



УДК 621.396.98; 629.051

DOI: 10.22184/NanoRus.2019.12.89.37.41

# ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ ЛОКАЛЬНЫХ СИСТЕМ НАВИГАЦИИ. ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ И ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРОЕКТИРУЕМЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ МОДУЛЕЙ

## ISSUES OF BUILDING LOCAL NAVIGATION SYSTEMS. APPLICATION PROSPECTS AND POTENTIAL OF DESIGNED TECHNICAL MODULES

**КОРНЕЕВ ИГОРЬ ЛЕОНИДОВИЧ<sup>1</sup>**

*К. т. н., директор по научной работе, генеральный конструктор по навигации и связи  
korneyev@mri-progress.ru*

**KORNEEV IGOR L.<sup>1</sup>**

*Ph.D, Science chief,  
general constructor of CNS  
korneyev@mri-progress.ru*

**ЕГОРОВ ВАЛЕРИЙ ВАСИЛЬЕВИЧ<sup>2</sup>**

*Д. т. н., начальник сектора  
v-sphinks@yandex.ru*

**EGOROV VALERYI V.<sup>2</sup>**

*Ph.D, Chief of department  
v-sphinks@yandex.ru*

<sup>1</sup>АО «НИИМА «Прогресс»  
125183, г. Москва, проезд Черепановых, 54  
<sup>2</sup>ФГУП «ГОСНИИАС»  
125319, г. Москва, ул. Викторенко, 7

<sup>1</sup>Microelectronics Research Institute PROGRESS JSC  
(“PROGRESS MRI” JSC)  
54 Cherepanovykh Lane, Moscow, 125183, Russia  
<sup>2</sup>State Research Institute of Aviation Systems  
7 Victorenko St., Moscow, 125319, Russia

Приведены результаты анализа модулей локальной системы навигации (ЛСН) на точность, помехоустойчивость, вариабельность. Даны предложения по возможному использованию ЛСН в альтернативных приложениях.

*Ключевые слова:* ПСП; система на кристалле; ЛСН; ЛСН «Локата»; ГНСС; АЗН-В VDL 4; АЗН-В 1090; АИС; диапазон работы; тактовая частота; инструментальная погрешность; модуляция — BPSK; активная навигация; пассивная навигация; синхронный режим; асинхронный режим.

The paper presents the results of the analysis of the test modules of the local navigation system (LSN), implemented on chip: K5200MX014 and K1917BC014 for accuracy, noise tolerance, multivariance. applications. The proposal for the possible use of the chipset in alternative applications has been made.

*Keywords:* PSP; system on chip; LSN; LSN Locata; GNSS; ADS-B; work range; clock frequency; the tool error; modulation — BPSK; active navigation; passive navigation; synchronous mode; asynchronous mode.

Система на кристалле (СК), состоящая из цифровой K1917BC014 (ЦПП-ЛСН) и K5200MX014 (РППУ-ЛСН) радиочасти, предназначена для проектирования и разработки локальной системы навигации (ЛСН — Прогресс), являющейся дополнением к глобальной навигационной спутниковой системе (ГНСС). Основное назначение ЛСН — диверсификация абонентов, работа в условиях преднамеренных помех, увеличение точности определения координат по сравнению с ГНСС. Прототипами предлагаемой системы является ЛСН Локата [1] (США, 2013 г.).

Согласно предварительному анализу ЛСН — Прогресс имеет гибкую архитектуру и регулируемые параметры, реализует прием в синхронном и асинхронном режимах, что определяет возможность активной<sup>1</sup> и пассивной<sup>2</sup> навигации. При использовании в качестве рабочего сигнала ПСП имеется возможность выбора ее параметров: длина от 1024 символов — ПСП<sub>1024</sub>, допустимое отклонение частоты ПСП<sub>1024</sub> от номинальной — ±10 кГц, диапазон работы — 0,1–2,5 ГГц, тактовая частота — 1 МГц, модуляция — BPSK, интервал измерения момента поступления ПСП<sub>1024</sub> в ЛСН — 1 мс, инструментальная погрешность

измерения момента приема ПСП<sub>1024</sub> в режиме навигации — не больше 10 ps, в асинхронном режиме — не больше 100 ps. При увеличении длительности сигнала, в частности, для ПСП<sub>1024</sub> допустимое рассогласование частоты входного сигнала от номинальной уменьшается в N раз, при увеличении помехозащищенности — в те же N раз. ЛСН — Прогресс имеет измерительный/навигационный канал и канал квитирования. В частности, в авиационном варианте это сигнал с GFSK-модуляцией в полосе 25 кГц. Помимо квитирования он может быть использован для создания авиационных самоорганизующихся сетей АЗН-В. Дополнительные каналы связи — АИС и АЗН В 1090. Наличие в составе K1917BC014 микроконтроллера и ОЗУ 1 МБ позволяет использовать цифровую часть СК для генерации ПСП, имеющей длину, не меньшую 2<sup>200</sup> бит, и для решения навигационных задач.

