

УДК 621.396.62

## **РАДИОИНТЕРФЕРОМЕТР С АВТОНОМНЫМИ ГЕТЕРОДИНАМИ В РАЗНЕСЕННЫХ ПРИЕМНЫХ КАНАЛАХ**

**А. П. Дятлов, Д. О. Троц**

**Технологический институт Южного Федерального Университета**

Получена 22 июля 2013 г.

**Аннотация.** Исследуются принципы построения радиointерферометра и стенда для его моделирования с целью обеспечения оптимизации основных характеристик при различных исходных условиях.

**Ключевые слова:** радиointерферометр, линейный тракт приемника, пеленг, автономный гетеродин, шумовой сигнал, база пеленгования, отношение сигнал/помеха, погрешность пеленгования.

**Abstract.** Principles of constructing of radio interferometer and test bench for his modeling to ensure optimization of the basic characteristics for different initial conditions are considered.

**Keywords:** radiointerferometer, linear receiver chain, bearing, autonomousheterodyne, the noise signal, the base direction finding, signal-to-noise ratio, accuracy of direction finding.

Радиointерферометры (РИ) относятся к классу высокоточных пеленгаторов различных источников шумовых радиоизлучений [1]. Погрешность в РИ зависит величины базы, сектора и зоны пеленгования, а также определяется флюктуационной погрешностью и аппаратурными погрешностями за счет неидентичности линейных трактов приемника (ЛТП) и нестабильности каналов связи между приемными каналами РИ. В работе [1] исследованы пути уменьшения аппаратурной погрешности пеленгования, обусловленных неидентичностью каналов ЛТП, за счет введения режима калибровки, реализованного на основе совмещенного встроенного контроля.

В данной статье с целью дальнейшего снижения погрешности пеленгования исследуются принципы построения РИ с автономными гетеродинами в каналах линейного тракта приемного устройства.

С целью уменьшения погрешности пеленгования в РИ с большими базами в работе [2] было предложено использование независимых атомных стандартов частоты с фиксацией выходных эффектов на выходе каналов в запоминающих устройствах и последующей постобработкой на основе совмещения записей для определения пеленга.

Однако такой подход имеет такие недостатки, как высокая стоимость РИ, низкое быстродействие и возможность пеленгования в узком частотном диапазоне.

При необходимости функционирования РИ в широком частотном диапазоне предлагается использовать в качестве гетеродинов в приемных каналах двух независимых синтезаторов частоты, перестраиваемых по частоте от общего пункта управления (ПУ). С учетом современного уровня элементной базы, используемой при проектировании перестраиваемых широкодиапазонных синтезаторов частот имеется возможность реализации в каналах ЛТП гетеродинных напряжений с разносом частот до 500 кГц при перепаде температур от  $-20^{\circ}\text{C}$  до  $+30^{\circ}\text{C}$  [3].

Наличие частотного разноса сигналов на выходах ЛТП приводит к необходимости использовать в РИ вместо корреляционной обработки корреляционно-фильтровую обработку с последующим выделением свернутого по спектру сигнала в параллельном спектроанализаторе (ПСА), рабочий частотный диапазон которого согласован с частотным разносом гетеродинных напряжений.

С целью обеспечения функционирования в реальном масштабе времени между каналами приемника следует предусмотреть каналы связи по промежуточной частоте, а для уменьшения аппаратурной погрешности, обусловленной нестабильностью группового времени запаздывания в каналах связи предлагается использовать компенсационный алгоритм.[3]

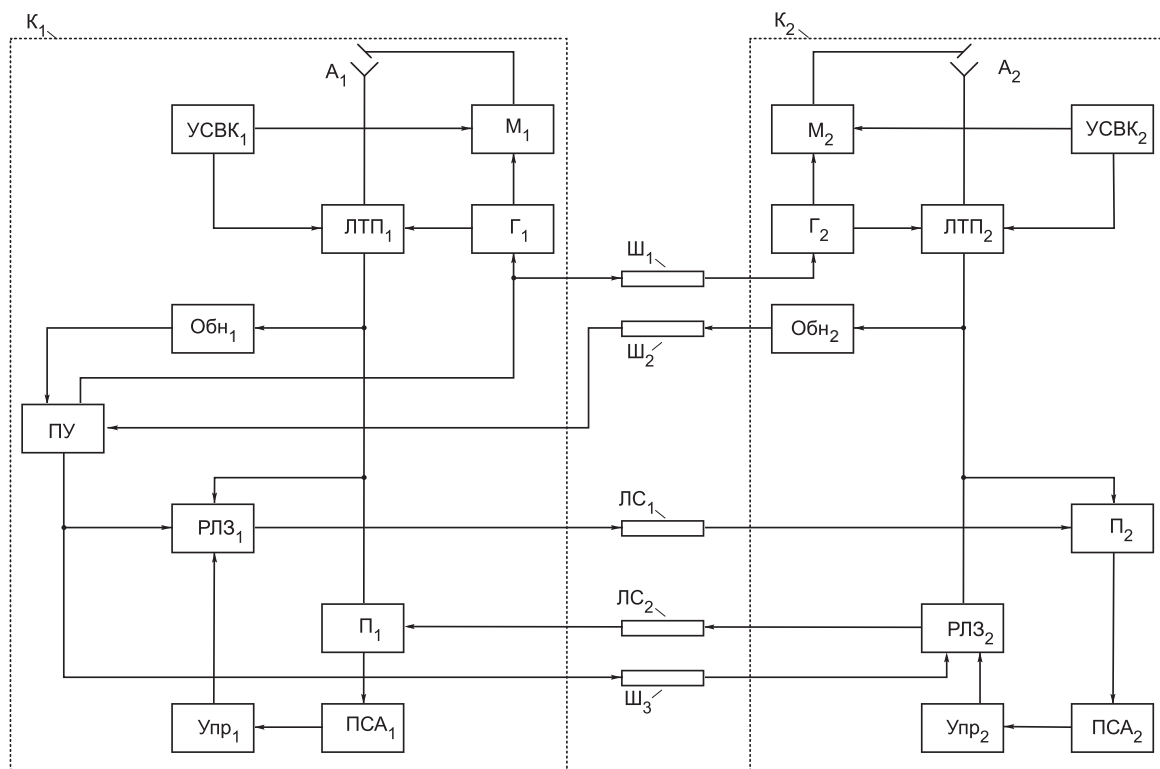


Рис. 1

С учетом вышеизложенного структура исследуемого РИ приведена на рис. 1, где  $A_1, A_2$  — антенны;  $ЛТП_1, ЛТП_2$  — линейные тракты приемника;  $\Gamma_1, \Gamma_2$  — гетеродины;  $M_1, M_2$  — модуляторы;  $УСВК_1, УСВК_2$  — устройства совмещенного встроенного контроля;  $Обн_1, Обн_2$  — обнаружители;  $РЛЗ_1, РЛЗ_2$  — регулируемые линии задержки;  $\Pi_1, \Pi_2$  — перемножители;  $ПСА_1, ПСА_2$  — параллельные спектроанализаторы;  $ПУ$  — пункт управления;  $Упр_1, Упр_2$  — управители;  $ЛС_1, ЛС_2$  — линии связи;  $Ш_1, Ш_2, Ш_3$  — шины управления;  $K_1, K_2$  — каналы РИ.

