

УДК 621.396.9 , 621.396.96

**КОМПЕНСАЦИЯ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ГЕТЕРОДИНОВ  
СПУТНИКОВ-РЕТРАНСЛЯТОРОВ ДЛЯ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ  
НАЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ****Р.Д. Галл<sup>1,2</sup>, М.Е. Шевченко<sup>2</sup>, В.Н. Малышев<sup>2</sup>**<sup>1</sup> ООО Научно-производственное предприятие  
«Новые Технологии Телекоммуникаций»<sup>2</sup> Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Создание наземными радиопередающими устройствами непреднамеренных и преднамеренных помех легальным пользователям спутниковых систем связи обуславливает необходимость точного определения местоположения наземных источников радиоизлучения (ИРИ), работающих через геостационарные спутники-ретрансляторы (СР). Методы местоопределения наземных ИРИ основаны на вычислении взаимной функции неопределенности (ВФН) принятых со СР аддитивных смесей сигналов и шума. При наличии частотно-фазовой нестабильности гетеродинов СР ретранслируемые сигналы содержат фазовые искажения, из-за которых наблюдается снижение отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе коррелятора при вычислении ВФН. Целью работы являются исследование влияния фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР, на ОСШ на выходе коррелятора и разработка метода их компенсации на основе статистической теории радиотехнических систем и цифровой обработки сигналов. Исследование предложенных методов компенсации выполнено статистическим имитационным моделированием. Получены зависимости ОСШ на выходе коррелятора от длительности коррелируемых сигналов для модели доминирующего частотного шума и случайного блуждания частоты; разработан метод компенсации фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродина СР; произведена оценка выигрыша в энергетике за счет применения предложенного метода компенсации. Показано, что разработанный метод компенсации нестабильности гетеродинов СР позволяет достичь существенного выигрыша в ОСШ на выходе коррелятора и способствует повышению вероятности обнаружения сигнала ИРИ со вспомогательных СР.

*Ключевые слова:* определение местоположения источника радиоизлучения, геолокация, спутник-ретранслятор, частотная нестабильность, компенсация искажений, спутниковые системы связи.

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-17-31

**Введение**

Интенсивное развитие спутниковых систем связи и увеличение числа спутников на геостационарной орбите требует организации защиты легальных пользователей систем связи, работающих через геостационарные спутники-ретрансляторы (СР), от непреднамеренных и преднамеренных помех, а также от незаконного использования ресурса спутников наземными источниками радиоизлучения (ИРИ), нарушающими установленные требования электромагнитной совместимости. Организационные методы защиты основаны на определении местоположения (ОМП) ИРИ, сигналы которых ретранслируются геостационарными спутниками.

Методы ОМП ИРИ, работающих через геостационарные СР, заключаются в построении на поверхности Земли линий положения, полученных разностно-

дальномерным (TDOA англ. Time Difference of Arrival, временная разность прибытия) либо разностно-доплеровским (FDOA, англ. Frequency Difference of Arrival, частотная разность прибытия) [1–3] методом на основании оценки временной либо частотной разности прихода сигналов, принятых с нескольких СР, ретранслирующих сигналы основного и боковых лепестков диаграммы направленности антенны ИРИ [4–7].

Оценка параметров TDOA  $\Delta\tau$  и FDOA  $\Delta f$  осуществляется на основе построения взаимной функции неопределенности (ВФН) между принятыми процессами:

$$A_1(\tau, f) = \int_0^T x_0(t)x_1^*(t + \tau)\exp(-j2\pi ft)dt,$$

где  $x_0(t) = s(t)\exp(j2\pi f_1 t) + \xi_0(t)$  и  $x_1(t) = s(t - \Delta\tau)\exp[j2\pi f_2(t - \Delta\tau)] + \xi_1(t)$  – аддитивные смеси сигнала и шума, принятые с основного и вспомогательного СР;  $f_1, f_2$  – несущие частоты принятых сигналов;  $s(t)$  – комплексный сигнал в основной полосе частот;  $\xi_0(t)$  и  $\xi_1(t)$  – реализации аддитивного шума;  $T$  – время наблюдения. Из [8] следует, что оценками максимального правдоподобия параметров  $\Delta\tau$  и  $\Delta f$  для модели процесса, представляющего собой сумму неизвестного детерминированного сигнала и белого гауссова шума, являются значения  $\Delta\hat{\tau}$  и  $\Delta\hat{f}$ , максимизирующие модуль ВФН:

$$\Delta\hat{\tau}, \Delta\hat{f} = \arg \max_{\Delta\tau, \Delta f} |A(\Delta\tau, \Delta f)|.$$

Однако частотно-фазовая нестабильность гетеродинов СР, осуществляющих перенос частоты ретранслируемых сигналов, вносит фазовые искажения в принятые на Земле сигналы ИРИ и приводит к снижению отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе коррелятора при расчете ВФН.

Целью работы являются оценка влияния фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР, на ОСШ на выходе коррелятора и разработка метода компенсации этих искажений.

### Модель принятого со СР сигнала

Выражение для принятого со СР сигнала имеет вид

$$s_m(t) = U_m s_{\text{ИРИ}}(t - \tau) \exp \left[ j(\varphi_{\text{ИРИ}}(t) + \varphi_{\text{СР}}(t) + \varphi_{\text{СР}}^{\text{НСТ}}(t) + \varphi_{\text{д}}(t)) \right],$$

где  $s_{\text{ИРИ}}(t)$  – аналитический сигнал ИРИ в основной полосе частот;  $\tau$  – задержка распространения сигнала ИРИ через СР до комплекса геолокации с приемными антеннами;  $U_m$  – амплитудный множитель; фазы:  $\varphi_{\text{ИРИ}}(t)$ ,  $\varphi_{\text{СР}}(t)$ ,  $\varphi_{\text{СР}}^{\text{НСТ}}(t)$ ,  $\varphi_{\text{д}}(t)$  с точностью до постоянной составляющей определяются выражениями:

$$\varphi_{\text{ИРИ}}(t) = 2\pi f_0 t, \quad \varphi_{\text{СР}}(t) = 2\pi \Delta f_{\text{СР}} t,$$

$$\varphi_{\text{СР}}^{\text{НСТ}}(t) = 2\pi \int \Delta f_{\text{СР}}^{\text{НСТ}}(t) dt, \quad \varphi_{\text{д}}(t) = 2\pi f_{\text{д}} t,$$

где  $\Delta f_{\text{СР}}$  – сдвиг частоты в транспондере СР,  $\Delta f_{\text{СР}}^{\text{НСТ}}(t)$  – нестабильность частоты гетеродина СР,  $f_{\text{д}}$  – доплеровский сдвиг частоты,  $f_0$  – центральная частота излучения сигнала ИРИ.