**Вопросы построения ЛСН.** В данном разделе определяется возможность реализации системы, удовлетворяющей основным требованиям: кибербезопасность, скрытность, работа в условиях помех, пропускная способность — быстродействие, точность.

**Кибербезопасность.** На сегодня это основной параметр любой системы, взаимодействующей с внешними пользователями. Кибербезопасность достигается различными путями:

1. Скрывается сам факт работы системы, например, за счет расширения полосы рабочих частот и использования сигналов с большой базой  $B = 10^3 - 10^{10}$ . Поскольку чувствительность приемных

<sup>1</sup> Активная навигация — определение координат объекта по излученному сигналу приемной системой ЛСН.

<sup>2</sup> Пассивная навигация — определение собственных координат объектом, находящимся в поле ЛСН.



систем оперирующей и конфликтующей сторон примерно одинакова, то дальность действия согласованной и несогласованной с сигналом системами различается, грубо говоря, в  $\gamma$  раз:

$$\gamma = (B)^{1/2}. \quad (1)$$

Пример подобной системы приводится в [2]. В этом случае конфликтующая сторона не может оказать противодействие, поскольку даже не знает факта работы системы и тем более параметров ее сигналов.

2. Скрывается за счет шифрования назначение сообщений, используемых в системе. Для систем, использующих ПСП-сигналы, шифрование можно рассматривать как неконтролируемую конфликтующей стороной смену ПСП-сигнала, то есть повышение скрытности ее работы в  $\gamma$  раз, где  $\gamma$  определяется соотношением (1). Кроме того, если по ходу работы имеется возможность сменить такие параметры сигнала, как частота, тактовая частота, длина сигнала, то условия приема для оперирующей стороны остаются согласованными с сигналом, а для конфликтующей — нет. В соответствии с этим повышается киберзащищенность системы.
3. Другие способы повышения киберзащиты связаны с рассогласованием условий приема сигналов для конфликтующей стороны при сохранении согласованного приема для оперирующей.

**Скрытность** обеспечивается за счет использования сложных сигналов и создания, как обсуждалось выше, неравновесных условий работы оперирующей и конфликтующей сторон конфликта за счет применения отвлекающих имитационных либо имитационно-шумовых помех

**Работа в условиях помех** — обеспечение работоспособности системы при наличии естественного фона и организованных помех. Достигается за счет использования сложных сигналов, а выигрыш при согласованном приеме оценивается по формуле 1.

**Пропускная способность — быстродействие** — время реакции системы на приход сигнала в точку приема. Оценивается временем, необходимым для реализации согласованного приема ПСП-сигнала. Оно минимально (порядка 1 мс при длине ПСП 1024) при использовании параллельного многоканального приемника, или, другими словами, пропускная способность системы максимальна.

**Точность** определяется отношением сигнал/шум и инструментальными погрешностями системы. Для систем, использующих ПСП-сигналы, основные погрешности связаны с наличием инструментальных ошибок 10 ps при синхронном приеме и 100 ps — при асинхронном.

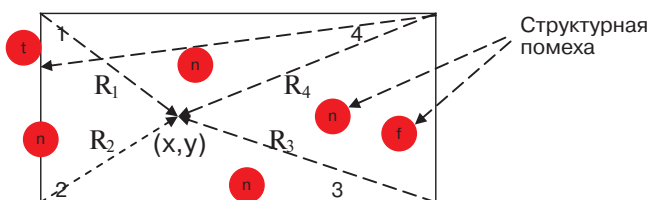


Рис. 1. Классическая схема ЛСН<sub>1,2,3,4</sub>

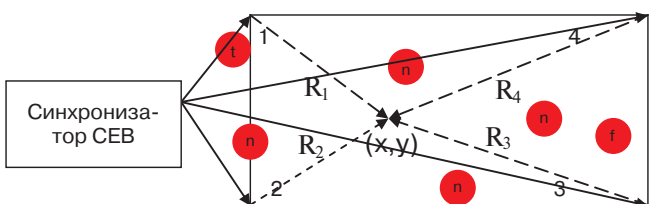


Рис. 2. ЛСН — ПРОГРЕСС

**Кибербезопасность, скрытность, устойчивость к помехам, точность, пропускная способность** — только часть параметров, характеризующих современные ЛСН. Первоначально ЛСН задумывались как дополнение к глобальным навигационным спутниковым системам (ГНСС).