Принцип действия РИ состоит в следующем. При пеленговании по азимуту сектор пеленгования  $\Delta\alpha$  определяется шириной диаграммы направленности антенн  $A_1$  и  $A_2$  в азимутальной плоскости  $\theta_a$ . В случае пеленгования источников радиоизлучений в дальней зоне, когда фронт приходящих электромагнитных волн можно полагать плоским, на входы каналов РИ поступают процессы

$$y_1(t) = S(t) + n_1(t); \quad y_2(t) = S(t - \tau_s) + n_2(t);$$

$$\tau_s = \frac{d \sin \alpha}{c},$$

где  $S(t)$  — шумовой сигнал (ШС), соответствующий квазибелому шуму (КШ);  $n_1(t), n_2(t)$  — внутренние шумы;  $\tau_s$  — временной сдвиг ШС, пропорциональный пеленгу  $\alpha$ ;  $d$  — разнос антенн  $A_1$  и  $A_2$  (база РИ);  $c$  — скорость распространения радиоволн.

Автокорреляционная функция ШС имеет вид:

$$R_s(\tau) = \sigma_s^2 \operatorname{sinc}(\pi \Delta f_s \tau) \cos(2\pi f_s \tau), \Delta F = f_b - f_n,$$

где  $\sigma_s^2$  — дисперсия сигнала  $S(t)$ ;  $f_s, \Delta f_s$  — несущая частота и ширина спектра ШС;  $f_n, f_b, \Delta F$  — нижняя, верхняя границы и ширина рабочего частотного диапазона РИ.

Поиск ШС по частоте в ЛТП<sub>1</sub> и ЛТП<sub>2</sub> осуществляется синхронно и завершается обнаружением ШС после перестройки частоты  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$ , когда

$$f_s - f_{os1} = f_{s1}; \quad f_s - f_{os2} = f_{s2}; \quad f_{os1} - f_{os2} \leq F; \quad \Delta f_n \geq \Delta f_s; \quad F < \Delta f_n;$$

где  $f_{os1}, f_{os2}$  — частоты гетеродинов  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$ ;  $\Delta f_n$  — полоса пропускания ЛТП<sub>1</sub> и ЛТП<sub>2</sub>;  $F$  — величина расстройки частот гетеродинов  $\Gamma_1$  и  $\Gamma_2$  при их автономной перестройке по целеуказаниям от ПУ;  $f_{s1}, f_{s2}$  — частота ШС после преобразования частоты в ЛТП<sub>1</sub> и ЛТП<sub>2</sub>.

После прохождения процессов  $y_1(t)$  и  $y_2(t)$  через ЛТП<sub>1</sub> и ЛТП<sub>2</sub> с учетом аппаратурных погрешностей, обусловленных неидеальностью их фазочастотных характеристик, получаем:

$$y_{11}(t) = K_1[S_1(t - \tau_1) + n_1(t - \tau_1)]; \quad y_{21}(t) = K_2[S_2(t - \tau_s - \tau_2) + n_2(t - \tau_s - \tau_2)],$$

$$\Delta \tau_0 = \tau_1 - \tau_2;$$

где  $K_1, K_2$  — коэффициенты передачи ЛТП<sub>1</sub> и ЛТП<sub>2</sub>;  $\tau_1, \tau_2$  — групповое запаздывание, вносимое ЛТП<sub>1</sub> и ЛТП<sub>2</sub>;  $\Delta \tau_0$  — неидентичность ЛТП<sub>1</sub> и ЛТП<sub>2</sub> по групповому запаздыванию.

При использовании в РИ совмещенного встроенного контроля, как показано в работе [1], обеспечивается благодаря УСВК<sub>1</sub> и УСВК<sub>2</sub>

корректировка группового запаздывания в ЛТП<sub>1</sub> и ЛТП<sub>2</sub>, таким образом, чтобы  $\tau_1 = \tau_2$ .

В Обн<sub>1</sub> и Обн<sub>2</sub> осуществляется энергетическое обнаружение, если

$$U_{01}(T_0) = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} y_{11}^2(t) dt > U_{\text{п}}; \quad U_{02}(T_0) = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} y_{21}^2(t) dt > U_{\text{п}},$$

где  $U_{01}(T_0)$ ,  $U_{02}(T_0)$  — напряжение на выходе энергетических обнаружителей Обн<sub>1</sub> и Обн<sub>2</sub>;  $T_0$  — постоянная интегрирования в обнаружителе;  $U_{\text{п}}$  — пороговое напряжение.

При  $\Delta f_{\text{п}} T_0 \gg 1$  характеристики помехоустойчивости рассчитываются из следующих соотношений [5]:

$$P_{\text{по}} = \Phi \left[ g_0 - \frac{\text{arc } \Phi(1 - P_{\text{лт}})}{1 + 2g_{\text{вх}}^2} \right]; \quad \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt; \quad P_{\text{лт}} = 1 - \Phi \left[ g_{\text{п}} - \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T_0} \right];$$

$$g_{\text{вх}}^2 = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2}; \quad g_0 = \frac{g_{\text{вх}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{п}} T_0}}{\sqrt{1 + 2g_{\text{вх}}^2 + g_{\text{вх}}^2 \frac{\Delta f_{\text{п}}}{\Delta f_s}}},$$

где  $P_{\text{по}}$ ,  $P_{\text{лт}}$  — вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги;  $\Phi(x)$ ,  $\text{arc } \Phi(x)$  — функция Лапласа и обратная ей функция;  $g_{\text{вх}}^2$  — входное отношение сигнал/помеха по мощности;  $g_0$  — отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе Обн<sub>1(2)</sub>;  $g_{\text{п}}$  — нормированный порог;  $\sigma_n^2$  — дисперсия шума в полосе  $\Delta f_{\text{п}}$ .

