

ОБНАРУЖЕНИЕ И СИНХРОНИЗАЦИЯ СЛАБЫХ ПО МОЩНОСТИ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В СПУТНИКОВОЙ РАДИОСИСТЕМЕ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-8-4-20

Горгадзе Светлана Феликсовна,
Московский технический университет связи
и информатики, Москва, Россия,
svetlana-gorgadze@yandex.ru

Ву Ши Дао,
Московский технический университет связи
и информатики, Москва, Россия,
vusydaomtusi@gmail.com

Manuscript received 10 June 2023;
Accepted 25 July 2023

Ключевые слова: шумоподобный сложный сигнал, канал синхронизации, обнаружение (поиск) сигналов, коррелятор, согласованный фильтр, цифровой накопитель, фазовая автоподстройка частоты, автоматическая подстройка времени

Задача одновременной оценки параметров несущих частот и задержек по времени одного, либо сразу нескольких слабых по мощности копий одного и того же шумоподобного сложного сигнала (СлС), либо разных по структуре шумоподобных сигналов, является актуальной для целого ряда спутниковых систем – как радионавигационных, так и предназначенных для передачи информации. Рассматривается проблема совместного обнаружения (поиска) и синхронизации одного или сразу нескольких слабых шумоподобных сложных сигналов, рассогласованных по несущей частоте, фазе частоты и задержке по времени, в аппаратуре спутниковой радиосистемы. Предполагается использование многоэтапной параллельно-последовательной процедуры обнаружения и синхронизации сигналов с совместно работающими устройствами обнаружения и слежения за изменением параметров сигналов с формированием их копий в квазикогерентном приемнике. Для заранее заданных значений характеристик погрешностей оценки несущих частот и задержек по времени шумоподобных сложных сигналов разработана методика приближенной оценки длительности времени их обнаружения и синхронизации в спутниковой радиосистеме. Показано, что при отношении сигнал/шум порядка (-10...-40) дБ эта длительность времени может составить менее 0.5 с при учете возможностей современных методов обработки сигналов и технологических решений, использующихся при их реализации.

Информация об авторе:

Горгадзе Светлана Феликсовна, Московский технический университет связи и информатики, профессор, д.т.н., Москва, Россия
Ву Ши Дао, Московский технический университет связи и информатики, аспирант, Москва, Россия

Для цитирования:

Горгадзе С.Ф., Ву Ши Дао. Обнаружение и синхронизация слабых по мощности шумоподобных сигналов в спутниковой радиосистеме // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №8. С. 4-20.

For citation:

Gorgadze S.F., Vu Sy Dao. (2023) Detection and synchronization of weak power spread spectrum signals in a satellite radio system. T-Comm, vol. 17, no.8, pp. 4-20. (in Russian)

Введение

Задача одновременной оценки параметров несущих частот и задержек по времени одного, либо сразу нескольких слабых по мощности копий одного и того же шумоподобного сложного сигнала (СлС), либо разных по структуре шумоподобных сигналов, является актуальной для целого ряда спутниковых систем – как радионавигационных, так и предназначенных для передачи информации [1-3,9,10,17,19,20]. В последнем случае, кроме проблемы синхронизации квазикогерентных приемников и обеспечения суммирования сигналов разных спутниковых ретрансляторов, необходимо отметить и необходимость для ряда случаев оперативного выявления всех наземных станций, использующих спутниковые системы, с определением их местоположения с целью контроля частотного ресурса спутниковых ретрансляторов и защиты от несанкционированного доступа [2-4].

Обнаружение (поиск) слабых шумоподобных сигналов при отношении сигнал/шум на входе приемника по мощности порядка $(-10...-40)$ дБ производится посредством длительного накопления их энергии в приемнике [2,3], причем при неизвестных частоте и задержке по времени принимаемого сигнала первоначальное ее накопление производится с помощью набора корреляторов (Кор) или согласованных фильтров (СФ) [9,10], на выходе которых формируются отсчеты функции неопределенности (ФН) [7,9,10,15,18] фрагмента принимаемого СлС. При этом в большинстве работ, посвященной теме обнаружения (поиска) СлС, как правило ограничиваются рассмотрением только данного подхода. Но необходимо подчеркнуть, что имеются существенные ограничения на длительность времени накопления энергии СлС в таких устройствах, связанные в основном с техническими сложностями их изготовления в случае необходимости обработки СлС с большими базами при значительной ширине области их неопределенности по частоте, что неизбежно в случае применения слабых по мощности СлС в спутниковых радиосистемах.

В результате, длительность времени поиска таких СлС может составлять несколько десятков секунд или даже минут при последовательной перестройке устройств обнаружения по частоте [1-3]. Поэтому во многих случаях необходимо рассматривать Кор или СФ только как устройства, использующиеся с целью повышения достоверности работы последующего последетекторного энергетического обнаружителя СлС [6,26,27], в котором накапливается энергия необходимого количества (до нескольких десятков или даже сотен) фрагментов СлС [13,16,17,23].

Отметим, что точность оценки частоты и задержки по времени СлС, также эффективность различения его копий, рассогласованных по этим параметрам, определяется только размерами проекции(ий) основного пика ФН СлС на плоскость частота-время, то есть характеристиками первого блока накопления энергии СлС, включающего набор Кор или СФ [9,10]. Последующий энергетический накопитель позволит лишь обеспечить точность оценки параметров СлС, соответствующую размерам этой проекции, с требующейся достоверностью [16,17].