Система единого времени (СЕВ) в ЛСН может быть реализована по-разному. Поскольку от типа СЕВ зависят точность, киберустойчивость и другие характеристики ЛСН, то имеет смысл рассмотреть этот вопрос подробнее. Наиболее распространенный вариант ЛСН, реализуемый в том числе и для построения ГНСС, показан на рис. 1.

Напомним схему работы такой ЛСН. Сигналы, имеющие частоты  $f_i$ , в согласованные моменты времени  $\Delta t_i$  излучаются из пунктов излучения (ПИ)  $i = 1, 2, 3, 4$ , и поступают в точку  $g = (x, y)$  с фазами  $\Phi_i = 2\pi f_i(R_i/c) - \Delta t_i$ , где  $c$  — скорость света. В точке  $g$  они принимаются и обрабатываются, то есть определяются фазы, расстояния  $R_i$  и координаты точки  $g$  в зоне ответственности ЛСН. Для решения задачи навигации достаточно знания двух расстояний и чтобы была согласована временная шкала (ВШ) объекта и ВШ<sub>п</sub> всех ПИ. В рамках ЛСН «Локата» [1] ВШ<sub>п</sub> подгоняются друг под друга за счет фазовой автоподстройки. А чтобы не подгонять ВШ<sub>об</sub> объекта под ВШ<sub>п</sub>, количество измеряемых параметров делают больше минимально необходимого. В таком варианте навигационная задача (определение координат точки  $g$  в зоне ответственности ЛСН) сводится к задаче гиперболической навигации по разностям  $\Delta R_{ik} = R_i - R_k$  или временам прихода сигналов (псевдодальностей) на момент измерения. Важно отметить, что нестабильность частоты в ЛСН определяется требуемой точностью навигации. Для базы В ЛСН порядка 10 км точность навигации внутри зоны ответственности ЛСН определяется величиной  $\delta \approx (\Delta f/f)B$ , где допустимая ошибка навигации или  $\Delta f/f = \delta/B = 10^{-5}$  при  $\delta = 0,1$  м.

Остается проверить киберустойчивость. Мы пока оставляем в стороне вопросы влияния аддитивной шумовой помехи. Рассмотрим структурную помеху. Пусть в каждом пункте  $f, n, t$  генерации структурной помехи приходящий сигнал усиливается и со случайным временным сдвигом рассылается в разных направлениях, то есть со своим случайным фазовым сдвигом. Поскольку полагается, что он не слабее, чем сигнал синхронизации, то он «навязывает» свою фазу системе, в результате чего она теряет точность. При этом нам не требовалось точное знание кодов и частоты работы системы, а только факт, что у ЛСН внешняя фазовая синхронизация и предполагаемый район ее функционирования. Сделать сигнал синхронизации более мощным, как правило, означает раскрыть факт существования и работы ЛСН со всеми вытекающими отсюда последствиями. Подчеркнем, что рассмотренная помеха распределена в пространстве и во времени и отличается от имитационной или ответной. В отличие от них она не допускает простой защиты за счет компенсации помех (сигналов), поступающих в систему с угловых направлений, отличающихся от ожидаемых. Дополнительная сложность связана со спонтанным размножением сигналов за счет переотражений от поверхности или помех многопутного распространения (ПМП).

Конечно, всего этого можно избежать, если сделать СЕВ узконаправленной, например оптической или проводной, поместить ее под поверхность, чтобы защитить от помех, но возникает вопрос о целесообразности (стоимости) подобной ЛСН. Поэтому наряду с «Локатой» рассматриваются и оптимизируются другие типы ЛСН.

ЛСН — ПРОГРЕСС показана на схеме рис. 2.

Напомним схему работы такой ЛСН. Сигнал с синхронизатора СЕВ поступает в точки 1, 2, 3, 4, на которых измеряется сдвиг ВШ в каждой точке относительно синхронизатора СЕВ.

Сигналы в точках 1, 2, 3, 4 содержат информацию о сдвиге каждой ВШ относительно начального значения, которую пересылают на объект. На объекте измеряются времена прихода сигналов из разных опорных точек, а поскольку известны (передаются) моменты начала излучения каждого из них, то, тем самым, на объекте измеряются (определяются)  $R_1, R_2, R_3, R_4$ . Допустимая нестабильность частоты, как и в предыдущем примере, равна  $\Delta f/f = \delta/B = 10^{-5}$  при допустимой ошибке навигации 0,1 м.