Максимальное время поиска сигнала  $S(t)$  в ЛТП<sub>1(2)</sub> по частоте и его обнаружения  $T_{\text{п.з}}$  равно

$$T_{\text{п.з}} = \frac{\Delta F}{\Delta f_{\text{п}}} T_0.$$

После обнаружения ШС начинается этап подстройки РЛЗ<sub>1</sub> и РЛЗ<sub>2</sub> с целью обеспечения оценки временного сдвига  $\tau_s$ . При этом отличительной особенностью исследуемого РИ является необходимость перехода от корреляционной к корреляционно-фильтровой обработке. Учитывая, что

средние частоты сигналов  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  отличаются на априорно неизвестную величину  $F$ , то для выделения свернутого по спектру выходного эффекта используется ПСА, частотный диапазон которого перекрывает интервал изменения  $F$ .

После завершения подстройки РЛЗ<sub>1</sub> и РЛЗ<sub>2</sub> на выходе перемножителя  $\Pi_{1(2)}$  одного из каналов ПСА<sub>1(2)</sub>, центральная частота которого совпадает с разностной частотой  $F$ , выделяется компонент «сигнал–сигнал»

$$S_{12}(t) = \int_{-\infty}^t h_i(t-x)S_1(x-\tau_1)S_2(x-\tau_s-\tau_{12})dx;$$

$$S_{22}(t) = \int_{-\infty}^t h_i(t-x)S_1(x-\tau_{11})S_2(x-\tau_s-\tau_2)dx;$$

$$h_i(t) = \pi\Delta f_k \text{sinc}(\pi\Delta f_k t) \cos(2\pi f_{k_i} t); \quad f_{k_i} \approx F,$$

где  $\tau_1, \tau_2$  — временные сдвиги, вносимые РЛЗ<sub>1</sub> и РЛЗ<sub>2</sub>;  $\tau_{11}, \tau_{12}$  — временные сдвиги, вносимые линиями связи ЛС<sub>1</sub> и ЛС<sub>2</sub>;  $h_i(t)$  — импульсная реакция  $i$ -го канала ПСА со средней частотой  $f_{k_i}$  и полосой пропускания  $\Delta f_k$ .

При  $\tau_1 = \tau_s - \tau_{12}$  и  $\tau_2 = -\tau_s + \tau_{11}$  на выходе  $i$ -го канала ПСА<sub>1(2)</sub> компоненты «сигнал–сигнал» представляет собой квазигармонические процессы

$$S_{13}(t) = K_n \sigma_s^2 r_s(\Delta\tau_1) \cos(2\pi Ft);$$

$$S_{14}(t) = K_n \sigma_s^2 r_s(\Delta\tau_2) \cos(2\pi Ft);$$

$$r_s(\tau) = \text{sinc}(\pi\Delta f_s \tau),$$

где  $K_n$  — коэффициент передачи  $\Pi_{1(2)}$ ;  $r_s(\Delta\tau_1), r_s(\Delta\tau_2)$  — коэффициенты автокорреляции сигнала в 1-м и 2-м каналах РИ;  $\Delta\tau_1, \Delta\tau_2$  — временные рассогласования за счет неточности подстройки РЛЗ<sub>1</sub> и РЛЗ<sub>2</sub>, а также неидеальности функционирования УСВК<sub>1</sub> и УСВК<sub>2</sub>.

При использовании в качестве линий связи комбинированных многожильных кабелей с компенсирующими усилителями, например, кабель марки SAT100n, можно обеспечить:

- 1) равенство задержек, вносимых ЛС<sub>1</sub> и ЛС<sub>2</sub> ( $\tau_{11} = \tau_{12}$ );

2) передачу в одной оболочке как радиосигналов (ЛС<sub>1</sub> и ЛС<sub>2</sub>), так и управляющих сигналов (Ш<sub>1</sub>, Ш<sub>2</sub>, Ш<sub>3</sub>);

3) возможность увеличения базы пеленгования  $d$  до десятков километров, поскольку в данном варианте РИ радиосигналы передаются на промежуточной частоте и кабели вносят затухание не более нескольких дБ на 1 км.

С целью уменьшения аппаратурной погрешности пеленгования, вносимой нестабильностью  $\tau_{11}$  и  $\tau_{12}$ , оценки временных сдвигов  $\hat{\tau}_1$  и  $\hat{\tau}_2$ , фиксируемые в ПУ, используются в компенсационном алгоритме для получения оценки временного сдвига  $\hat{\tau}_s$  и оценки пеленга  $\hat{\alpha}$

$$\hat{\tau}_s = \frac{\hat{\tau}_1 - \hat{\tau}_2}{2}; \quad \hat{\alpha} = \arcsin \frac{c \hat{\tau}_s}{d}.$$

С учетом вышеизложенного среднеквадратичная погрешность пеленгования  $\sigma\alpha$  зависит от таких параметров как значение пеленга  $\alpha$ , база пеленгования  $d$  и среднеквадратичная погрешность оценивания временного сдвига сигналов  $\sigma\tau$

$$\sigma\alpha = \frac{\sigma\tau}{\sqrt{2}\tau_d} \frac{\sqrt{1 + \sin^2 \alpha}}{\cos \alpha}; \quad \tau_d = \frac{d}{c}; \quad \alpha \leq \frac{\Delta\alpha}{2},$$

где  $\tau_d$  — время прохождения ШС расстояния, соответствующего базе пеленгования  $d$ ;  $\Delta\alpha$  - сектор пеленгования.