Нестабильность частоты  $\Delta f^{\text{нст}}(t) = f^{\text{др}}(t) + f^{\text{сл}}(t)$  [9] зависит от долговременного дрейфа частоты  $f^{\text{др}}(t)$ , вызванного устареванием элементов опорного генератора, влиянием температурных и вибрационных эффектов и пр., и от  $f^{\text{сл}}(t)$  – случайной составляющей, характеризующейся спектральной плотностью мощности фазовых шумов (в частотной области) и значениями дисперсии Аллана при различных интервалах усреднения выборки (во временной области). Дрейф частоты  $f^{\text{др}}(t)$  аппроксимируется линейной функцией:  $f^{\text{др}}(t) = k^{\text{др}} f_{\Gamma} t$ , где  $k^{\text{др}}$  – скорость дрейфа относительной частоты (1/с),  $f_{\Gamma}$  – номинальная частота установки гетеродина (Гц).

В фазовые искажения, вызванные нестабильностью гетеродина [9]

$$\begin{aligned} \varphi^{\text{нст}}(t) &= 2\pi \int (f^{\text{др}}(t) + f^{\text{сл}}(t)) dt = \\ &= 2\pi \frac{k^{\text{др}} f_{\Gamma}}{2} t^2 + \varphi^{\text{СБЧ}}(t) + \varphi^{\text{БЧШ}}(t) + \varphi^{\text{БФШ}}(t), \end{aligned}$$

вносят вклад три фазовых слагаемых:  $\varphi^{\text{СБЧ}}(t)$  – фаза, вызванная случайным блужданием частоты;  $\varphi^{\text{БЧШ}}(t)$  – фаза, вызванная белым частотным шумом, и  $\varphi^{\text{БФШ}}(t)$  – белый фазовый шум. Моделью  $\varphi^{\text{БФШ}}(t)$  является белый гауссов случайный процесс с СКО  $\sigma_{\text{БФШ}}$ ,  $\varphi^{\text{БЧШ}}(t) = 2\pi \int f^{\text{БЧШ}}(t) dt$ , где  $f^{\text{БЧШ}}(t)$  – белый гауссов случайный процесс с СКО  $\sigma_{\text{БЧШ}}$ ;  $\varphi^{\text{СБЧ}}(t) = 2\pi \int f^{\text{СБЧ}}(t) dt$ , где  $f^{\text{СБЧ}}(t) = \int \zeta(t) dt$ ,  $\zeta(t)$  – белый гауссов случайный процесс с СКО  $\sigma_{\text{СБЧ}}$ . Параметры  $\sigma_{\text{БФШ}}$ ,  $\sigma_{\text{БЧШ}}$  и  $\sigma_{\text{СБЧ}}$  позволяют смоделировать различные профили нестабильности гетеродинов СР. Далее рассматривается случай доминирующего частотного шума и случайного блуждания частоты (рис. 1–3). Для линейного дрейфа частоты скорость  $k^{\text{др}} = 5 \cdot 10^{-10}$  1/с соответствует рубидиевому стандарту частоты [9], а частота  $f_{\Gamma}$  в типичном случае равна 2,3 ГГц.

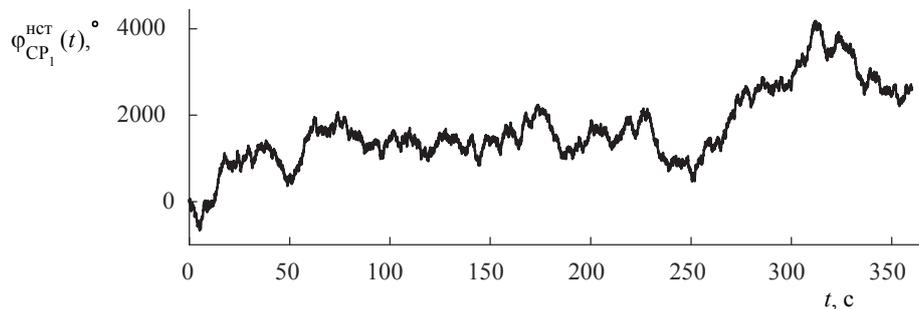


Рис. 1 –  $\varphi_{\text{CP}_1}^{\text{нст}}(t)$  при доминирующем частотном шуме и случайном блуждании частоты

Fig. 1 –  $\varphi_{\text{CP}_1}^{\text{нст}}(t)$  with a dominant frequency noise and a random frequency walk

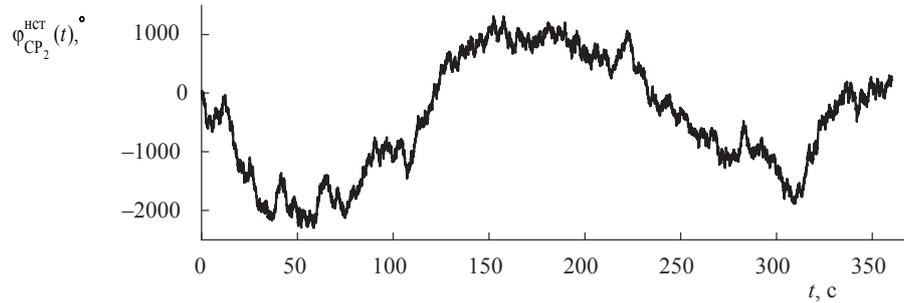


Рис. 2 –  $\varphi_{CP_2}^{нст}(t)$  при доминирующем частотном шуме и случайном блуждании частоты

Fig. 2 –  $\varphi_{CP_2}^{нст}(t)$  with a dominant frequency noise and a random frequency walk

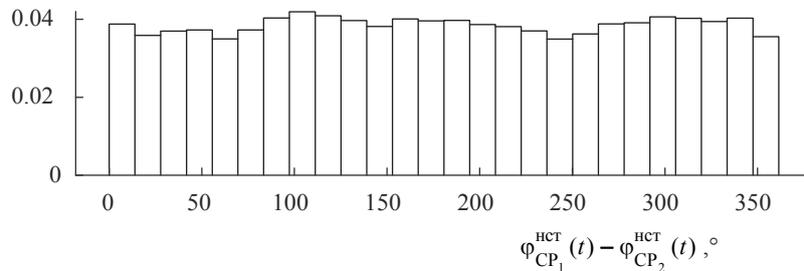


Рис. 3 – Гистограмма распределения значений  $\varphi_{CP_1}^{нст}(t) - \varphi_{CP_2}^{нст}(t)$

при доминирующем частотном шуме и случайном блуждании частоты

Fig. 3 – Histogram of  $\varphi_{CP_1}^{нст}(t) - \varphi_{CP_2}^{нст}(t)$  value distribution with a dominant frequency noise and a random frequency walk

Из рис. 1 и 2 видно, что нестабильность гетеродина СР при рассматриваемых параметрах приводит к искажению фазы в пределах  $4000^\circ \dots 5000^\circ$ , при этом гистограмма на рис. 3 демонстрирует, что распределение составляющей фазы, вызванной нестабильностью гетеродина СР, близко к равномерному и не позволяет сформировать выраженный корреляционный пик при расчете ВФН принятых процессов.