### КИБЕРУСТОЙЧИВОСТЬ

Замечание. Для скрытых ЛСН, формирующих однократно измерительные и служебные (например СЕВ) сигналы, вопросы киберустойчивости не являются актуальными, если ЛСН работает по первому пришедшему сигналу, поскольку мешающие сигналы формируются только после полезных. Это справедливо для ЛСН — ПРОГРЕСС. Она устойчива к структурной помехе, поскольку ориентирована на прием первого пришедшего ПСП-сигнала. Поэтому ее точность близка к идеальной (в отсутствие помех), поскольку помехи «отстают» по времени от измерительного сигнала.

Напротив, основная проблема «Локаты» — необходимость непрерывного измерения (и, соответственно, передачи) сигнала о фазе несущей, что связано с низкой стабильностью генераторов опорных станций. Поскольку сигналы фазовой автоподстройки передаются непрерывно, то за счет организации структурной помехи опорные пункты (и, соответственно, фазовые приемники) вынуждены работать на фоне ПМР и от структурной, и от естественной помехи многократного рассеяния. В ЛСН — ПРОГРЕСС измерение расстояний от опорных станций (1, 2, 3, 4) до объекта может проводиться в режиме редких измерений, например, с периодом 10 мс и больше. Поскольку за 10 мс рассеянная компонента структурной помехи и ПМР успевает полностью рассеяться, то можно считать, что сигналы в ЛСН — ПРОГРЕСС формируются каждый раз «с чистого листа». Помехи за счет многолучевого распространения формируются с опозданием и поступают на опорные станции и на объект только после того, как туда поступит полезный измеряемый сигнал, то есть не мешают работе ЛСН.

Вопрос точности ЛСН возникает и на этапе выбора разрядности АЦП приемников на опорных пунктах и на объекте. Интерес представляют два крайних случая: АЦП имеет максимальную разрядность, но вся система имеет минимальное быстродействие. Если использовать знаковый АЦП, то можно построить ЛСН с максимальным быстродействием, но остаются вопросы к точности такой системы. Замечание: дисперсия оцифрованного сигнала складывается по крайней мере из двух независимых компонент: собственно дисперсии идеально оцифрованного сигнала  $\sigma^2$  и дисперсии, обусловленной неточностью оцифровки  $\sigma_{\text{оц}}^2$  между разрядами. Конечно,  $\sigma_{\text{оц}}^2$  может зависеть и от типа АЦП, и от номера разряда, но в первом приближении можно принять озвученное предположение. Согласно ему

$$\sigma_{\text{АЦП}}^2 = \sigma^2 + \sigma_{\text{оц}}^2 \quad (2)$$

и из двух методов обработки точнее тот, у которого  $\sigma_{\text{оц}}^2$  меньше, поскольку  $\sigma^2$  — оценка идеальной дисперсии, то есть одинакова для схожих задач и условий. Теперь осталось рассчитать дисперсию оценки времени прихода при знаковой обработке.

Точность корреляционных оценок для разных моделей сигналов и шума исследована в литературе достаточно подробно [4]–[8]. В настоящем разделе рассматривается оценка точности определения смещения корреляционным методом для

клиппированного случайного сигнала. В отличие от [8] рассматривается ограничение задачи, отвечающее нормальным помехам. Таким образом, модель сигнала берется в виде  $S_1(t) = s_1(t) + n_1$ ,  $S_2(t) = s_2(t) + n_2$ , где  $s_1(t); n_1; s_2(t) = s_1(t + \tau); n_2$  — случайные независимые друг от друга сигналы,  $n_1$  и  $n_2$  — аддитивные нормальные шумы. Сигналы  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  клиппируются, то есть

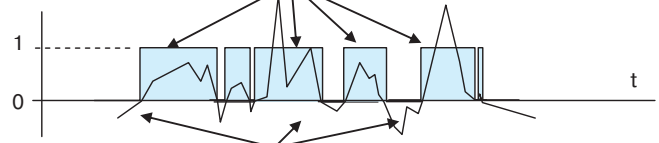
$$S_1(t) \Rightarrow \text{Sign}[S_1(t)], \quad S_2(t) \Rightarrow \text{Sign}[S_2(t)].$$

Далее требуется вычислить функцию от  $\tau$ , определяемую ниже:

$$K_S(t, \tau) = \int_t^{t+T} \text{Sign}[S_1(v)] \text{Sign}[S_2(v)] dv.$$

Вычисление корреляционной функции случайного клиппированного сигнала имеет смысл только в области экстремума. При анализе функции корреляции в других точках можно сослаться на центральную предельную теорему, определив ее значение как сумму двух величин — среднего и случайной величины, имеющей нулевое среднее и дисперсию, прямо пропорциональную произведению полосы сигнала на длительность обрабатываемой выборки —  $T$ .