Погрешность  $\sigma\tau$  зависит от флюктуационной погрешности  $\sigma\tau_1$ , аппаратурной погрешности  $\sigma\tau_2$ , методической погрешности  $\sigma\tau_3$

$$\sigma\tau = \sqrt{\sigma^2\tau_1 + \sigma^2\tau_2 + \sigma^2\tau_3}.$$

Среднеквадратичная флюктуационная временная погрешность  $\sigma\tau_1$  определяется из соотношений [2]

$$\sigma\tau_1 = \frac{1}{\Delta f_s g};$$

$$\Delta f_k T_\alpha = 1; \quad \Delta f_k = \frac{\Delta f_a}{n_k}; \quad g = \sqrt{2} g_{\text{ВХ}}^2 \sqrt{\Delta f_{\text{П}} T_\alpha} \quad \text{при } g_{\text{ВХ}}^2 < 1; \quad g_k > 1,$$

где  $g_k$  — отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе  $i$ -го полосового фильтра канала ПСА<sub>1(2)</sub>;  $g$  — отношение сигнал/шум по напряжению на выходе  $i$ -го канала ПСА<sub>1(2)</sub>;  $\Delta f_a$  — рабочий частотный диапазон ПСА<sub>1(2)</sub>;  $\Delta f_k$  — полоса пропускания каждого канала ПСА<sub>1(2)</sub>;  $n_k$  — количество каналов в ПСА<sub>1(2)</sub>;  $T_\alpha$  — постоянная интегрирования на выходе каналов ПСА<sub>1(2)</sub>.

Среднеквадратичная аппаратурная погрешность  $\sigma\tau_2$  определяется неидеальностью функционирования УСВК<sub>1(2)</sub> ( $\delta\tau_{12} = \tau_1 - \tau_2$ ) и нестабильностью временного сдвига в ЛС<sub>1(2)</sub> ( $\delta\tau = \tau_{11} - \tau_{12}$ )

$$\sigma\tau_2 = \frac{\sqrt{\delta^2 \tau_{12} + \delta^2 \tau}}{2\sqrt{3}}.$$

Среднеквадратичная методическая временная погрешность  $\sigma\tau_3$  при дискретном законе перестройки РЛЗ<sub>1(2)</sub> зависит от шага временного поиска  $\tau_{\text{ш}}$  и равна

$$\sigma\tau_3 = \frac{\tau_{\text{ш}}}{2\sqrt{3}} \quad \text{при } \tau_{\text{ш}} < \tau_{\text{кс}},$$

где  $\tau_{\text{кс}}$  — интервал корреляции ШС.

На этапе пеленгования осуществляется дискретная перестройка РЛЗ<sub>1(2)</sub> до тех пор пока на частоте  $F$  в одном из каналов не появится гармоническое колебание, соответствующее компоненту «сигнал–сигнал». Окончательная подстройка РЛЗ<sub>1(2)</sub> обеспечивается Упр<sub>1(2)</sub>, куда вводится дифференцирующая цепь для придания дискриминационной характеристике нечетного характера.

Длительность этапа пеленгования равна

$$T_{\text{э}\alpha} = \frac{\tau_d}{\tau_n} T_\alpha.$$



Реальная чувствительность РИ рассчитывается следующим образом

$$P_{s1} = kT_0 \Delta f_n N_n g_{bx_0}^2 ; P_{s2} = kT_0 \Delta f_n N_n g_{bx_\alpha}^2 ; kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт/Гц},$$

где  $N_n$  — коэффициент шума ЛТП<sub>1(2)</sub>;  $P_{s1}$ ,  $P_{s2}$  — реальные чувствительности РИ в режимах обнаружения и пеленгования,  $g_{bx_0}^2$ ,  $g_{bx_\alpha}^2$  - входное отношение сигнал/помеха по мощности в режимах обнаружения и пеленгования. Длительность одного сеанса функционирования РИ равна  $T_{РИ} = T_{\Pi} + T_{\alpha}$ .

С целью проверки теоретических расчетов при оптимизации основных параметров функциональных узлов и РИ в целом при различных исходных данных описываются принципы построения моделирующего стенда, реализованного на основе продуктов программы системотехнического моделирования SystemView.

Функциональная схема стенда приведена на рис.2

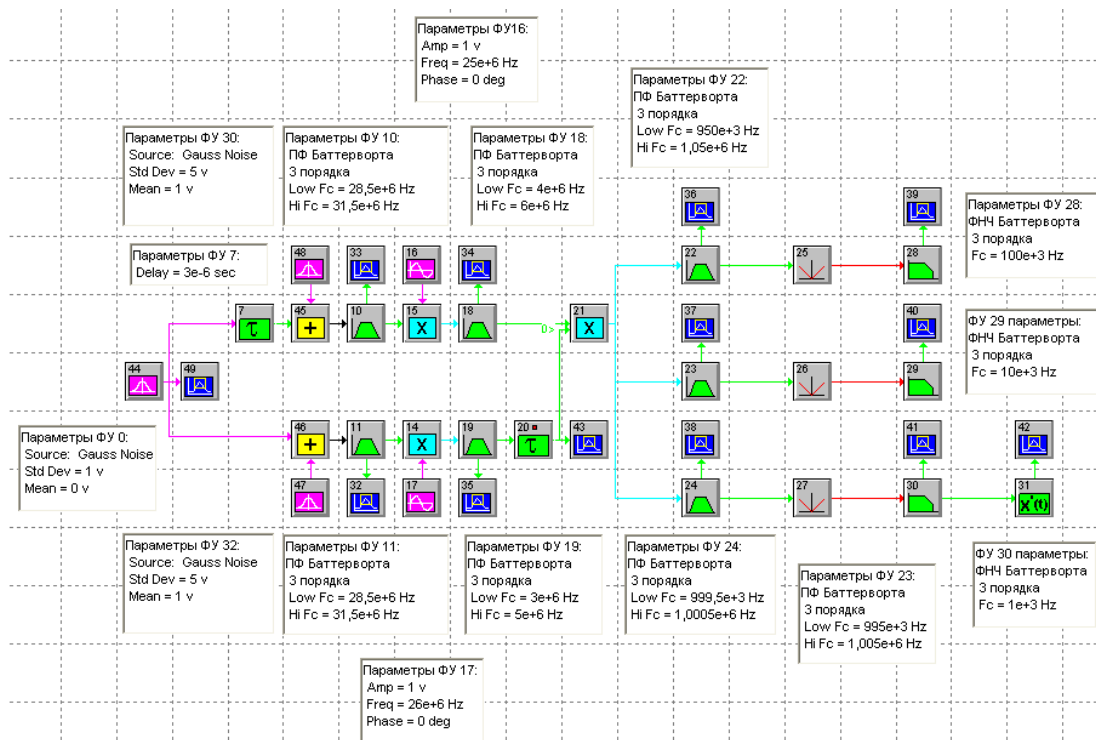


Рис 2.