При неизвестной частоте СлС значение его рассогласования по частоте относительно опорного сигнала Кор или центральной частоты амплитудно-частотной характеристики

(АЧХ) СФ неизбежно приводит к ограничению длительности времени накопления его энергии в этом устройстве [4,5], что приводит к потерям в отношении сигнал/шум на входе последующего некогерентного накопителя. Другой причиной, ограничивающей длительность времени накопления энергии СлС, является нестабильность несущих и тактовых частот их генераторов как на передающей, так и на приемной стороне [14,15]. Таким образом, при обнаружении (поиске) шумоподобного сигнала одновременно производится и оценка его частоты и задержки по времени. Но в любом случае в конечном итоге на этапе обнаружения (поиска) точность такой оценки определяется размерами проекции основного пика ФН сигнала на плоскость частота-время [1,10-12]. Более точная оценка параметров синхронизации для работы квазикогерентного приемника может быть произведена в устройствах слежения за их изменением в системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и устройстве автоматической подстройки времени (АПВ) [7,9-12]. То есть устройство обнаружения используется с целью вывода дискриминационных характеристик устройств слежения за параметрами сигнала на их линейные участки [7].

Оценка параметров частоты и задержки по времени сигналов осуществляется как правило в канале синхронизации (КС) либо по специальным синхросигналам (СИНХ), либо по информационным сигналам (ИНФ) цифровой системы передачи информации. В случае шумоподобных СлС СИНХ излучаются как правило общей полосе частот с ИНФ и формируются на основе периодически повторяющихся псевдослучайных последовательностей (ПСП) [17,19,20-22]. Распределение мощности радиоканала между СИНХ и ИНФ может оптимизироваться при учете общей эффективности радиосистемы [24,31,32]. В этом случае ИНФ, передаваемые с СИНХ в общей полосе частот, могут рассматриваться как дополнительные шумовые помехи, существенно превосходящие по мощности полезный СлС, являющийся СИНХ. Во многих случаях, например, в спутниковых радионавигационных системах, ИНФ отсутствует, и в канале связи фактически передаются только периодические СИНХ [29,30].

Отметим, что часть КС, состоящая из набора Кор или СФ и энергетического накопителя, может работать и по более мощным, по сравнению с СИНХ, ИНФ, поскольку в цифровом канале связи набор последних всегда ограничен, и они всегда повторяются во времени, но ФАПЧ и АПВ могут работать только по СИНХ [17].

В дальнейшем будем рассматривать в качестве СИНХ периодические двоичные фазоманипулированные (ФМн) СлС, описываемые на длительности периода их повторения T_s как

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i S_0(t - iT_s) \cos(2\pi f_0 t), \quad (1)$$

где N_s – период повторения двоичной ПСП, $d_i \in \{-1,1\}$ – ее элементарные символы, $i = 1, \dots, N_s$ – номер символа ПСП, $S_0(t)$ – функция формы элементарного импульса СИНХ длительностью T_s , f_0 – его несущая частота.

Ширина полосы частот, занимаемой радиосистемой с шумоподобными СлС, приблизительно равна их тактовой частоте $f_T = 1/T_s$, и может составлять от единиц до десятков, а

в перспективе сотен МГц в разных спутниковых радиосистемах. Поэтому рассмотрим и более сложный вариант шумоподобных СлС, когда для их формирования используются составные ПСП. При этом основная ПСП является двоичной, но за длительность времени T_s частота соответствующего двоичного ФМн СлС многократно перескакивает по закону модулирующей многозначной ПСП на одну из частотных позиций. Таким образом, рассматриваются СлС с дискретной перестройкой рабочей частоты без разрыва ее фазы при фазовой манипуляции этой частоты. В дальнейшем будем называть их дискретными частотными сигналами с фазовой манипуляцией (ДСЧ-ФМн СлС). В качестве многозначных ПСП можно рассматривать, например, четверичные E -последовательности Велти [9] для перескоков по четырем частотам.

В результате для формирования ДСЧ-ФМн СлС используются двоично-четверичные ПСП. Описание данных СлС будет не полным, если не отметить, что в приемнике при формировании второй промежуточной частоты в ее преобразователе используется один гетеродин с целью исключения разрыва фазы, у разночастотных сегментов принимаемого двоичного ФМн СлС; так же для исключения разрыва фазы у этих сегментов каждая из четырех частот является кратной тактовой частоте СлС f_T . В передатчике начальные фазы элементарных импульсов двоичной ПСП формируются также одинаковыми. В результате разночастотные сегменты двоичных ПСП имеют одинаковые начальные фазы, определяемые фазовым сдвигом сигнала гетеродина приемника относительно принимаемого сигнала.

Целью данной работы является рассмотрение совместной работы устройств обнаружения (поиска) слабых шумоподобных сигналов и устройств слежения за изменением их параметров при заданной точности их конечной оценки с формированием копий принимаемых сигналов в квазикогерентном приемнике при многоэтапной параллельно-последовательной процедуре обнаружения и синхронизации, а также выработка единого критерия качества синхронизации и его анализ для спутниковой радиосистемы.

Обобщенная структурная схема канала синхронизации слабых шумоподобных сигналов

В соответствии с вышесказанным предполагается, что в КС первоначально производится обнаружение-различение всех шумоподобных СлС, одновременно присутствующих на входе приемника, то есть как разных по форме СлС, так и всех их копий, рассогласованных по частоте и задержке по времени. При этом в приемнике имеется банк возможных форм СлС, которые могут оказаться на его входе. С этой целью используется устройство обнаружения СлС (УОСлС), входящее в состав КС, структурная схема которого приведена на рисунке 1. Таким образом, в УОСлС производится обнаружение и первоначальная грубая оценка параметров синхронизации (частоты и задержки по времени) всех шумоподобных СлС, одновременно присутствующих на входе приемника.