Клиппированный сигнал



Исходный сигнал

Предварительно вычислим

$$\int_{\substack{n_1+n_2 \geq 0 \\ n_2+n_1 \geq 0}} dn_1 dn_2 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_1}} \exp\left\{-\frac{n_1^2}{2\sigma_1^2}\right\} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_2}} \exp\left\{-\frac{n_2^2}{2\sigma_2^2}\right\} = \Phi_1(-s_1) \Phi_2(-s_2),$$

где  $\Phi(-s; \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \int_{-s}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{-s}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} d\left(\frac{x}{\sqrt{2}\sigma}\right) = \frac{1}{2} \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{-\frac{s}{\sqrt{2}\sigma}}^{\infty} e^{-t^2} dt.$

Отсюда выборочная корреляционная функция равна

$$MK_S(t, \tau) = \int_t^{t+T} \Phi(-s_1(v; \sigma_1)) \Phi(-s_2(v; \sigma_2)) dv.$$

Для вычисления дисперсии выборочной корреляционной функции определим ее второй момент:

$$\begin{aligned} MK_S^2(t, \tau) &= M \int_t^{t+T} \int_t^{t+T} \{ \text{Sign}[s_1(v) + n_1] \text{Sign}[s_2(v) + n_2] \} \\ &\quad \{ \text{Sign}[s_1(\xi) + n_1] \text{Sign}[s_2(\xi) + n_2] \} dv d\xi = \\ &= \int_t^{t+T} \int_t^{t+T} M \{ \text{Sign}[s_1(v) + n_1] \text{Sign}[s_2(v) + n_2] \} \\ &\quad \{ \text{Sign}[s_1(\xi) + n_1] \text{Sign}[s_2(\xi) + n_2] \} dv d\xi = \\ &= \iint_{v \neq \xi} M \{ \text{Sign}[s_1(v) + n_1] \text{Sign}[s_2(v) + n_2] \} \\ &\quad M \{ \text{Sign}[s_1(\xi) + n_1] \text{Sign}[s_2(\xi) + n_2] \} dv d\xi + \\ &+ \iint_{v = \xi} M \{ \text{Sign}[s_1(v) + n_1] \text{Sign}[s_2(v) + n_2] \} \\ &\quad \{ \text{Sign}[s_1(\xi) + n_1] \text{Sign}[s_2(\xi) + n_2] \} dv d\xi, \end{aligned}$$

где  $M$  — оператор среднего.

Поскольку

$$\begin{aligned} \iint_{v = \xi} M \{ \text{Sign}[s_1(v) + n_1] \text{Sign}[s_2(v) + n_2] \} \\ \{ \text{Sign}[s_1(\xi) + n_1] \text{Sign}[s_2(\xi) + n_2] \} dv d\xi = 0, \end{aligned}$$



то  $MK_S^2(t, \tau) = [MK_S(t, \tau)]^2$ , или дисперсия выборочной функции корреляции клипированного сигнала равна нулю.

Вообще говоря, наряду с функцией  $Sign[S(t)]$  полезно рассмотреть и другую функцию, принимающую значение  $\pm 1$  для той же области определения, где определена и функция  $Sign[S(t)]$ , равную  $-1$  при  $S < 0$  и значению  $1$  при  $S \geq 0$ . Использование такой функции позволяет автоматически учитывать смещение вычисляемых величин.