На входе стенда используется три генератора шума: ФУ 0 для формирования шумового сигнала (ШС) и ФУ 30, 32 для формирования внутреннего шума  $n(t)$  РИ. Приемная часть РИ моделируется двумя каналами

линейных трактов (ЛТП1 и ЛТП2). ЛТП 1,2 состоит из входных ПФ (ФУ 10, ФУ11), смесителей (ФУ 14, ФУ 15), гетеродинов (ФУ 16, ФУ 17), и полосовых фильтров на промежуточных частотах (ФУ 18, ФУ 19). При этом для имитации аппаратурных погрешностей РИ используется возможность задания на основе меню для моделей ПФ, соответственных форм АЧХ и ФЧХ, а изменением значений частот гетеродинов можно устанавливать различную величину частотного разноса  $F$ . Фиксированная линия задержки(ЛЗ) (ФУ 7) позволяет моделировать изменения значений пеленгов.

Коррелятор имеет три выхода и состоит из перемножителя (ФУ 21), регулируемой линии задержки (РЛЗ) (ФУ 20), трех параллельно включенных узкополосных фильтров УФ (ФУ 22, ФУ 23, ФУ 24), трех параллельно включенных детекторов огибающей (ФУ 25, ФУ 26, ФУ 27) и фильтров нижних частот (ФУ 28, ФУ 29, ФУ 30).

Первый выход коррелятора  $УФ_1$  (ФУ 22) предназначен для фиксации частотного разноса гетеродинов  $F$ . Второй выход коррелятора с  $УФ_2$  (ФУ 23) предназначен для грубой оценки задержки  $t_{ЛЗ}$ , вносимой ЛЗ (ФУ 7), и соответственно пеленга в режиме поиска на основе последовательной перестройки РЛЗ (ФУ 20) линейно-ступенчатым законом. Третий выход коррелятора с УФ 3 (ФУ 24) и дополнительно включенной дифференцирующей цепью (ФУ 31) предназначено для точного оценивания задержки  $t_{ЛЗ}$  и соответственно пеленга  $\alpha$  в режиме слежения при использовании дискриминационной характеристики.

Для обеспечения настройки и проверки нормального функционирования всех функциональных узлов и РИ в целом используется набор универсальных анализаторов (ФУ 32 – ФУ 42), обеспечивающих контроль временного и спектрального представления выходных процессов.

На рис 3 а, б, в приведены спектральные распределения ШС на выходе ФУ 10(11), ФУ 18, ФУ 19.

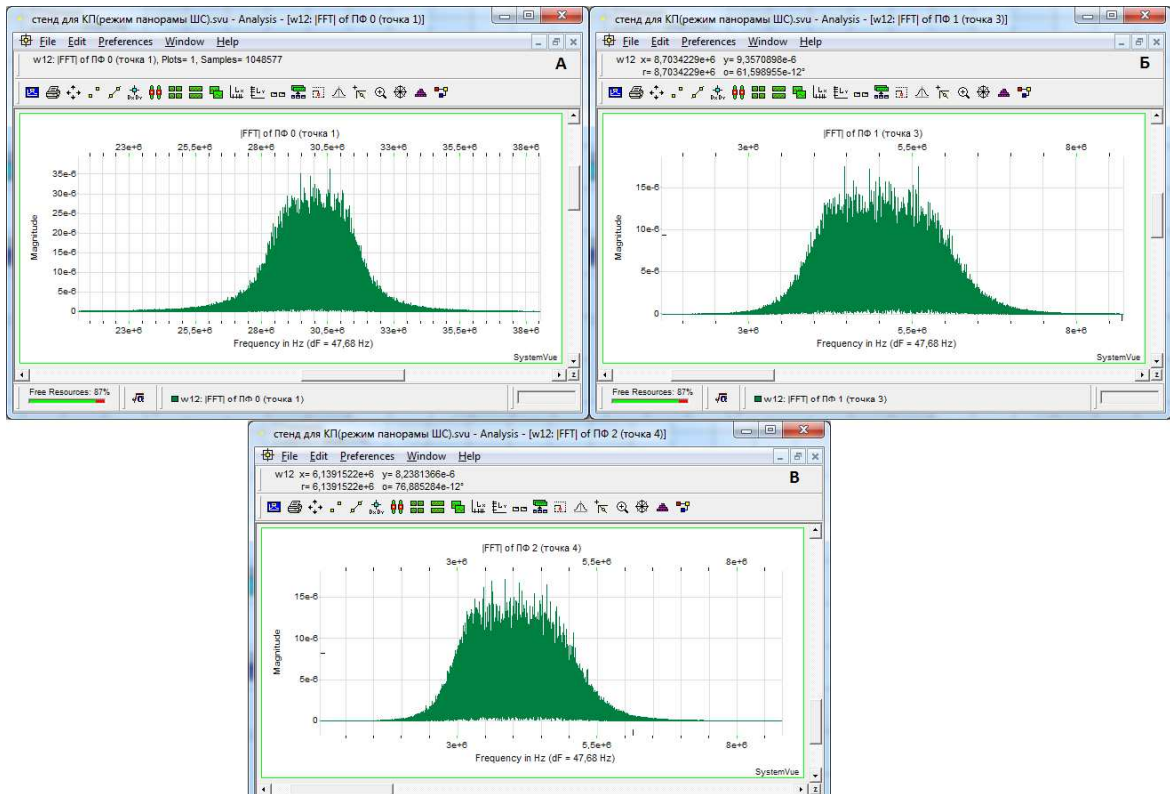


Рис. 3 а,б,в

Рассмотрим пример использования стенда при следующих исходных данных:

1. ШС имеет среднюю частоту  $f_s = 30\text{МГц}$  и ширину спектра  $\Delta f_s = 3\text{МГц}$ ;
2. Разнос между частотами гетеродинов (ФУ16, ФУ17) может находиться в интервале  $F \in [0,95; 1,05]\text{МГц}$ ;
3. Диапазон поиска по пеленгу  $\Delta\alpha = 60^\circ$ ;
4. База РИ  $d = 3\text{км}$ ;
5. Диапазон поиска по задержке равен  $\Delta\tau = 2 \frac{d}{c} \sin \frac{\Delta\alpha}{2} = 10^{-5}\text{с}$ ;  $c = 3 \cdot 10^8\text{М/с}$ ;
6. Частота дискретизации процессов  $f_\Phi = 10^6\text{Гц}$ .