Информация о грубых значениях параметров синхронизации всех обнаруженных СлС вводится в устройство выделения квазикогерентных опорных СлС (УВКОСлС) с помощью схемы захвата (СЗ) (см. рис. 1). В УВКОСлС производится более точная оценка и слежение за задержками по времени и несущими частотами всех обнаруженных в УОСлС сигналов.

Для идентификации режима слежения в соответствующих устройствах используется схема подтверждения (СхП). Она инициирует процедуру обнаружения СлС заново в случае, если он был обнаружен в УОСлС, но не произошел его захват в УВКОСлС, либо если произошел срыв слежения за его параметрами. На рисунке 1 показано также устройство обработки информационных сигналов (УОИС) когерентного типа, так как по результатам работы КС могут формироваться когерентные опорные информационные сигналы.

Более подробно структурная схема приемника совокупности шумоподобных СлС представлена на рисунке 2, где показано, что УВКОСлС состоит из набора схем ФАПЧ, а также набора схем автоматической подстройки времени (АПВ), причем каждая схема ФАПЧ с помощью перекрестных связей объединена с одной из схем АПВ. Вместе они осуществляют совместное слежение за несущей частотой и задержкой по времени одного из обнаруженных СлС. На рисунке 2 показан также генератор опорных синхросигналов (СИНХ) (Ген. СИНХ), который фактически входит в состав набора схем АПВ и содержит банк всех возможных синхросигналов, по которым и работает КС. Но в нем, с целью настройки схем АПВ на слежение за задержками по времени обнаруженных СлС, формируются опорные сигналы только тех форм, которые были обнаружены в УОСлС.

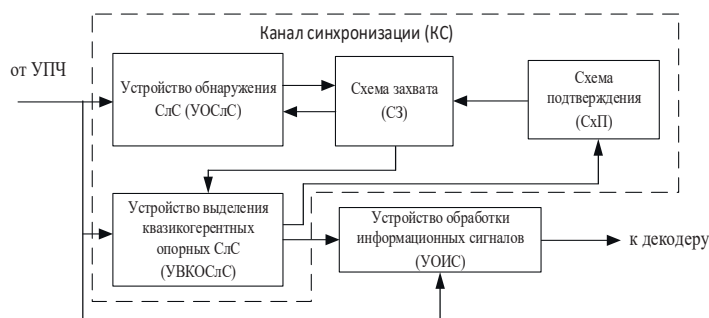


Рис. 1. Обобщенная схема приемника совокупности шумоподобных СлС

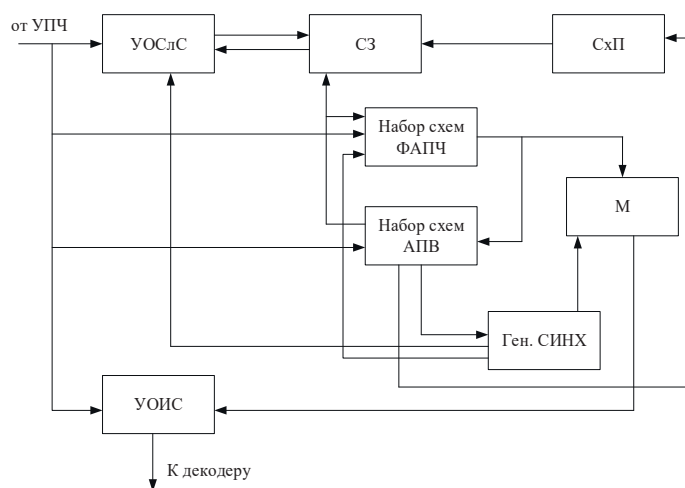


Рис. 2. Схема приемника шумоподобных СлС с системами ФАПЧ и АПВ

Таким образом, синхронизация опорных СИНХ, формируемых этим генератором, производится в АПВ, конечным итогом работы которого является формирование в Ген.

СИНХ копий принимаемых СлС на видеочастоте, синхронных с ними по времени. Банк СИНХ, содержащийся в Ген. СИНХ, используется также для программирования УОСлС. Кроме того, опорные СИНХ используются для формирования опорных информационных СлС на радиочастоте в модуляторе (М) с целью когерентной обработки информационных сигналов. Несущие частоты обнаруженных СлС подаются на М с выходов генераторов, управляемых напряжением (ГУН) схем ФАПЧ [7]. Для ДСЧ-ФМн СлС структурная схема КС для одного принимаемого СИНХ рассмотрена на рисунке 3.

В данном случае УВКОСлС состоит из одной схемы АПВ и четырех идентичных схем ФАПЧ, каждая из которых работает на своей промежуточной частоте. Схемы ФАПЧ и АПВ работают с перекрестными связями. УОИС работает по ИНФ.

Для синхронизации УВКОСлС используется отдельный непрерывно повторяющийся ДСЧ-ФМн СИНХ. УВКОСлС включается в работу после обнаружения СлС в УОСлС; после вхождения в синхронизм УВКОСлС начинается прием полезной информации в УОИС. Поскольку в каждый момент времени принимаемый СлС присутствует только на одной из четырех частот, то для повышения помехоустойчивости УВКОСлС и УОИС путем улучшения в четыре раза отношения сигнал/помеха, – после вхождения в синхронизм схем ФАПЧ и АПВ стробирующие импульсы с генератора четверичной Е-последовательности поочередно открывают один из соответствующих четырех ключей (Кл) на время, равное длительности частотных сегментов СлС.