Вычислим функцию корреляции стилизованного сигнала  $g$ :

$$K_g(t, \tau) = \int_t^{t+T} g[S_1(v)]g[S_2(v)]dv = \int_t^{t+T} g[s_1(v) + n_1]g[s_2(v) + n_2]dv,$$

$$\text{где } g[S] = \begin{cases} 1 & \text{если } S \geq 0 \\ -1 & \text{если } S < 0 \end{cases}.$$

Теперь вычислим среднее значение функции корреляции. Предварительно оценим математическое ожидание подынтегрального выражения. Опуская промежуточные выкладки, получим

$$Mg[s_1(v) + n_1]g[s_2(v) + n_2] = [2\Phi(-s_1; \sigma_1) - 1][2\Phi(-s_2; \sigma_2) - 1]$$

$$\begin{aligned} MK_g(t, \tau) &= M \int_t^{t+T} g[s_1(v) + n_1]g[s_2(v) + n_2]dv = \\ &= \int_t^{t+T} Mg[s_1(v) + n_1]g[s_2(v) + n_2]dv = \\ &= \int_t^{t+T} [2\Phi(-s_1; \sigma_1) - 1][2\Phi(-s_2; \sigma_2) - 1]dv. \end{aligned}$$

Для второго момента имеет место

$$\begin{aligned} MK_S^2(t, \tau) &= M \int_t^{t+T} g[s_1(v) + n_1]g[s_2(v) + n_2]dv \\ &= \int_t^{t+T} g[s_1(\xi) + n_1]g[s_2(\xi) + n_2]d\xi = \\ &= \int_{v=\xi} Mg[s_1(v) + n_1]g[s_2(v) + n_2]g[s_1(\xi) + n_1]g[s_2(\xi) + n_2]d\xi dv + \\ &+ \int_{v=\xi} Mg^2[s_1(v) + n_1]g^2[s_2(\xi) + n_2]dv d\xi = (MK_S)^2, \end{aligned}$$

то есть дисперсия так вычисленной функции корреляции снова равна нулю. Это дает нам право использовать оценку корреляционной функции стилизованного сигнала  $g$  для дальнейшего анализа. В отличие от клипированного сигнала нам удалось избавиться от необходимости учета смещения функции корреляции в сторону положительных значений.

Каковы параметры описанной процедуры обработки сигнала в том случае, когда шумы не являются белыми, скажем, ограничены полосой приемного устройства? Для приближенного расчета статистических характеристик выборочной корреляционной функции можно использовать стандартный прием, основанный на разбиении принимаемой реализации смеси сигнала и шума на статистически независимые сегменты, в которых шум можно считать коррелированным. Тогда расчет статистических характеристик выборочной корреляционной функции проводится по прежней схеме, за исключением вычисления дисперсии. Действительно, слагаемое  $\int_{v=\xi} Mg^2[s_1(v) + n_1]g^2[s_2(\xi) + n_2]dv d\xi$ , равное раньше нулю, поскольку

оно было определено на множестве нулевой меры, теперь определяется полосой корреляции шума  $-\Delta f$ . Как следует из предыдущего анализа, оно равно искомой дисперсии. Кроме того, оно прямо пропорционально  $(1/\Delta f)T$ . Это означает, что дисперсия выборочной корреляционной функции тем больше, чем меньше полоса

приемной системы. Результат интуитивно понятный, поскольку в случае белого шума выборочная корреляционная функция формируется, вообще говоря, бесконечно большим количеством частичных слагаемых, то есть в процессе формирования она еще и усредняется.

Теперь вернемся к расчету максимума корреляционной функции

$$\begin{aligned} MK_g(t, \tau) &= M \int_t^{t+T} g[s_1(v) + n_1]g[s_2(v) + n_2]dv = \\ &= \int_t^{t+T} Mg[s_1(v) + n_1]g[s_2(v) + n_2]dv = \\ &= \int_t^{t+T} [2\Phi(-s_1; \sigma_1) - 1][2\Phi(-s_2; \sigma_2) - 1]dv. \end{aligned}$$

$$\text{То есть } MK_g(t, \tau) = \int_t^{t+T} [2\Phi(-s_1; \sigma_1) - 1][2\Phi(-s_2; \sigma_2) - 1]dv.$$

$$\text{Здесь } 2\Phi(-s; \sigma) - 1 = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{s}{\sqrt{2\sigma}}}^{\infty} e^{-t^2} dt - 1 = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{s}{\sqrt{2\sigma}}} e^{-t^2} dt = \text{erf}\left(\frac{s}{\sqrt{2\sigma}}\right),$$

где  $\text{erf}\left(\frac{s}{\sqrt{2\sigma}}\right)$  — известная функция ошибок.

Перепишывая выражение для выборочной корреляционной функции через функцию ошибок, получим

$$\begin{aligned} MK_g(t, \tau) &= \int_t^{t+T} \text{erf}\left(\frac{s_1(v)}{\sqrt{2\sigma_1}}\right) \text{erf}\left(\frac{s_2(v)}{\sqrt{2\sigma_2}}\right) dv = \\ &= \int_t^{t+T} \text{erf}\left(\frac{s_1(v)}{\sqrt{2\sigma_1}}\right) \text{erf}\left(\frac{s_1(v+\tau)}{\sqrt{2\sigma_2}}\right) dv, \end{aligned}$$

т. е. выражение, имеющее хорошо вычисляемые приближенные значения и для малых, и для больших значений аргумента.