### Влияние фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР

Для оценки влияния фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР, вычислим зависимости ОСШ на выходе коррелятора  $\gamma_{\text{вых}}$  от длительности коррелируемых процессов при вычислении ВФН сигналов с разностью фаз  $\varphi_{CP_1}^{нст}(t) - \varphi_{CP_2}^{нст}(t)$ . Параметры, используемые при моделировании процессов: тип модуляции – QPSK с RRC (корень из приподнятого косинуса) – фильтрацией с коэффициентом сглаживания 0,35; символьная скорость – 50 кБод; частота дискретизации – 100 кГц; длительность записи – 6 мин; эффективное ОСШ по мощности в полосе сигнала –40 дБ.

При постепенном увеличении длительности коррелируемых процессов, начиная с 10 с, вычисляется ВФН сформированных процессов и находится максимум ее модуля. Шаг частотного перебора при максимизации модуля ВФН вычисляется как  $\Delta f_{\text{ш}} = \frac{1}{20T}$ , где  $T$  – длительность коррелируемых процессов. Максимальный

набег фаз из-за ошибки шага перебора равен  $\Delta \varphi_{\text{ш}} = 2\pi \frac{1}{2 \cdot 20T} T = 9^\circ$ . ОСШ на

выходе коррелятора  $\gamma_{\text{вых}}$  рассчитывается для каждого значения длительности  $T$  коррелируемых процессов как отношение пиковой мощности сигнала к средней мощности шума на выходе коррелятора. При наличии АБГШ и отсутствии прочих искажений ОСШ на выходе коррелятора  $\gamma_{\text{вых}}$ , выраженное в раз, вычисляется [10] как  $\gamma_{\text{вых}} = BT\gamma_{\text{эф}}$ , где  $B$  – шумовая полоса и  $T$  длительность сигналов;  $\gamma_{\text{эф}}$  – эффективное значение ОСШ (ЭОСШ) сигналов на входе коррелятора:

$\frac{1}{\gamma_{\text{эф}}} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1}{\gamma_1 \gamma_2} \right)$ .  $\gamma_{\text{вых}}$ , выраженное в дБ, зависит линейно от

$T_{\text{дБс}} = 10 \log_{10}(T)$ , причем производная  $\frac{d\gamma_{\text{вых}}(T_{\text{дБс}})}{dT_{\text{дБс}}}$  равна единице. На рис. 4

представлены зависимости  $\gamma_{\text{вых}}$  от  $T_{\text{дБс}}$  для процессов, у которых отсутствуют фазовые искажения, вызванные нестабильностью гетеродина СР, и при преобладании частотного шума и случайного блуждания частоты. Видно, что при наличии фазовых искажений зависимость нелинейная, тогда как при отсутствии искажений – линейная.

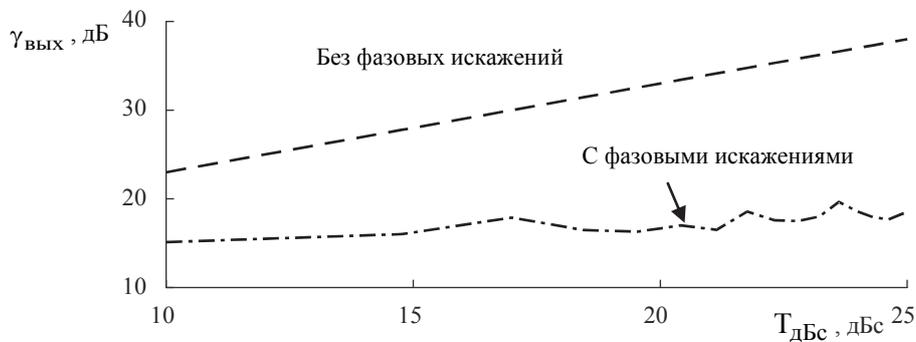


Рис. 4 – Графики зависимости  $\gamma_{\text{вых}}$  от  $T_{\text{дБс}}$  при отсутствии и при наличии фазовых искажений

Рис. 4 – Dependence of  $\gamma_{\text{вых}}$  on  $T_{\text{дБс}}$  in the absence and in the presence of phase distortions

Из рис. 4 видно, что при доминирующем частотном шуме и случайном блуждании частоты фазовые искажения, вызванные нестабильностью гетеродина СР, на интервале 6 мин приводят к уменьшению  $\gamma_{\text{вых}}$  на 20 дБ. Для преодоления возможного существенного проигрыша в энергетике из-за влияния фазовых искажений требуется разработать метод их компенсации.

### Метод компенсации нестабильности гетеродина СР

Метод компенсации фазовых искажений  $\varphi_{\text{СР}}^{\text{нст}}(t)$ , вызванных нестабильностью гетеродина СР, использует сигнал станции активного подсвета (САП). Сигнал САП излучается синхронно с записью принимаемого сигнала интересующего ИРИ через тот же спутниковый транспондер, который используется интересующим ИРИ. Поэтому сигнал САП претерпевает те же фазовые искажения, что и сигнал ИРИ.

Оценка разности фаз  $\Delta\hat{\varphi}_{\text{САП}}(t)$  между принятым и излученным эталонным сигналом САП содержит составляющую  $\varphi_{\text{СР}}^{\text{нст}}(t)$ . Поэтому для устранения фазовых искажений сигнала ИРИ следует умножить всю запись на  $\exp(-j\Delta\hat{\varphi}_{\text{САП}}(t))$ .