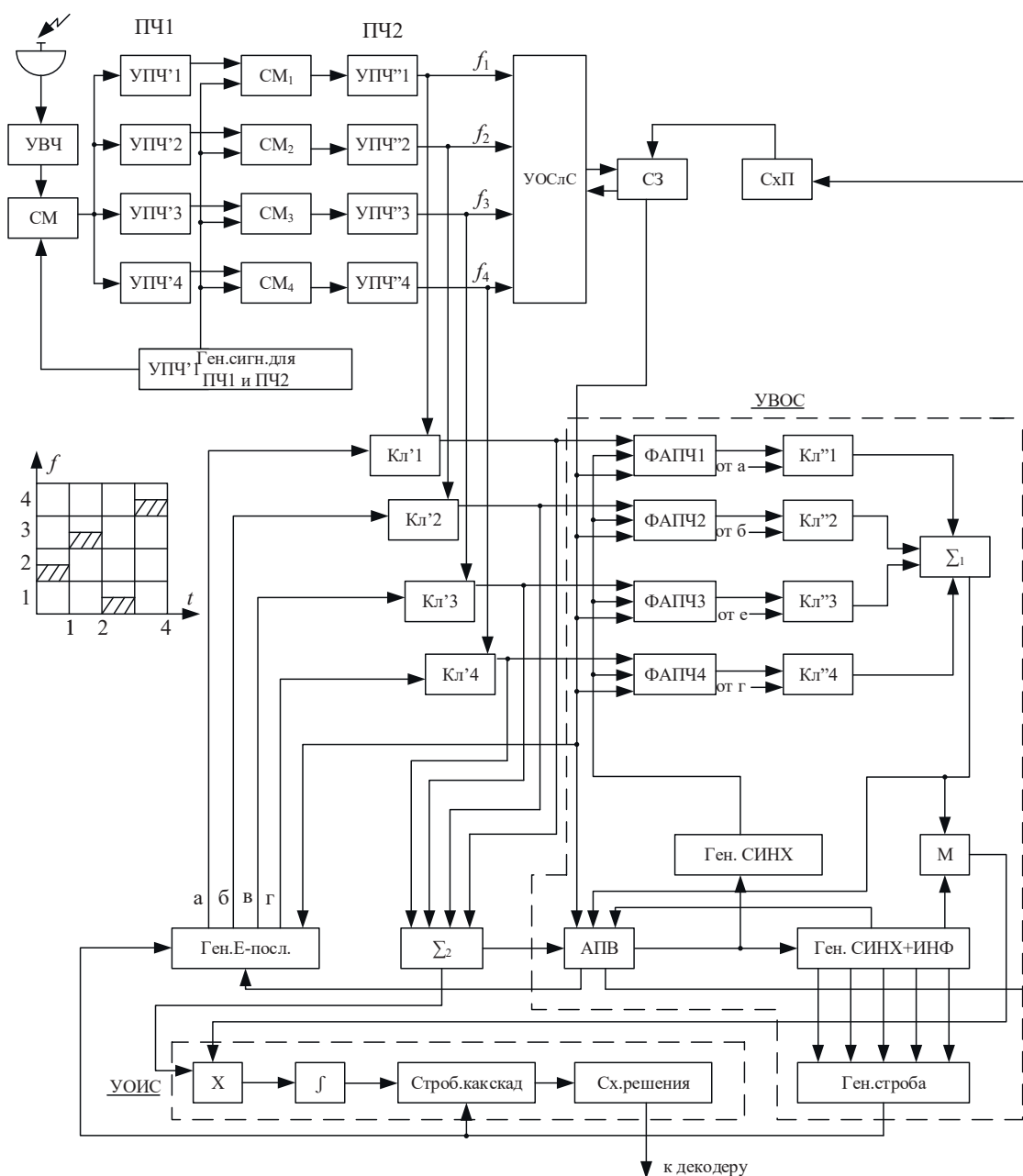


Рис. 3. Структурная схема канала синхронизации двоично-четверичного ФМн СлС. УВЧ – усилитель высокой частоты, СМ – смеситель, УПЧ – усилитель промежуточной частоты, ПЧ – промежуточная частота, Кл – ключ.

Обнаружение (поиск) шумоподобных СлС

Предположим, что на входе приемника, присутствует в общем случае неизвестное число K аддитивных копий одного и того же СлС $s(t)$, рассогласованных друг относительно друга по временным задержкам, частотам несущих колебаний и их начальным фазам, то есть $s(t-t_1-\tau_1, f_1-\Delta f_1, \Delta\varphi_1), \dots, s(t-t_k-\tau_k, f_k-\Delta f_k, \Delta\varphi_k), \dots, s(t-t_K-\tau_K, f_K-\Delta f_K, \Delta\varphi_K)$, а также белый гауссовский шум, где $k = 1, \dots, K$ – номер копии СлС, $\tau = [\tau_1, \dots, \tau_k, \dots, \tau_K]$ и $\Delta f = [\Delta f_1, \dots, \Delta f_k, \dots, \Delta f_K]$ – неизвестные относительно малые и медленные смещения временных задержек и несущих частот этих СлС относительно постоянных и известных их значений $t=[t_1, \dots, t_k, \dots, t_K]$, $f=[f_1, \dots, f_k, \dots, f_K]$, а $\Delta\varphi=[\Delta\varphi_1, \dots, \Delta\varphi_k, \dots, \Delta\varphi_K]$ – случайные сдвиги начальных фаз колебаний соответствующих несущих частот относительно нулевого сдвига фазы.