Рассмотрим наиболее интересный для практических приложений случай малого аргумента, то есть  $\frac{s_1}{\sigma_1} \ll 1$  и  $\frac{s_2}{\sigma_2} \ll 1$ . Справедлива аппроксимация [3]

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{n!(2n+1)} \text{ или}$$

$$\begin{aligned} MK_g(t, \tau) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_t^{t+T} \left[ \frac{s_1(v)}{\sqrt{2\sigma_1}} + \frac{1}{3} \left( \frac{s_1(v)}{\sqrt{2\sigma_1}} \right)^3 \right] \left[ \frac{s_1(v+\tau)}{\sqrt{2\sigma_2}} + \frac{1}{3} \left( \frac{s_1(v+\tau)}{\sqrt{2\sigma_2}} \right)^3 \right] dv \approx \\ &\approx \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_t^{t+T} \left[ \frac{s_1(v)}{\sqrt{2\sigma_1}} \right] \left[ \frac{s_1(v+\tau)}{\sqrt{2\sigma_2}} \right] dv. \end{aligned}$$

В точке максимума  $\tau = 0$ , корреляционная функция стилизованного сигнала имеет значение  $MK_g(t, \tau) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{E}{\sigma_1 \sigma_2}$ , где  $E$  — энергия

сигнала на интервале  $(t, t+T)$ , то есть меньше, чем при классической корреляционной обработке всего в  $\sqrt{\pi}$  раз.

Для вычисления выборочной функции корреляции в промежуточных точках полезно использовать аппроксимацию функции ошибок в другой итеративной форме [3]:

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{x}{2n+1} \prod_{i=1}^n \frac{-x^2}{i}.$$

При выполнении условий  $\frac{s_1}{\sigma_1} \gg 1$  и  $\frac{s_2}{\sigma_2} \gg 1$  справедлива аппроксимация

$$K_S(t, \tau) = \int_t^{t+T} \text{Sign}[S_1(v)]\text{Sign}[S_2(v)]dv \approx \int_t^{t+T} \text{Sign}[s_1(v)]\text{Sign}[s_2(v)]dv.$$

Если необходимо более точное вычисление поведения корреляционной функции в точке максимума, можно использовать асимптотическое разложение для дополнительной функции ошибок в виде [3]

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{e^{-x^2}}{x\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(2n)!}{n!(2x)^{2n}}$$

либо приближенное выражение для квадрата функции ошибок (см. там же)

$$(\operatorname{erfc}x)^2 = 1 - e^{-\frac{(x^2)^{\frac{1+\pi+2\pi^2}{1+\pi^2}}}{1+\pi^2}} \text{ где } a = \frac{8}{3\pi} \frac{\pi-3}{\pi-4}.$$

Прокомментируем полученные результаты.

1. Даже в отсутствие аддитивных помех и при большом отношении сигнал/шум ЛСН — Локата за счет структурных помех имеет большую погрешность при навигации. При тех же условиях структурная помеха не влияет на ЛСН — ПРОГРЕСС.

2. В наиболее интересном случае для предельно слабых сигналов, например при наличии шумовых маскирующих помех, когда отношение сигнал/шум можно считать много меньшим единицы, в точке максимума корреляционная функция стилизованного сигнала имеет значение

$$MK_g(t, \tau) \approx \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{E}{\sigma_1^2},$$

где  $E$  — энергия сигнала на интервале  $(t, t+T)$ , то есть меньше, чем при классической (идеальной) корреляционной обработке всего в  $\sqrt{\pi}$  раз.

3. При формировании прямоугольного импульса  $\tau$ , например, за счет выделения знакового разряда (или компарирования [10]), ошибка фиксации его временного положения  $\sigma_\tau$  будет оцениваться величиной [9, стр. 167, формула 29]

$$\sigma_\tau \geq (T/\sqrt{2})/(2E/N_0), \quad (3)$$

где  $T$  — длина прямоугольного импульса,  $2E/N_0$  — отношение сигнал/шум.

То есть согласно (3) знаковая обработка эффективнее регулярной в  $\sqrt{(2E/N_0)}$  раз.