Центральная частота принятого сигнала САП после сноса на нулевую частоту равна  $f_{\text{САП}}(t) = \Delta f_{\text{СР}}^{\text{нст}}(t) + \Delta f_{\text{САП}}^{\text{нст}}(t) + f_{\text{САП}}^{\text{д}}(t)$ , где  $\Delta f_{\text{САП}}^{\text{нст}}(t)$  – функция нестабильности частоты передатчика САП; разность фазовых функций принятого и эталонного сигналов САП равна

$$\Delta\varphi_{\text{САП}}(t) = \varphi_{\text{СР}}^{\text{нст}}(t) + \varphi_{\text{САП}}^{\text{нст}}(t) + \varphi_{\text{САП}}^{\text{д}}(t).$$

На каждом  $i$ -м интервале длительностью  $\tau_{\text{комп}}^i$  функцию  $\Delta\varphi_{\text{САП}}^i(t)$  можно аппроксимировать линейной функцией:

$$\Delta\varphi_{\text{САП}}^i(t) = 2\pi f_i t + \varphi_0^i, \quad t \in \tau_{\text{комп}}^i,$$

где  $\tau_{\text{комп}}^i$  –  $i$ -й интервал длительностью  $\tau_{\text{комп}}^i$ ;  $\Delta\varphi_{\text{САП}}^i(t)$  – функция  $\Delta\varphi_{\text{САП}}(t)$  на интервале  $\tau_{\text{комп}}^i$ ;  $\varphi_0^i$  – начальная фаза функции  $\Delta\varphi_{\text{САП}}^i(t)$ ;  $f_i$  – частотная отстройка, постоянная на интервале  $\tau_{\text{комп}}^i$  и равная

$$f_i = \Delta f_{\text{СР}}^{\text{нст},i} + \Delta f_{\text{САП}}^{\text{нст},i} + f_{\text{САП}}^{\text{д},i}.$$

Принятый сигнал, содержащий САП, на интервале  $\tau_{\text{комп}}^i$  зависит от эталонного переданного сигнала САП  $s_{\text{САП}}^{\text{эт},i}(t)$  на интервале  $\tau_{\text{комп}}^i$  в виде

$$s_{\text{САП}}^{\text{пр},i}(t) = A s_{\text{САП}}^{\text{эт},i}(t) \exp(j(2\pi f_i t + \varphi_0^i)).$$

Для формирования оценки  $\Delta\hat{\varphi}_{\text{САП}}(t)$  требуются оценки частотных отстроек  $\hat{f}_i$  на интервалах разбиения  $\tau_{\text{комп}}^i$ ,  $i = 0, \dots, n-1$ . Оценки  $\hat{f}_i$ , основанные на максимизации модуля ВФН сигналов  $s_{\text{САП}}^{\text{эт},i}(t)$  и  $s_{\text{САП}}^{\text{пр},i}(t)$ , являются оценками максимального правдоподобия. Чем меньше значение  $\tau_{\text{комп}}^i$ , тем точнее будет оценка.

Начальные фазы на интервалах разбиения:

$$\varphi_0^{\text{рассч},i} = \varphi_0^{\text{рассч},i-1} + 2\pi\hat{f}_{i-1}\tau_{\text{комп}}^i, \quad i = 1, \dots, n-1. \quad (1)$$

Начальную фазу  $\varphi_0^{\text{рассч},0}$  можно задать любым произвольным значением, так как в данном случае изменение  $\varphi_0^{\text{рассч},0}$  приведет к сдвигу по оси ординат всей полученной фазовой функции на постоянную величину.

СКО сформированных оценок  $\hat{f}_i$  соответствуют границе Крамера–Рао и равны [10]

$$\sigma_{\hat{f}_i} \approx 0,55/\tau_{\text{КОМП}}\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}}.$$

Следовательно, СКО рассчитанного набега фазы на  $i$ -м интервале ( $\Delta\varphi_i^{\text{расч}} = 2\pi\hat{f}_i\tau_{\text{КОМП}}$ ,  $i = 0, \dots, n-1$ ) равно:

$$\sigma_{\Delta\varphi_i^{\text{расч}}} \approx 1,1\pi/\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}}.$$

Начальная фаза на  $i$ -м интервале,  $i = 1, \dots, n-1$ , является суммой рассчитанных набегов фаз на предыдущих интервалах:

$$\varphi_0^{\text{расч},i} = \varphi_0^{\text{расч},0} + \sum_{k=0}^{i-1} \Delta\varphi_k^{\text{расч}}, \quad i = 1, \dots, n-1.$$

Слагаемые в  $\varphi_0^{\text{расч},i}$  – независимые нормально распределенные случайные величины с одинаковым СКО  $\sigma_{\Delta\varphi_i^{\text{расч}}}$ . СКО рассчитанной начальной фазы на  $i$ -м интервале,  $i = 1, \dots, n-1$ , равно  $\sigma_{\varphi_0^{\text{расч},i}} \approx 1,1\pi\sqrt{i}/\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}}$ ,  $i = 1, \dots, n-1$ .

При  $\gamma_{\text{ВЫХ}} = 20$  дБ СКО  $\sigma_{\varphi_0^{\text{расч},i}} \approx 19,8^\circ\sqrt{i}$ ,  $i = 1, \dots, n-1$ . При  $n = 100$   $\sigma_{\varphi_0^{\text{расч},i}}$  на последнем интервале достигнет значения  $197^\circ$ , что является недопустимым. Для существенного снижения значений СКО рассчитанных начальных фаз целесообразно применять дополнительную коррекцию рассчитанных начальных фаз, которая заключается в следующем.

На каждом  $i$ -м интервале,  $i = 0, \dots, n-1$ , кроме оценки частотной отстройки  $\hat{f}_i$ , вычисляется оценка максимального правдоподобия начальной фазы  $\hat{\varphi}_0^i = \arg\{A_1(\Delta\hat{\tau}, \hat{f}_i)\}$  как аргумент максимального по модулю комплексного значения ВФН принятого процесса  $s_{\text{САП}}^{\text{пр},i}(t)$  с эталонным сигналом  $s_{\text{САП}}^{\text{эт},i}(t)$ . Затем значение фазы  $\varphi_0^{\text{расч},i}$  уточняется по кратчайшему пути (т. е. на угол, не превышающий по модулю  $180^\circ$ ) так, чтобы полученный угол на комплексной плоскости ( $\varphi_0^{\text{скорр},i}$ ) совпал с оценкой  $\hat{\varphi}_0^i$  (рис. 5). Для расчета  $\varphi_0^{\text{расч},i}$  в выражение (1) следует вместо  $\varphi_0^{\text{расч},i-1}$  подставлять скорректированное значение  $\varphi_0^{\text{скорр},i-1}$ , а в качестве  $\varphi_0^{\text{скорр},0}$  подставлять оценку  $\hat{\varphi}_0^0$ :

$$\varphi_0^{\text{расч},i} = \varphi_0^{\text{скорр},i-1} + 2\pi\hat{f}_{i-1}\tau_{\text{КОМП}}, \quad i = 1, \dots, n-1; \quad \varphi_0^{\text{скорр},0} = \hat{\varphi}_0^0.$$

Итоговое скорректированное значение начальной фазы на  $i$ -м интервале  $\varphi_0^{\text{скорр},i}$  будет отличаться от оценки начальной фазы  $\hat{\varphi}_0^i$  на целое число оборотов  $2\pi$  ( $\varphi_0^{\text{скорр},i} = \hat{\varphi}_0^i + 2\pi k$ ,  $k \in \mathbb{Z}$ ). Оценки  $\hat{\varphi}_0^i$  определяют позиции начальных фаз на комплексной плоскости в диапазоне  $(0, 2\pi]$ , а оценки частотных отстроек  $\hat{f}_i$

определяют число и направление целых оборотов фазы между начальными фазами соседних интервалов.