В процессе моделирования необходимо осуществить:

- 1) предварительную оценку пеленга при последовательном поиске путем оценки времени запаздывания  $\tau_{\text{РЛЗ}_1}$ , вносимого РЛЗ;
- 2) оценку разноса частот между гетеродинами  $\hat{F}$ ;
- 3) точную оценку пеленга в режиме слежения путем оценки времени запаздывания  $\tau_{\text{РЛЗ}_2}$ , вносимого ЛЗ.

При проведении первого этапа моделирования полагаем  $\tau_{\text{ЛЗ}} = 3e^{-6}\text{с}$ ;  $F = 10^6\text{Гц}$ , а также закон перестройки РЛЗ (ФУ 20) линейно-ступенчатым с параметрами

$$i \in [1, N]; N = \frac{\Delta\tau}{\Delta\tau_{\text{ш}_1}}; \Delta\tau_{\text{ш}_1} = \frac{1}{\Delta f_s}; T_{\text{ш}} = \frac{1}{\Delta f_{\text{УФ}_2}}; T_{\text{п}} = NT_{\text{ш}},$$

Где  $\Delta\tau_{ш_1}$  – шаг перестройки РЛЗ;  $T_{ш}$  – длительность шага перестройки РЛЗ;  $i, N$  – номер и количество шагов перестройки РЛЗ;  $\Delta f_{y\Phi_2}$  – полоса пропускания  $y\Phi_2$ ;  $T_{п}$  – длительность поиска по задержке (пеленгу).

На рис 4 а,б,в приводятся результаты моделирования при установке в стенде  $\Delta\tau_{ш_1} = 0,5e^{-6}c$ ,  $\tau_{ЛЗ} = 3e^{-6}c$ ,  $N=12$ ;  $\Delta f_{y\Phi_2} = 10^4\Gammaц$ ,  $T_{п} = 12e^{-3}c$ .

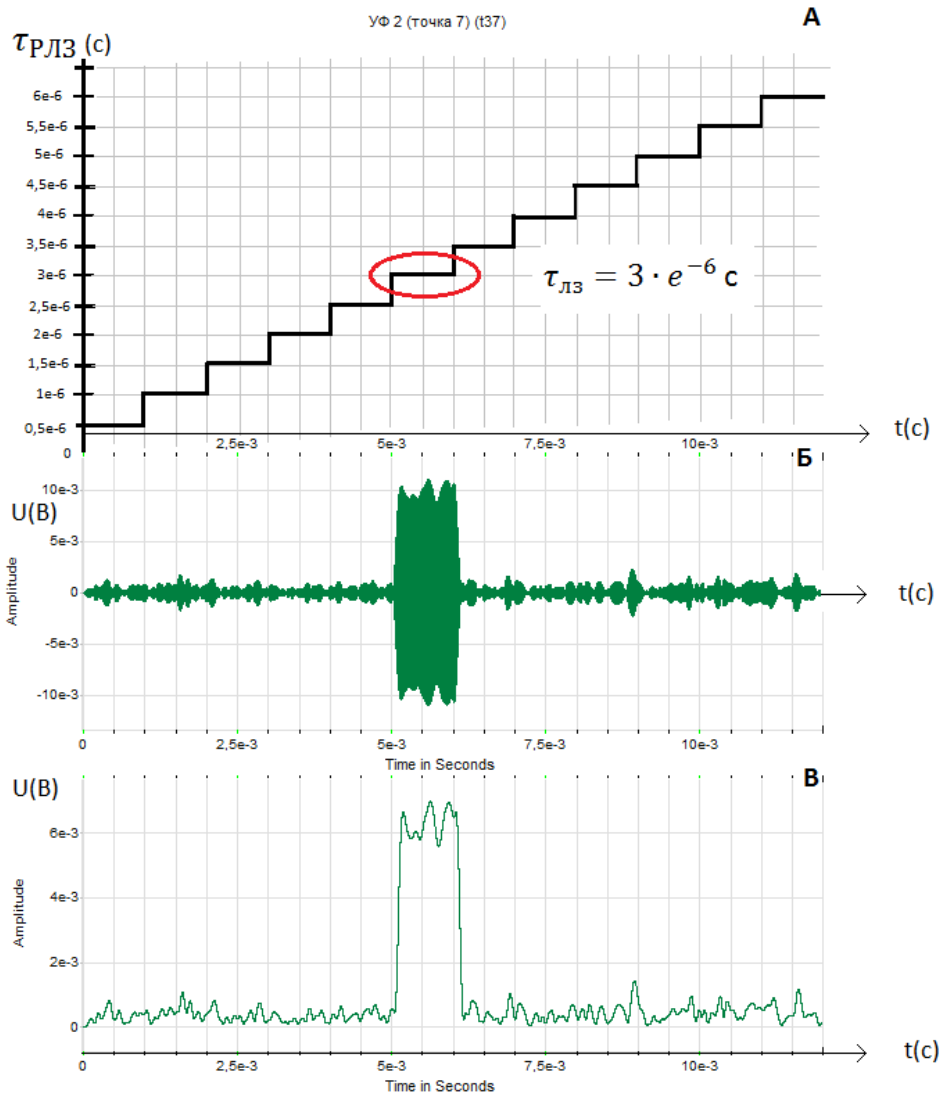


Рис.4 а,б,в

Из рис.4в следует, что при отсутствии помехи  $n(t)$  погрешность оценивания временного сдвига  $\sigma\tau_1$  и пеленга  $\sigma\alpha_1$  в режиме поиска при  $\alpha=0^\circ$  равна

$$\sigma\tau_1 = \frac{\Delta\tau_{ш_1}}{2\sqrt{3}}; \sigma\alpha_1 = \frac{\sigma\tau_1}{\sqrt{2}\tau_d}; \tau_d = \frac{d}{c}$$

При  $\Delta\tau_{ш_1} = 0,5e^{-6}c$  и  $d=3$  км имеем  $\sigma\tau_1 = 1,47e^{-7}c, \tau_d = 1e^{-6}c;$   
 $\sigma\alpha_1 = 1,04e^{-2}$  рад =  $0,6^\circ$ .

При проведении второго этапа моделирования полагаем  $\tau_{ЛЗ} = \tau_{РЛЗ} = 3e^{-6}c$ , а границы полосы пропускания  $\Delta f_{УФ_1}$  соответствует диапазону изменения разноса  $F$ .