Наконец, осталось ответить на вопрос о перспективах применения и потенциальных возможностях проектируемых модулей. К счастью, уровень развития ЛСН с самого начала достаточно высокий, чтобы ответить на них не односложным предложением. Что касается перспектив применения, то в качестве продолжения темы развития ЛСН можно указать на многопозиционные системы (МПС), распределенные в фазовом пространстве, целеуказания, обнаружения [4–8, 11], автоматической скрытной посадки [12], автоматического скрытного управления [13] и мониторинга, конфликтно-устойчивых радиоэлектронных систем [14].

Перспективы потенциальных возможностей проектируемых модулей связаны с переходом к более быстродействующей гигагерцевой элементной базе, позволяющей снизить дальность обнаружения конфликтующей стороной систем, работающих с ПСП-сигналами, до единиц сантиметров или на три порядка меньше, чем заявленная в [2], а инструментальную погрешность навигации — до долей миллиметра.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренная выше система на кристалле является основой:

1) для построения киберустойчивых локальных систем навигации (ЛСН),

- 2) киберустойчивых локальных систем активной и пассивной навигации (КЛСН),
- 3) КЛСН, работающих в синхронном и асинхронном режимах,
- 4) формирования ПСП с базой не менее  $10^3-10^{200}$ ,
- 5) для построения конфликтно-устойчивых линий связи (ЛС),
- 6) многопозиционных, радиолокационных систем,
- 7) многопозиционных, радиолокационных систем на основе ММО РЛС,
- 8) системы скрытного управления
- 9) скрытные системы посадки,
- 10) системы мониторинга,
- 11) система управления роем беспилотников.

Легко видеть, что основой КЛСН являются способы формирования радиосигналов, способы кодировки, приема и передачи сообщений, то есть известные методы работы в радиодиапазоне.

### ЛИТЕРАТУРА

1. <http://mirnt.ru/aviation/sistema-navigacii-locata>.
2. [http://izvestia.ru/news/649145/?utm\\_source=FB](http://izvestia.ru/news/649145/?utm_source=FB).
3. [http://ru.wikipedia.org/wiki/%D4%F3%ED%EA%F6%E8%FF\\_%EE%F8%E8%E1%EE%EA](http://ru.wikipedia.org/wiki/%D4%F3%ED%EA%F6%E8%FF_%EE%F8%E8%E1%EE%EA) Функция ошибок.
4. Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы / Под ред. В. В. Цветнова. — М.: Наука, 1973.
5. Бабушкин А. К., Захаров Н. П., Турчанинов А. В., Королев А. Ф. Локализация источников радиоизлучения в средах с многолучевым распространением радиоволн на основе корреляционных измерений // Сборник докладов III Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». — М.: Издательство ИРЭ им. В. А. Котельникова, 2009. — С. 616–619.
6. Анциперов В. Е. Новый метод оценки корреляционных функций в задачах обнаружения и обработки радиолокационных и связанных сигналов // Сборник докладов III Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». — М.: Издательство ИРЭ им. В. А. Котельникова, 2009. — С. 887–891.
7. Канаков В. А., Горда В. В. Модификация корреляционного метода позиционирования источников сигналов с большой базой системой пассивных датчиков // Датчики и системы, 2009. — № 11. — С. 28–31.
8. Канаков В. А., Горда В. В. Многомерная корреляционная обработка широкополосных шумовых сигналов. Радиопизика // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского, 2011. — № 3 (1). — С. 78–83.
9. Справочник по радиолокации в четырех томах / Под ред. М. Скольникова. Том 1. Основы радиолокации. Пер. с английского. — М.: Советское радио, 1976.
10. Звонарев Е. Компараторы National Semiconductor // Новости электроники, 2007. № 8. Статья 2. <https://www.rlocman.ru/shem/schematics.html?di=31035>.
11. Черняк В. С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе ММО РЛС // Радиотехника, № 8, 2012. <http://www.radiotec.ru/catalog.php?cat=jr4&art=11520>.
12. Система автоматической посадки беспилотного летательного аппарата // Успехи современной радиоэлектроники, 2014. — № 2. <http://www.radiotec.ru/article/14262>.
13. Противоугонный радиопоиск СФИНКС. [http://www.autoreview.ru/new\\_site/year2000/n22/radiosfinks/radiosfinks.htm](http://www.autoreview.ru/new_site/year2000/n22/radiosfinks/radiosfinks.htm).
14. Конфликтно-устойчивые радиоэлектронные системы. Методы анализа и синтеза / Под ред. С. В. Ягольниковой // Радиотехника, 2015.