В случае, если $K = 1$, оценка параметров СлС, то есть его смещения по времени $\hat{\tau}_1$, частоте $\hat{\Delta f}_1$ и фазе частоты $\hat{\Delta\varphi}_1$ относительно t_1 , f_1 и нулевого фазового сдвига на фоне аддитивного белого гауссовского шума в соответствии с критерием максимального правдоподобия описывается как [7,33]:

$$\hat{\tau}_1, \hat{\Delta f}_1, \hat{\Delta\varphi}_1 = \arg \max_{\tau_1, \Delta f_1, \Delta\varphi_1} \left(\operatorname{Re} \left[\dot{Z}(\tau_1, \Delta f_1, \Delta\varphi_1) + \xi \right] \right), \quad (2)$$

где ξ – аддитивная шумовая составляющая на входе решающего устройства,

$$\dot{Z}(\tau_1, \Delta f_1, \Delta\varphi_1) = e^{j\Delta\varphi_1} \dot{\chi}(\tau_1, \Delta f_1), \quad (3)$$

$$\dot{\chi}(\tau_1, \Delta f_1) = \frac{1}{E_{1T_{\text{нак}}}} \int_0^{T_{\text{нак}}} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t-\tau_1) e^{j2\pi\Delta f_1 t} dt, \quad (4)$$

$\dot{\chi}(\tau_1, \Delta f_1)$ – комплексная ФН СлС, $\dot{S}(t)$ – его комплексная огибающая, $E_{1T_{\text{нак}}}$ – его энергия, накопленная в течение времени $T_{\text{нак}}$. Таким образом,

$$\hat{\tau}_1, \hat{\Delta f}_1, \hat{\Delta\varphi}_1 = \arg \max_{\tau_1, \Delta f_1, \Delta\varphi_1} \left(\operatorname{Re} \left[e^{j\Delta\varphi_1} \dot{\chi}(\tau_1, \Delta f_1) \right] \right). \quad (5)$$

Далее учитывают, что оценка $\Delta\varphi_1$ является мало информативной и значительно усложняет алгоритм оценки $\tau_1, \Delta f_1$, в результате чего в (2) вместо действительной части функции $\dot{Z}(\tau_1, \Delta f_1, \Delta\varphi_1) + \xi$ рассматривают ее модуль, то есть $|\dot{Z}(\tau_1, \Delta f_1, \Delta\varphi_1) + \xi| = |\dot{Z}(\tau_1, \Delta f_1, \Delta\varphi_1)| + \xi_{\chi^2}$ [3,26]. Тогда (5) можно переписать в виде:

$$\hat{\tau}_1, \hat{\Delta f}_1 = \arg \max_{\tau_1, \Delta f_1} \left(|\dot{\chi}(\tau_1, \Delta f_1)| + \xi_{\chi^2} \right). \quad (6)$$

Как следует из анализа последних формул, вариант алгоритма оценки параметров $\tau_1, \Delta f_1$ (5) требует оценки и $\Delta\varphi_1$. Основным его преимуществом является то, что ξ – аддитивный гауссовский белый шум. Но в алгоритме (6) помеховая составляющая ξ_{χ^2} имеет обобщенное хи-квадрат распределение [26]. Этим можно было бы объяснить выигрыш алгоритма (5), по сравнению с (6), по точности оценок искомых параметров. Но в действительности выигрыш является спорным из-за увеличения размерности области определения функции $e^{j\Delta\varphi_1} \dot{\chi}(\tau_1, \Delta f_1)$, по сравнению с $|\dot{\chi}(\tau_1, \Delta f_1)|$, и влияния точности оценки $\Delta\varphi_1$ на точность $\hat{\tau}_1, \hat{\Delta f}_1$.

Таким образом, в приемнике необходимо вычислить функцию $|\dot{\chi}(\tau_1, \Delta f_1)|$, типичный вид которой для двоичного ФМн СлС показан на рисунке 4. Также на этом рисунке приведены ее сечения по оси времени $|\dot{\chi}(\tau_1, 0)|$ и по оси частот $|\dot{\chi}(0, \Delta f_1)|$. Ширина первого из них до его первых нулевых значений составляет $2T_3 = 2/f_T$, откуда следует, что-то точность оценки времени задержки СлС увеличивается при увеличении ширины его спектра. Вместе с тем, как следует из (4), ширина сечения ФН $|\dot{\chi}(0, \Delta f_1)|$ составит $2/T_{\text{нак}}$, то есть с увеличением $T_{\text{нак}}$ увеличивается и точность оценки частоты СлС. Причем, как следует из (4), при $\Delta f_1 = 0$ функция $\dot{\chi}(\tau_1, 0)$ представляет собой свертку комплексных огибающих опорного и принимаемого СлС. Но в общем случае комплексная огибающая принимаемого СлС – это $\dot{S}(t)$, а в приемнике формируется опорный комплексный видеосигнал $\dot{S}^*(t-\tau_1) e^{j2\pi\Delta f_1 t}$ при всех возможных значениях τ_1 и Δf_1 с учетом t_1 и f_1 .