Для оценки частот гетеродинов можно использовать спектральное распределение входного процесса на выходе  $\Delta f_{УФ_2}$ , которое приведено на рис.5, из которого следует, что свертка спектра сигнала происходит на частоте  $F = 1 \cdot 10^6$ , соответствующей частному разносу гетеродинов.

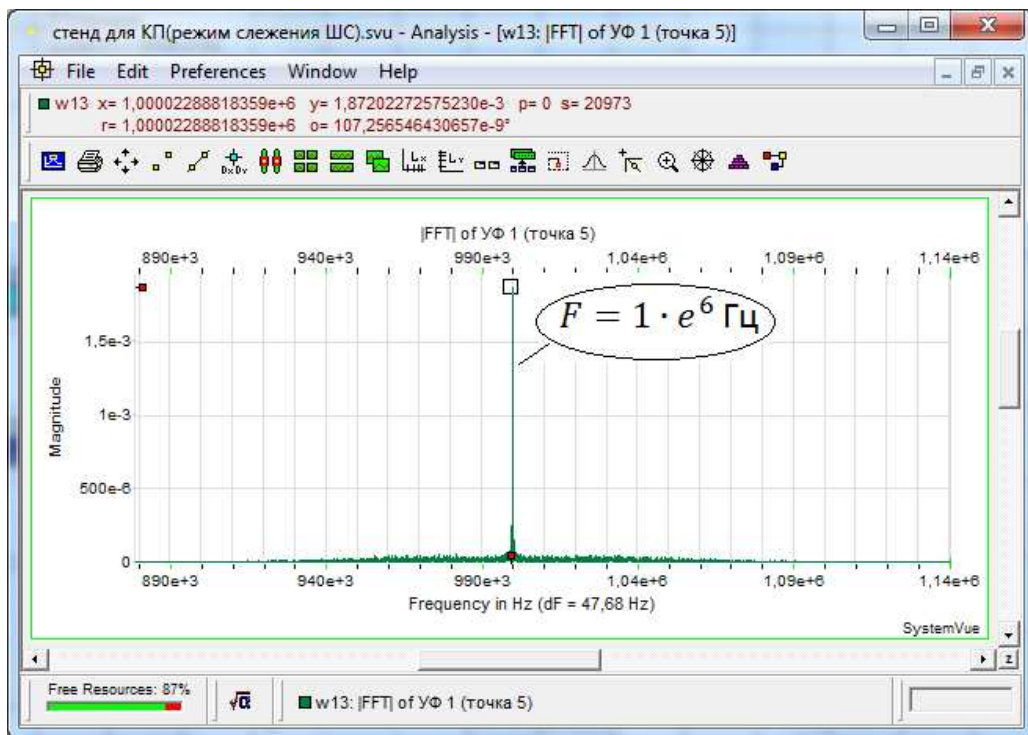


Рис.5

При проведении третьего этапа моделирования с выхода ДЦ при подаче а)  $y(t)=S(t)$ ; б)  $y(t)=S(t)+n(t)$  снимается дискриминационная зависимость

$$U_{дц}(t) = f[\tau(t)], \tau(t) = \tau_{ЛЗ} \pm \Delta\tau(t); \Delta\tau(t) = (j - 1)\Delta\tau_{ш_2}$$

$$\Delta\tau_{ш_2} = 0,1 / \Delta f_{УФ_3}; j \in [1, M]; M = \frac{1}{\Delta f_3 \Delta\tau_{ш_2}};$$

где  $f_{УФ_3}$  – полоса пропускания УФ<sub>3</sub>;  $\Delta\tau_{ш_2}$  – шаг перестройки РЛЗ в режиме слежения. На рис. 6 приведена дискриминационная характеристика коррелятора при подаче на вход РИ только сигнала.

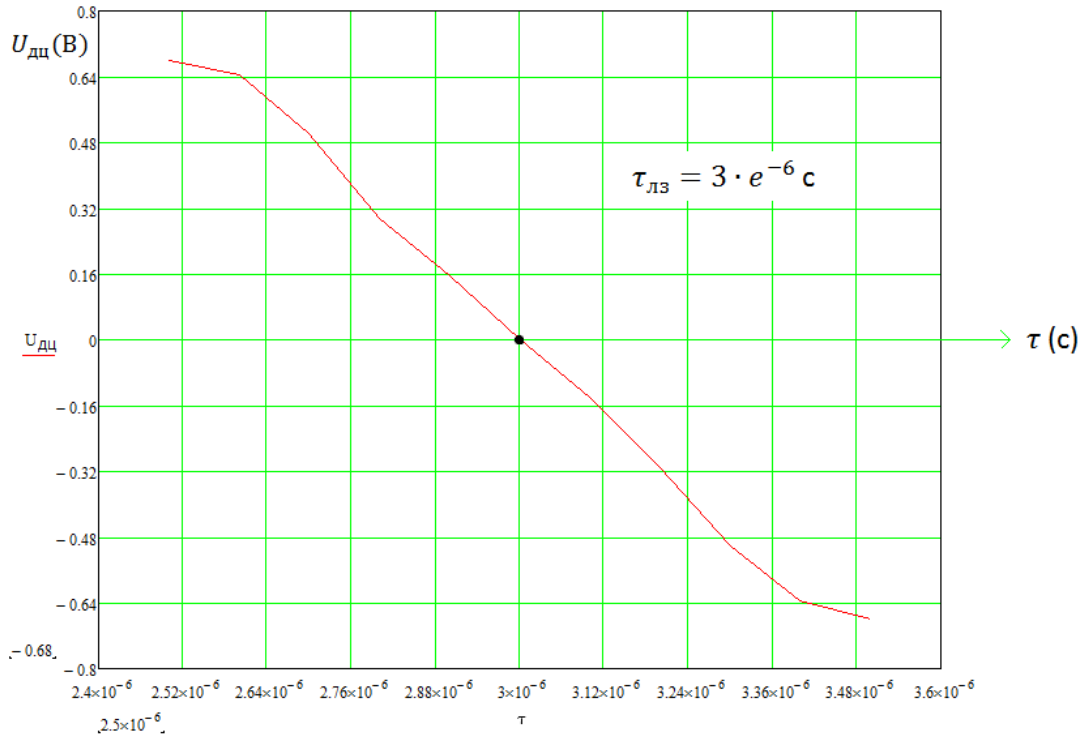


Рис. 6

На рис. 7 приведена зависимость выходного отношения сигнал/шум по напряжению к входному отношению сигнал/помеха по напряжению  $g = f(g_{вх})$ , а на рис. 8 дискриминационная характеристика  $U_{dc} = f(\tau)$  при  $g_{вх} = -2 \text{ дБ}$ .