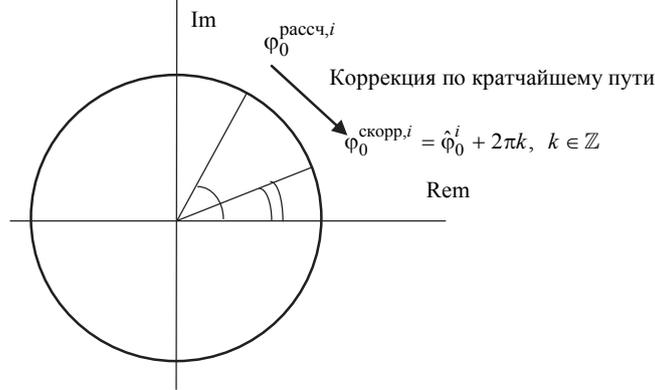


Рис. 5 – Коррекция фазы  $\varphi_0^{\text{расщ},i}$

Fig. 5 –  $\varphi_0^{\text{расщ},i}$  phase correction

СКО оценки фазы  $\hat{\varphi}_0^i$  на каждом интервале будет одинаково и равно

$$\sigma_{\hat{\varphi}_0^i} = 1/\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}}, i = 0, \dots, n-1.$$

Если разность ошибок величин  $\varphi_0^{\text{расщ},i}$  и  $\hat{\varphi}_0^i$  по модулю меньше  $180^\circ$ , т. е. отсутствует ошибка в числе целых оборотов на  $i$ -м интервале, то  $\sigma_{\varphi_0^{\text{с CORR},i}} = \sigma_{\hat{\varphi}_0^i} = 1/\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}}, i = 0, \dots, n-1$ . В этом случае дополнительная коррекция начальных фаз, основанная на поиске оценок  $\hat{\varphi}_0^i$ , позволяет уменьшить СКО оценок начальных фаз в  $1,1\pi\sqrt{i}, i = 1, \dots, n-1$ , раз.

Для обеспечения отсутствия ошибки в целом числе оборотов требуется, чтобы максимальное значение разности ошибок  $\varphi_0^{\text{расщ},i} - \hat{\varphi}_0^i$  не превысило  $180^\circ$ . Так как ошибки  $\varphi_0^{\text{расщ},i}$  и  $\hat{\varphi}_0^i$  являются центрированными случайными величинами, то с вероятностью 0,9973 значение разности ошибок  $\varphi_0^{\text{расщ},i} - \hat{\varphi}_0^i$  по модулю не превышает  $3\sigma_{\text{разн}}$ . СКО разности  $\sigma_{\text{разн}}$  ошибок двух независимых нормально распределенных случайных величин с СКО  $1/\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}}$  и  $1,1\pi/\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}}$  равно  $\sigma_{\text{разн}} = \sqrt{2+1,21\pi^2}/\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}}$ . Отсутствие ошибки в целом числе оборотов равносильно выполнению неравенства  $3\sqrt{2+1,21\pi^2}/\sqrt{\gamma_{\text{ВЫХ}}} < \pi$ , которое справедливо при  $\gamma_{\text{ВЫХ}} > 12,714$  (11дБ). Если  $\gamma_{\text{ВЫХ}} > 11$  дБ, то СКО скорректированной фазы  $\sigma_{\varphi_0^{\text{с CORR},i}}$  зависит только от величины  $\gamma_{\text{ВЫХ}}$  и не превышает  $16^\circ$ .

Исследование остаточной ошибки компенсации фазовых искажений предложенным методом проведено имитационным моделированием сигнала  $s_{\text{ИРИ}}(t)$

с QPSK модуляцией и RRC-фильтрацией с коэффициентом сглаживания 0,35 и символьной скоростью 50 кБод; частота дискретизации – 100 кГц; длительность сигнала 6 мин.

Оценка фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродина СР (без АБГШ и доплеровской составляющей), выполнялась имитацией сигнала  $s_0(t) = s_{\text{ИРИ}}(t) \exp(j\varphi_{\text{СР}_1}^{\text{нст}}(t))$ ,  $\varphi_{\text{СР}_1}^{\text{нст}}(t)$  соответствует сильному частотному шуму и случайному блужданию частоты (см. рис. 1). Для каждого значения интервала компенсации  $\tau_{\text{КОМП}}$ : 10 мс, 50 мс, 100 мс, 250 мс, 500 мс в течение 6 мин получены зависимости  $\varphi_{\text{ОШ.КОМП}}(t)$ , из которых определены значения максимального отклонения  $\delta\varphi_{\text{ОШ.КОМП}}(t)^\circ$ , приведенные в таблице.

**Максимальное отклонение остаточной фазовой ошибки компенсации при доминирующем частотном шуме и случайном блуждании частоты**

**Maximum deviation of residual compensation phase error with a dominant frequency noise and a random frequency walk**

$\tau_{\text{КОМП}}$ , мс	$\delta\varphi_{\text{ОШ.КОМП}}(t)$ , °
10	40
50	100
100	140
250	200
500	260