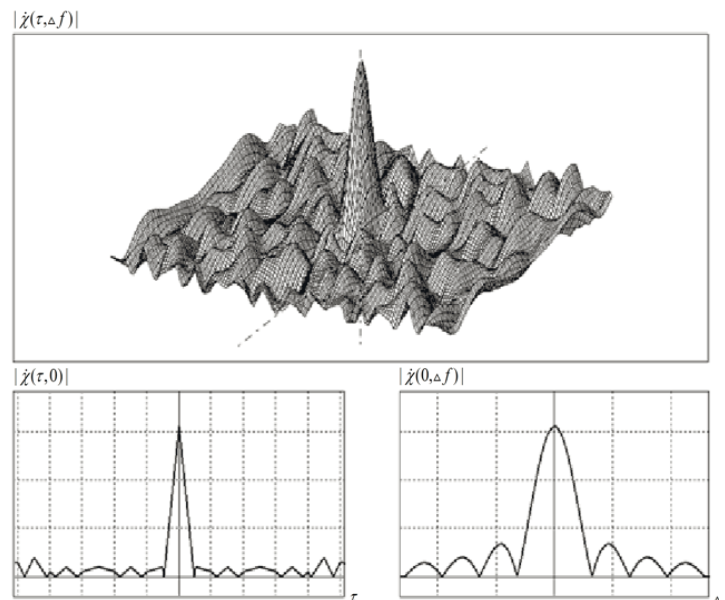


Рис. 4. Типичный вид модуля ФН СлС и его сечений по времени и частоте

УОСлС с цифровыми устройствами вычисления свертки комплексных огибающих опорных и принимаемых СлС

С учетом вышесказанного, полагая, что в приемнике вычисляется цифровая свертка опорного и принимаемого СлС, представим УОСлС для одного СлС (то есть УОСлС1) в виде, показанном на рис. 5. Из его анализа видно, что генератор опорной частоты (ГОЧ1) формирует гармонический сигнал частоты $f_{оп1} = f_1 + \Delta f_1$, а на выходе ФНЧ1 (рис. 5) формируется функция $Re[\dot{S}(t)\exp(j2\pi\Delta ft + \varphi)]$, на выходе ФНЧ2 – функция $Im[\dot{S}(t)\exp(j2\pi\Delta ft + \varphi)]$, где Δf – разница между $f_{оп1}$ и несущей частотой входного СлС $s(t)$, а φ – случайный сдвиг фазы между сигналами этих частот. Далее производится дискретизация этих сигналов по времени с помощью АЦП с тактовой частотой $f_T = 1/T_s$, вырабатываемой тактовым генератором (ТГ). Но согласно теореме Котельникова, частота дискретизации данного сигнала по времени должна быть в два раза больше f_T . В данном случае повышение этой частоты обеспечивается повторной дискретизацией этого же сигнала, но со сдвигом по времени на $T_s/2$. Затем вычисляются дискретные свертки отсчетов синфазной и квадратурной составляющих принимаемого СлС и опорной ПСП, на основе которой он сформирован, в устройствах свертки ПСП (УСПСП). При этом УСПСП1-УСПСП4 – это одно и то же устройство, вычисляющее дискретную свертку синфазной (УСПСП1 и УСПСП3) и квадратурной (УСПСП2 и УСПСП4) составляющих комплексной огибающей входного СлС с опорной ПСП, но в УСПСП3 и УСПСП4 отсчеты входного СлС сдвинуты на $T_s/2$ относительно его отсчетов в УСПСП1 и УСПСП2.

Необходимо учитывать, что f_T не может быть точно равна тактовой частоте принимаемого СлС из-за нестабильностей ТГ как на приемной, так и на передающей стороне, что неминуемо приведет к так называемому проскальзыванию, когда соседние отсчеты СлС в любом АЦП будут приходиться на один и тот же его элементарный импульс, либо один импульс будет пропущен. Но очевидно, что благодаря повторной дискретизации принимаемого СлС со сдвигом по времени на $T_s/2$ проскальзывание не может произойти в АЦП1 и АЦП2 одновременно с таким же событием в АЦП3 и АЦП4. Таким образом, проблема проскальзывания из-за нестабильности ТГ частично решается повторной дискретизацией принимаемого СлС. Но длительность СлС, энергия которого может накапливаться в УСПСП $T_{нак}$, ограничивается длительностью промежутка времени между соседними проскальзываниями. Очевидно, это время будет соответствовать длине ПСП, равной δ^{-1} , где δ – максимальное относительное отклонение частоты ТГ от ее номинального значения. Тогда длина ПСП, обрабатываемая в устройстве свертки, теоретически может составлять несколько сотен тысяч, поскольку δ в современных радиосистемах обычно не менее $10^{-5} \dots 10^{-6}$. Таким образом, казалось бы, можно выбрать значение $T_{нак}$ таким, чтобы обеспечить отношение сигнал/шум на выходе УСПСП достаточным для обнаружения

СлС с любыми заданными значениями вероятности правильного обнаружения $p_{обн}$ и ложной тревоги $p_{лт}$. Но в действительности, если рассогласование по частоте сигнала с выхода ГОЧ1 и принимаемого СлС больше, чем $1/2T_{нак}$, то он не будет обнаружен из-за отсутствия сигнала на выходе устройства цифровой свертки. Значение $T_{нак}$ ограничивается также требованиями к сложности или длительности времени ее вычисления.