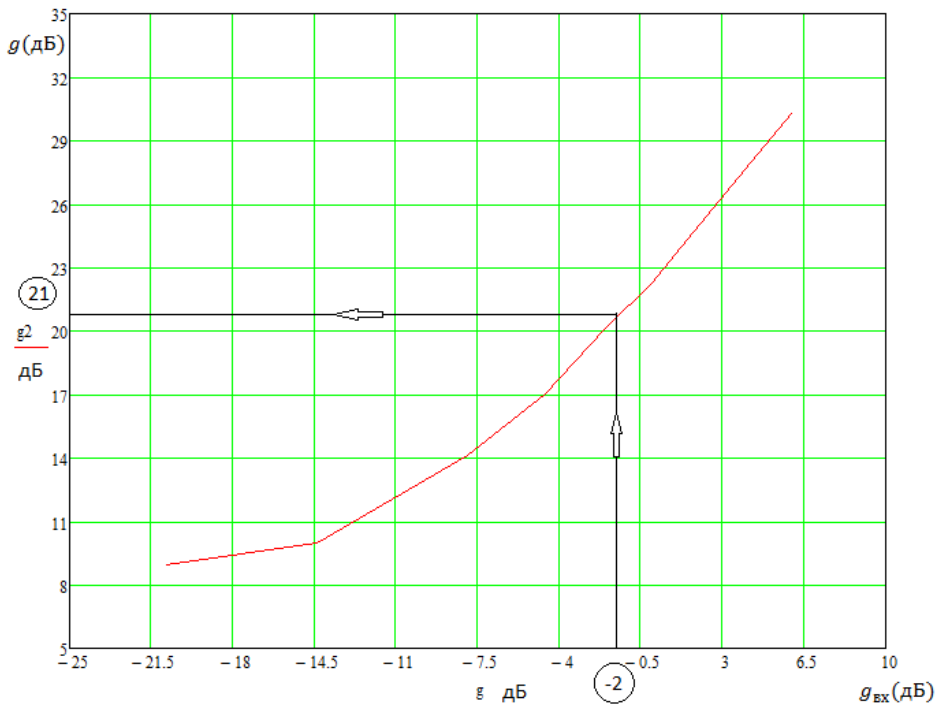


Рис. 7

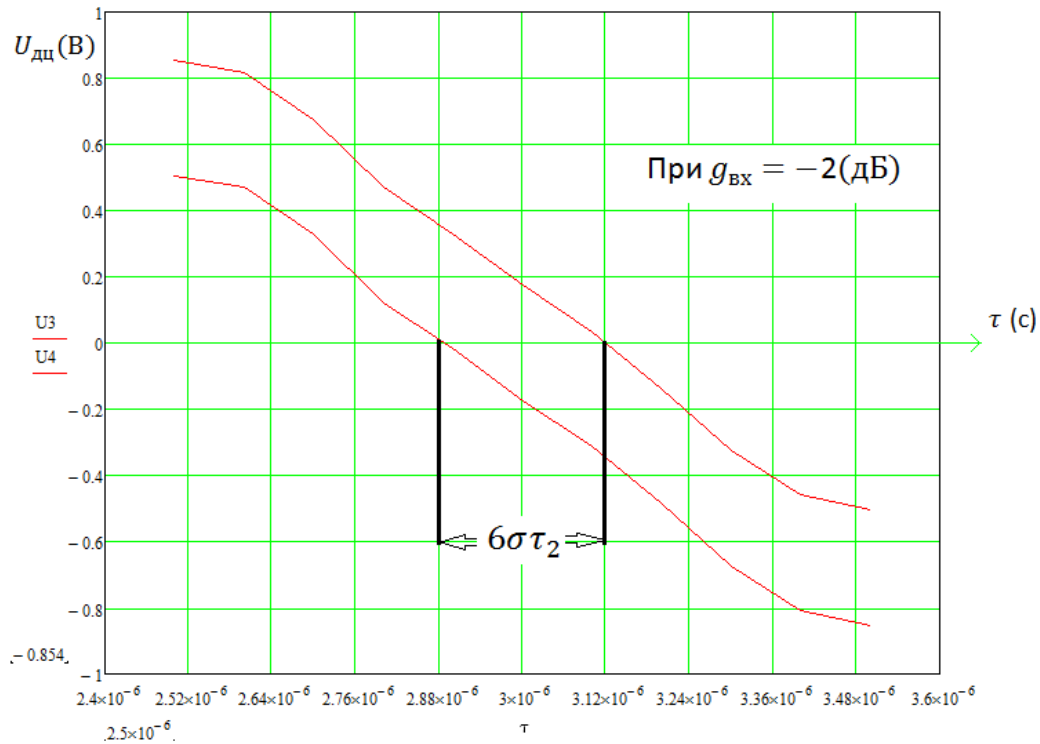


Рис.8

При подаче на вход РИ аддитивной смеси  $y(t)=y(t)+n$ , как следует из рис.8  $\sigma\tau_2 = 4 \cdot 10^{-8}\text{с}$ , а  $\sigma\alpha_2 = 0,16^\circ$ , при  $g_{вх} = -2 \text{ дБ}$  и  $g = 21 \text{ дБ}$ , где  $\sigma\tau_2, \sigma\alpha_2$  – среднеквадратичные погрешности оценивания задержки и пеленга в режиме слежения. Результаты моделирования хорошо согласуются с теоретическими расчетами.

Разработанные в данной работе принципы построения РИ могут быть использованы при построении многоэлементных РИ различного назначения.

### Литература

1. Дятлов А.П., Дятлов П.А. Совмещенный встроенный контроль линейных трактов широкодиапазонных супергетеродинных приемников.-М.: Специальная техника, №1, 2010, с.29
2. Губанов В.С, Финкельштейн А.М.. Фридман П.А. Введение в радиоастрономию.-М:Наука, 1983. -280 с.
3. Патент РФ №218874. Корреляционный пеленгатор. Авторы: Дятлов А.П., Евдокимов Ю.Ф.