Выигрыш в ОСШ на выходе коррелятора за счет применения компенсации оценен моделированием аддитивных смесей  $x_0(t) = s_0(t) + \xi_0(t)$  и  $x_1(t) = s_1(t) + \xi_1(t)$  шума и сигналов, принятых с основного и вспомогательного СР. Сигналы  $s_0(t) = (s_{\text{ИРИ}}(t) + U_{0\text{САП}}s_{\text{САП}}(t)) \exp(j\varphi_{\text{СР}_1}^{\text{нст}}(t))$ ,  $s_1(t) = (s_{\text{ИРИ}}(t - \Delta\tau_{\text{ИРИ}}) + U_{1\text{САП}}s_{\text{САП}}(t - \Delta\tau_{\text{РС}})) \exp(j\varphi_{\text{СР}_2}^{\text{нст}}(t))$ , где  $s_{\text{ИРИ}}(t)$  и  $s_{\text{САП}}(t)$  – QPSK-модулированные сигналы ИРИ и САП с RRC-фильтрацией и коэффициентом сглаживания 0,35 и символьной скоростью 50 кБод,  $\Delta\tau_{\text{ИРИ}}$  и  $\Delta\tau_{\text{РС}}$  – параметры TDOA сигналов ИРИ и САП соответственно. Значения амплитудных множителей  $U_{0\text{САП}}$  и  $U_{1\text{САП}}$  и мощность АБГШ выбраны так, что в смеси  $x_0(t)$  ОСШ для ИРИ равно 10 дБ, а для САП равно –10 дБ, в смеси  $x_1(t)$  ОСШ для ИРИ задано –40 дБ, а для САП задано –10 дБ. Частота дискретизации сигналов  $s_0(t)$  и  $s_1(t)$  – 100 кГц; длительность – 6 мин. Фазы  $\varphi_{\text{СР}_1}^{\text{нст}}(t)$  и  $\varphi_{\text{СР}_2}^{\text{нст}}(t)$  соответствуют доминирующим частотному шуму и случайному блужданию частоты. Длительность интервала компенсации  $\tau_{\text{КОМП}}$  задана 10 мс, такое значение позволит при шумовой полосе в 100 кГц и ОСШ сигнала САП –10 дБ обеспечить ОСШ 23 дБ на выходе коррелятора на каждом интервале компенсации. Для сигналов ИРИ в процессах  $x_0^{\text{КОМП}}(t) = x_0(t) \exp(-j\hat{\varphi}_{\text{СР}_1}^{\text{нст}}(t))$  и  $x_1^{\text{КОМП}}(t) = x_1(t) \exp(-j\hat{\varphi}_{\text{СР}_2}^{\text{нст}}(t))$ , где  $\hat{\varphi}_{\text{СР}_1}^{\text{нст}}(t)$  и  $\hat{\varphi}_{\text{СР}_2}^{\text{нст}}(t)$  – оценки фазовых функций  $\varphi_{\text{СР}_1}^{\text{нст}}(t)$  и  $\varphi_{\text{СР}_2}^{\text{нст}}(t)$ ,

найденные описанным выше методом, вычисляется ВФН  $A_1^{\text{КОМП}}(\tau, f) = \int_0^T x_0^{\text{КОМП}}(t)x_1^{\text{КОМП}*}(t+\tau)\exp(-j2\pi ft)dt$  при различных  $T_{\text{дБс}}$  для построения зависимости ОСШ на выходе коррелятора  $\gamma_{\text{вых}}$  от длительности коррелируемых процессов. На рис. 6 приведены полученные зависимости  $\gamma_{\text{вых}}$  от  $T_{\text{дБс}}$  при отсутствии фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов СР, и при их присутствии с компенсацией и без компенсации.

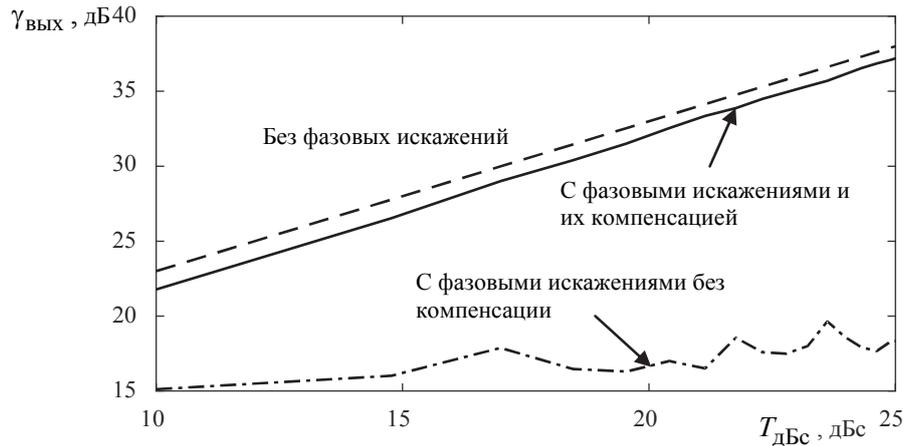


Рис. 6 – Графики зависимости  $\gamma_{\text{вых}}$  от  $T_{\text{дБс}}$  при отсутствии фазовых искажений, при их наличии и при использовании метода компенсации

Fig. 6 – Dependence of  $\gamma_{\text{вых}}$  on  $T_{\text{дБс}}$  in the absence of phase distortions, in their presence and when using the compensation method

Из рис. 6 видно, что предварительная компенсация принятых процессов позволяет при рассматриваемых условиях достичь энергетического выигрыша в 6,5...19 дБ, проигрыш в отношении сигнал-шум предложенного метода идеальному случаю отсутствия фазовых искажений всего 1,3 дБ. Зависимость  $\gamma_{\text{вых}}$  от  $T_{\text{дБс}}$  при использовании компенсации, как и при отсутствии фазовых искажений, имеет линейный характер.

### Вероятность обнаружения сигналов ИРИ со вспомогательных СР

Для определения местоположения ИРИ требуется  $M$ -канальная система, обеспечивающая синхронную запись сигналов с  $M$  СР, из которых опорный 0-канал используется для записи сигнала с основного СР, а оставшиеся  $M-1$  – для записи сигналов со вспомогательных СР. На основании записей  $x_m(t)$ ,  $m = \overline{0, M-1}$ , требуется построить не менее двух линий местоположения, сформированных по максимуму ВФН  $A_m(\tau, f) = \int_0^T x_0(t)x_m^*(t+\tau)\exp(-j2\pi ft)dt$ ,  $m = \overline{1, M-1}$ .

Сигнал ИРИ принимается основным СР по главному лепестку ДН, но в  $M-1$  вспомогательных СР он принимается по боковым лепесткам, и его слабый уровень может не позволить сформировать максимум модуля ВФН, превышающий

заданный порог  $\Lambda : |A_m(\tau, f)| < \Lambda$ ,  $m = \overline{1, M-1}$ . Вероятность превышения сигналов на выходе коррелятора нормированного порога  $\Lambda$  для  $m$ -го вспомогательного СР  $p_m = P(|A_m(\tau, f)| \geq \Lambda) = Q(\sqrt{\gamma_{\text{вых}m}}, \Lambda)$  совпадает с вероятностью правильного некогерентного обнаружения, где  $\gamma_{\text{вых}m}$  – ОСШ на выходе коррелятора,  $Q(a, b) = Q$  – функция Маркума;  $\Lambda = \sqrt{-2 \ln(p_{\text{ш}})}$ ;  $p_{\text{ш}}$  – заданная вероятность превышения порога шумовыми выбросами ВФН.

Для оценки координат ИРИ методом TDOA-TDOA требуется, чтобы  $|A_m(\tau, f)| \geq \Lambda$  для процессов, принятых не менее чем с двух вспомогательных СР. При  $M = 3$  вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, равна

$$P_{\text{CO}} = p_1 p_2 = Q(\sqrt{\gamma_{\text{вых}1}}, \Lambda) Q(\sqrt{\gamma_{\text{вых}2}}, \Lambda).$$

Для общего случая  $M$ -канальной системы геолокации число превышений порогового уровня подчиняется обобщенному биномиальному распределению, следовательно, вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, равна

$$P_{\text{CO}} = 1 - \prod_{m=1}^{M-1} (1 - p_m) - \sum_{m=1}^{M-1} p_m \prod_{k=1, k \neq m}^{M-1} (1 - p_k),$$

где  $p_m$  – вероятность превышения процессов на выходе коррелятора порога  $\Lambda$  для  $m$ -го вспомогательного СР.