Если энергии СлС длительностью $T_{нак}$ не достаточно для его обнаружения с заданными $p_{обн}$ и $p_{лт}$, можно использовать цифровое последетекторное накопление энергии некоторого числа СлС с этой длительностью в энергетическом цифровом накопителе (НЦ), показанном на рисунке 5, где в РУ1 принимается решение о превышении сигналом порогового уровня, то есть происходит дополнительное квантование сигнала на два уровня. Затем с помощью набора счетчиков (Сч) подсчитывается число превышений порогового уровня РУ1 в течение некоторого промежутка времени, соответствующего числу накапливаемых СлС длительностью $T_{нак}$. При этом число Сч равно длине ПСП N , соответствующей $T_{нак}$, а разрядность каждого из них определяется числом импульсов СлС с длительностью $T_{нак}$, энергию которых необходимо накопить. Таким образом, рассматривается два варианта накопления энергии СлС – с помощью вычисления его свертки и некогерентное накопление с помощью цифрового энергетического накопителя. Эффективность последнего варианта объясняется существенным увеличением отношения сигнал/шум на входе РУ1, по сравнению со входом приемника, из-за использования цифровой свертки принимаемого СлС. Отметим, что НЦ не позволяет повысить точность оценки параметров принимаемого СлС, а лишь улучшить вероятностные характеристики его обнаружения.

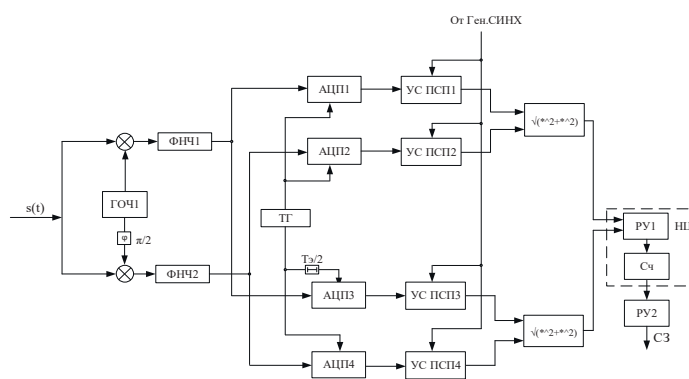


Рис. 5. Функциональная схема устройства обнаружения СлС

Рассмотрим возможность обнаружения K аддитивных копий одного и того же СлС, рассогласованных по частоте и задержке. При этом будем учитывать, что ширина сечения ФН СлС по частоте составляет $1/T_{нак}$, в результате чего можно обеспечить эффективное накопление энергии только тех СлС, разность несущих частот которых и $f_{оп1}$, то есть Δf , не больше $1/3T_{нак}$. В конечном итоге следует выбрать значение $T_{нак}$ таким, чтобы в пределах полосы частот

$[f_{оп1} - 1/3T_{нак}, f_{оп1} + 1/3T_{нак}]$ имелась только одна копия принимаемого СлС с неизвестной задержкой по времени, либо совокупность СлС с одинаковыми несущими частотами и разными задержками по времени.

В этом случае нелинейное преобразование при вычислении квадратного корня из суммы квадратов синфазной и квадратурной составляющих результирующего сигнала не приводит к появлению существенных взаимных помех между копиями одного и того же СлС, поскольку фактически в каждый момент времени данному преобразованию подвергается лишь один СлС, а взаимные помехи между копиями минимизируются при выборе значения $T_{нак}$.

Для обнаружения всех копий СлС, рассогласованных по частоте и задержке по времени, необходимо либо последовательно перестраивать $f_{оп1}$ с шагом $1/3T_{нак}$, либо параллельно формировать опорные частоты с тем же шагом, перекрывая область неопределенности СлС по частоте. В последнем случаях необходимо одновременно использовать УОСлС1, УОСлС2, ..., УОСлС N_q , число которых N_q соответствует числу формируемых опорных частот $f_{оп1}, f_{оп2}, \dots, f_{опN_q}$. Структурная схема УОСлС для этого случая представлена на рисунке 6. Таким образом, в УОСлС реализуется грубая оценка задержек по времени несущих частот СлС с точностью $1/(3T_{нак})$ и их задержек по времени с точностью T_g .

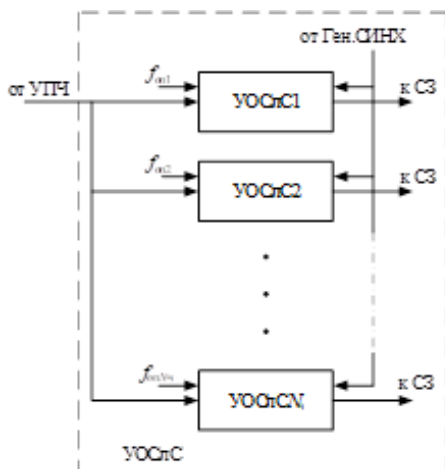


Рис. 6. Структурная схема УОСлС, предназначенных для обнаружения совокупности СлС, рассогласованных по частоте и временной задержке

Вероятностные характеристики обнаружения совокупности СлС, рассогласованных по частоте и временной задержке, можно повысить, если увеличить $T_{нак}$. Данное обстоятельство иллюстрируется с помощью рисунка 7, где показаны результирующая ФН четырех копий одного и того же СлС при двух значениях параметра $T_{нак}$. Отметим, что с целью обнаружения СлС, формируемых на основе разных по структуре ПСП, необходимо последовательно перестраивать УСПСП данного УОСлС, либо параллельно использовать УОСлС, согласованные с разными по структуре СлС.

Эффективность данного устройства в существенной степени зависит от длительности времени вычисления цифровой свертки в УСПСП. Ее ускоренные алгоритмы, основанные на приведении матриц-циркулянтов ПСП к матрице Уолша-Адамара или ее фрагментам, известны для большого класса ПСП таких как М-последовательности (МП) и их отрезки (сегменты), коды Голда и их сегменты, последовательности Касами и т.д. [35]. Самый существенный выигрыш по числу элементарных математических операций, равный N/m , будет при использовании периодических МП, по сравнению с традиционным способом вычисления свертки, где N – длина ПСП, соответствующая $T_{нак}$, а m – глубина памяти ПСП [8,14,19]. На практике такой выигрыш по длительности времени вычисления свертки может достигать нескольких десятков секунд. В любом случае отрезок ПСП сначала записывается в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), после чего ускоренно вычисляется его свертка с опорной ПСП и фиксируется время вычисления, затем производится экстраполяция по времени обнаруженного фрагмента ПСП на сигнал канала связи с учетом ее возможной погрешности [20-22].

