцией несущей частоты в общем канале обработки сигнала выходное отношение сигнал/шум по напряжению в методе минимума определяется отношением входной полосы к выходной. Применение логарифмического усилителя в этом методе повышает выходное отношение сигнал/шум. В методе максимума выходное отношение сигнал/шум определяется вспомогательным каналом и зависит от отношения входной и выходной полос пропускания и не зависит от применения логарифмического усиления.

### Литература

1. Сорочан А.Г. *J – Корреляционный метод пеленгации с режекцией несущей частоты в общем канале обработки сигнала // Вісник Донецького Університету, Сер. А: Природничі науки, 2003, вип.2. С. 230 – 237.*
2. Заездный А.Н. *Основы расчетов по статистической радиотехнике. – М., Связь, 1969. – 447с.*
3. Белоцерковский Г.Б. *Основы радиолокации и радиолокационных устройств. – М., Сов. радио, 1975г. – 336с.*