Оценка вероятности совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, выполнена статистическим имитационным моделированием для трех случаев: отсутствия в принимаемых сигналах искажений, при доминирующих частотном шуме и случайном блуждании частоты без компенсации и с компенсацией. Случайная величина  $\gamma_{\text{эф}}$  распределена нормально с математическим ожиданием  $-60$  дБ и СКО  $10$  дБ. Ширина полосы сигнала  $B = 500$  кГц. Число отсчетов ( $N = BT$ ) зависит от длительности сигналов  $T$ ,  $\gamma_{\text{вых}}$  – нормально распределенная случайная величина с математическим ожиданием  $(-60 + 10 \log_{10}(N) - \Delta)$  дБ и СКО  $10$  дБ. Потеря ОСШ из-за фазовых искажений  $\Delta$  задана значением потерь ОСШ, приведенным на рис. 6, для текущего значения  $T$ . Число каналов  $M = 4$ . Значение вероятности превышения порога на выходе коррелятора шумовым отсчетом  $p_{\text{ш}}$ , используемое для расчета порога  $\Lambda$ , примем равным  $10^{-8}$ . Число экспериментов  $10^5$ . На рис. 7 представлен график зависимости  $E[P_{\text{CO}}]$  от  $T$ , полученный в результате имитационного моделирования.

Из рис. 7 видно, что при фиксированной ширине полосы сигнала вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, без использования компенсации при увеличении длительности сигналов практически не возрастает и остается на низком уровне (менее  $0,08$  для  $B = 500$  кГц и  $M = 4$ ). При этом вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, при использовании компенсации имеет проигрыш по сравнению со

случаем сигналов без фазовых искажений не более чем на 0,05 при любом значении  $T$  из рассматриваемого диапазона, и выигрыш по сравнению со случаем без использования компенсации составляет от 0,14 до 0,85, причем выигрыш увеличивается с ростом  $T$ .

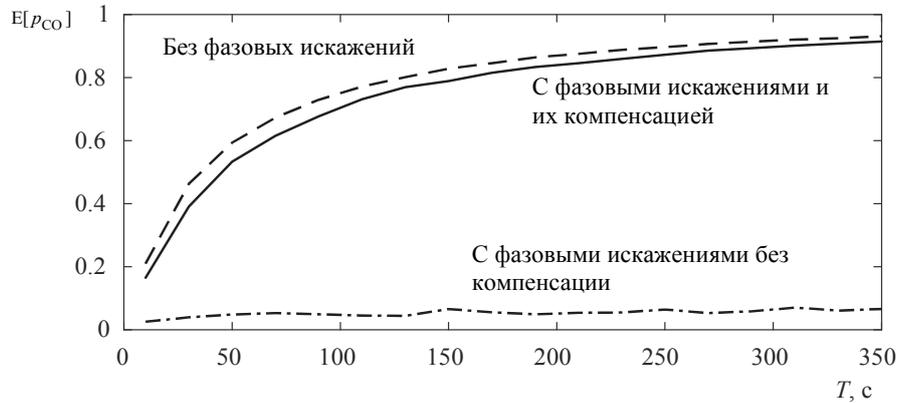


Рис. 7 – График зависимости средней вероятности совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР, при фиксированных  $B = 500$  кГц и  $M = 4$

Fig. 7 – Average probability of joint radio source signal detection at least in two processes received from the auxiliary relay satellites at fixed  $B = 500$  кГц and  $M = 4$

### Заключение

Разработанный метод компенсации фазовых искажений, вызванных нестабильностью гетеродинов спутника-ретранслятора, в случае доминирующих частотного шума и случайного блуждания частоты позволяет достичь выигрыша в ОСШ на выходе коррелятора примерно 19 дБ при длительности сигналов порядка 6 минут. Увеличение длительности коррелируемых сигналов при использовании компенсации способствует возрастанию выигрыша в ОСШ. Применение компенсации нестабильности гетеродинов существенно повышает вероятность совместного обнаружения сигналов ИРИ не менее чем в двух процессах, принятых со вспомогательных СР.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Ho K.C., Chan Y.T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1997. – Vol. 33, N 3. – P. 770–783. – DOI: 10.1109/7.599239.
2. Musicki D., Koch W. Geolocation using TDOA and FDOA Measurements // 11th International Conference on Information Fusion. – Cologne, Germany, 2008. – P. 1–8.
3. Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements / Y.Z. Bin, W. Lei, C.P. Qun, L.A. Nan // Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS). – Guilin, China, 2013ю – P. 1–5. – DOI: 10.1109/ANTHOLOGY.2013.6784815.
4. Алгоритм определения координат земных станций по сигналам, спутников-ретрансляторов / Р.В. Волков, В.Н. Саяпин, В.В. Севидов, Л.М. Севидова // Теория и практика современной науки. – 2016. – № 10 (16). – С. 69–72.
5. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода / И.В. Гринь, Р.А. Ершов, О.А. Морозов, В.Р. Фидельман // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2014. – № 4 (32). – С. 71–81.

6. Yan H., Cao J.K., Chen L. Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system // Proceedings of the 10th international conference on IEEE ICSP. – Beijing, China, 2010. – P. 107–110. – DOI: 10.1109/ICOSP.2010.5656806.
7. Liu C., Yang L., Mihaylova L.S. Dual-satellite source geolocation with time and frequency offsets and satellite location errors // 2017 20th International Conference on Information Fusion (Fusion), 10–13 July 2017. – Xi'an, China, 2017. – DOI: 10.23919/ICIF.2017.8009716.
8. Stein S. Differential delay/Doppler ML estimation with unknown signals // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1993. – Vol. 41, N 8. – P. 2717–2719. – DOI: 10.1109/78.229901.
9. Bregni S. Synchronization of digital telecommunications networks. – Chichester; New York: Wiley, 2002. – 430 p.
10. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing. – 1981. – Vol. 29. – P. 588–599. – DOI: 10.1109/TASSP.1981.1163621.

### COMPENSATION OF RELAY SATELLITES HETERODYNE INSTABILITY FOR LOCATING TERRESTRIAL RADIO EMISSION SOURCES

Gall R.D.<sup>1,2</sup>, Shevchenko M.E.<sup>2</sup>, Malyshev V.N.<sup>2</sup>

<sup>1</sup> “New Telecommunication Technologies” RPE Co. Ltd.

<sup>2</sup> Saint Petersburg Electrotechnical University “LETI”

Unintentional and intentional interference of terrestrial radio sources operating via geostationary relay satellites to legal users of satellite communication systems requires accurate determination of their location. Methods of terrestrial radio sources location are based on the calculation of an cross-ambiguity function by additive mixtures of signals and noise received from relay satellites. In the presence of frequency-phase instability of relay satellites heterodynes the retransmitted signals have phase distortions, which lead to a decrease in the signal-to-noise ratio (SNR) when calculating the cross-ambiguity function. The paper is aimed to study the effect of phase distortions caused by the instability of relay satellites heterodynes on SNR at the correlator output and to develop methods for their compensation based on statistical radio engineering and digital signal processing. The study of the proposed compensation methods was carried out by statistical simulation modeling. The SNR dependences at the correlator output on the duration of correlated signals for the model with a dominant frequency noise and frequency random walk have been obtained and a method for compensating phase distortions caused by the instability of the relay satellites heterodynes has been developed. The energy gain has been estimated by applying the proposed compensation method. It has been shown that the developed method of compensation of relay satellites heterodynes instability allows achieving a significant gain in the SNR at the correlator output and contributes to increasing the probability of radio source signal detection from auxiliary relay satellites.

*Keywords:* radio source location, geolocation, relay satellite, frequency instability, distortion compensation, satellite communication systems

DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-17-31

#### REFERENCES

1. Ho K.C., Chan Y.T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1997, vol. 33, no. 3, pp. 770–783. DOI: 10.1109/7.599239.
2. Musicki D., Koch W. Geolocation using TDOA and FDOA Measurements. *11th International Conference on Information Fusion*, Cologne, Germany, 2008, pp. 1–8.
3. Bin Y.Z., Lei W., Qun C.P., Nan L.A. Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements. *Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS)*, Guilin, China, 2013, pp. 1–5. DOI: 10.1109/ANTHOLOGY.2013.6784815.

4. Volkov R.V., Sayapin V.N., Sevidov V.V., Sevidova L.M. Algoritm opredeleniya koordinat zemnykh stantsii po signalam, sputnikov-retranslyatorov [Algorithm for determining the coordinates of earth stations from the signals of relay satellites]. *Teoriya i praktika sovremennoi nauki = Theory and practice of modern science*, 2016, no. 10 (16), pp. 69–72.
5. Grin' I.V., Ershov R.A., Morozov O.A., Fidel'man V.R. Otsenka koordinat istochnika radioizlucheniya na osnove resheniya linearizovannoi sistemy uravnenii raznostno-dal'nomernogo metoda [Estimation of the coordinates of the radio emission source based on the solution of the linearized system of equations of the difference-ranging method]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Povolzhskii region. Tekhnicheskie nauki = University proceedings. Volga region. Technical sciences*, 2014, no. 4 (32), pp. 71–81.
6. Yan H., Cao J.K., Chen L. Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system. *Proceedings of the 10th international conference on IEEE ICSP*, Beijing, China, 2010, pp. 107–110. DOI: 10.1109/ICOSP.2010.5656806.
7. Liu C., Yang L., Mihaylova L.S. Dual-satellite source geolocation with time and frequency offsets and satellite location errors. *2017 20th International Conference on Information Fusion (Fusion)*, 10–13 July 2017. Xi'an, China, 2017. DOI: 10.23919/ICIF.2017.8009716
8. Stein S. Differential delay/Doppler ML estimation with unknown signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1993, vol. 41, no. 8, pp. 2717–2719. DOI: 10.1109/78.229901.
9. Bregni S. *Synchronization of digital telecommunications networks*. Chichester, New York, Wiley, 2002. 430 p.
10. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1981, vol. 29, pp. 588–599. DOI: 10.1109/TASSP.1981.1163621.

#### СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Галл Роман Данилович** (1994) – начальник отдела технологий геолокации ООО Научно-производственное предприятие «Новые Технологии Телекоммуникаций» (ООО НПП «НТТ»). Выпускник аспирантуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов: радиолокация, радионавигация, радиотехника, цифровая обработка сигналов. (Адрес: 195256, г. Санкт-Петербург, ул. Софьи Ковалевской, д. 20, к. 1, лит. А. E-mail: roman942010@mail.ru).

**Roman Danilovich Gall** (1994) – Head of Geolocation Technologies Department of "New Telecommunication Technologies" RPE Co .Ltd. Graduate from the St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI". The area of is expertise covers radar locatiion, radio navigation, radio engineering, and digital signal processing. (Adress: 20, building 1, lit. A, Sofia Kovalevskaya St., St. Petersburg, 195256, Russia. E-mail: roman942010@mail.ru).



**Шевченко Майя Евгеньевна** (1968) – канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 60 научных работ, двух монографий. Сфера научных интересов: прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов, радиомониторинг; цифровая обработка сигналов. (Адрес: 197376, Россия, Санкт-Петербург, ул. профессора Попова, д. 5. E-mail: M\_E\_Shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru).

**Maya Evgenievna Shevchenko** (1968) – Candidate of Sciences (Eng.), Associate Professor at the Department of Radio Electronics Equipment in the Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Shi is the author of 60 scientific publications, including 2 monographs. The area of her expertise includes radio signals receiving and processing; frequency radio monitoring; digital signal processing. (Address: 5, Professor Popov St., St. Petersburg, 197376, Russia. E-mail: m\_e\_shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru).



**Мальшев Виктор Николаевич** (1956) – д-р техн. наук, профессор, декан факультета радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов: численные методы, СВЧ-техника, антенны, радиомониторинг, информационные сети, информационная безопасность. (Адрес: 197376, Россия, Санкт-Петербург, ул. профессора Попова, д. 5. E-mail: vnmalyshev@etu.ru).

**Victor Nikolaevich Malyshev** (1956) – Doctor of Sciences (Eng.), professor, Dean of the faculty of Radio Equipment and Telecommunications in the Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". He is the author of more than 100 scientific publications. The area of his expertise includes numerical methods; microwave engineering; antennas; information networks; and information security. (Address: 5, Professor Popov St., St. Petersburg, 197376, Russia. E-mail: vnmalyshev@etu.ru).

*Статья поступила 05 августа 2021 г.  
Received August 05, 2021*

---

To Reference:

Gall R.D., Shevchenko M.E., Malyshev V.N. Kompensatsiya nestabil'nosti geterodinov sputnikov-retranslyatorov dlya mestoopredeleniya nazemnykh istochnikov radioizlucheniya [Compensation of relay satellites heterodyne instability for locating terrestrial radio emission sources]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2021, no. 3 (52), pp. 17–31. DOI: 10.17212/1727-2769-2021-3-17-31.