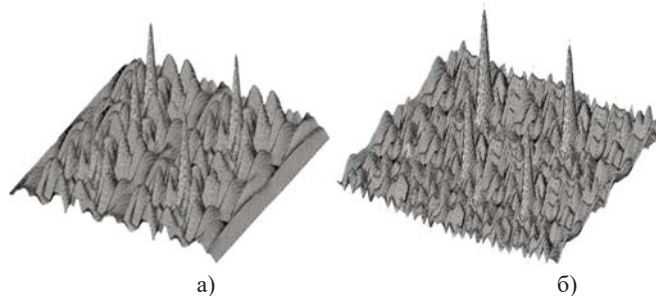


Рис. 7. Результирующие ФН четырех рассогласованных копий одного и того же СлС для двух значений $T_{нак}$; рисунок а) построен для значения $T_{нак}$, меньшего, чем рисунок б)

При достаточно высокой эффективности УСПСП, которая, кроме алгоритма ускоренного вычисления свертки, зависит еще и от быстродействия используемых цифровых сигнальных процессоров (ЦПОС), возможно и не потребуется последетекторное цифровое накопления энергии принимаемых СлС.

УОСлС с аналоговыми согласованными фильтрами на ПАВ

Вариант УОСлС для ДСЧ-ФМн СлС с аналоговыми перестраиваемыми СФ показан на рисунке 8. Последние довольно часто реализуются на основе устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [34], которые могут работать непосредственно на рабочих частотах СлС вплоть до 1,5 ГГц [36,37], либо на промежуточных частотах, если используется более высокочастотный диапазон, и могут легко перепрограммироваться при смене ПСП [36]. В данном случае используется по два набора СФ на ПАВ на каждой из четырех частот ДСЧ-ФМн СлС, поскольку допустимые размеры подложек таких фильтров существенно ограничивают длительность СлС $T_{нак}$, который может непосредственно обрабаты-

ваться в них. Обычно удастся обрабатывать ФМн СлС с шириной полосы частот не более нескольких десятков МГц и длительностью $T_{\text{СФ}}$, соответствующей длине ПСП не более $N = 1024$. Два таких СФ могут быть соединены последовательно. Поэтому в каждом наборе СФ обрабатывается СлС длительностью $T_{\text{СФ}} = T_{\text{нак}} / 2$. На рисунке 8 на нижний СФ сигнал подается через линию задержки (ЛЗ), которая тоже представляет собой прибор на ПАВ. После ЛЗ используется линейный усилитель (У), поскольку потери в ней по мощности составляют несколько десятков дБ [34]. Таким образом, длительность фрагмента СлС, обрабатываемая с помощью данной схемы, равняется $4T_{\text{СФ}}$, но значение $T_{\text{нак}}$, определяющее ее разрешающую способность, равно $2T_{\text{СФ}}$, поскольку производится суммирование откликов двух пар СФ. Кроме того, рисунок 8 соответствует случаю, когда ширина области неопределенности СлС по частоте лишь в три раза превосходит ширину полосы пропускания любого из СФ. То есть в данном случае $N_{\text{ч}} = 3$, поэтому на каждой из четырех промежуточных частот параллельно включено три частотно-смещенные группы СФ, перекрывающих всю область неопределенности СлС по частоте $F_{\text{неоп}}$.

Возможен вариант с разработкой СФ и ЛЗ на промежуточных частотах и последовательным преобразованием частот входного СлС на средние частоты АЧХ СФ. Тогда можно реализовать поиск СлС в более широкой области неопределенности по частоте, по сравнению с общей полосой пропускания трех аналоговых СФ на ПАВ, но преобразование входного СлС по частоте приведет к дополнительным рассогласованиям по фазе несущей частоты.

С целью последетекторного накопления энергии СлС на каждой из четырех частот используется амплитудный детектор (АД) в каждом из трех частотно-смещенных каналов, перекрывающих область неопределенности СлС по частоте. При этом на выходе АД в первом решающем устройстве РУ1 производится бинарное квантование сигнала перед набором счетчиков (Сч) двоичных импульсов. Число счетчиков соответствует удвоенному значению N , а разрядность каждого из них определяется тем, энергию скольких импульсов длительностью $T_{\text{нак}}$ надо накопить для обеспечения заданных характеристик обнаружения СлС.

Если частота принимаемого СлС попадет в полосу пропускания одного из трех СФ на уровне 0,7 от максимального значения его амплитудно-частотной характеристики, то в РУ2 он будет обнаружен с некоторой вероятностью $p_{\text{обн1}}$ на выходе одного из $2N$ Сч, поскольку там с наибольшей вероятностью появляется сигнал в момент возникновения основного пика ФН сегмента СлС, передаваемого на одной из четырех частот. Но в РУ2 под действием помех может возникнуть и ложная тревога с некоторой вероятностью $p_{\text{лт1}}$. Погрешность момента обнаружения по времени сегмента СлС, передаваемого на одной из четырех частот и периодически повторяющегося в соответствии с ПСП переключения частот, составляет $T_{\text{с}} / 4$. Эта последовательность определяется также в РУ2.

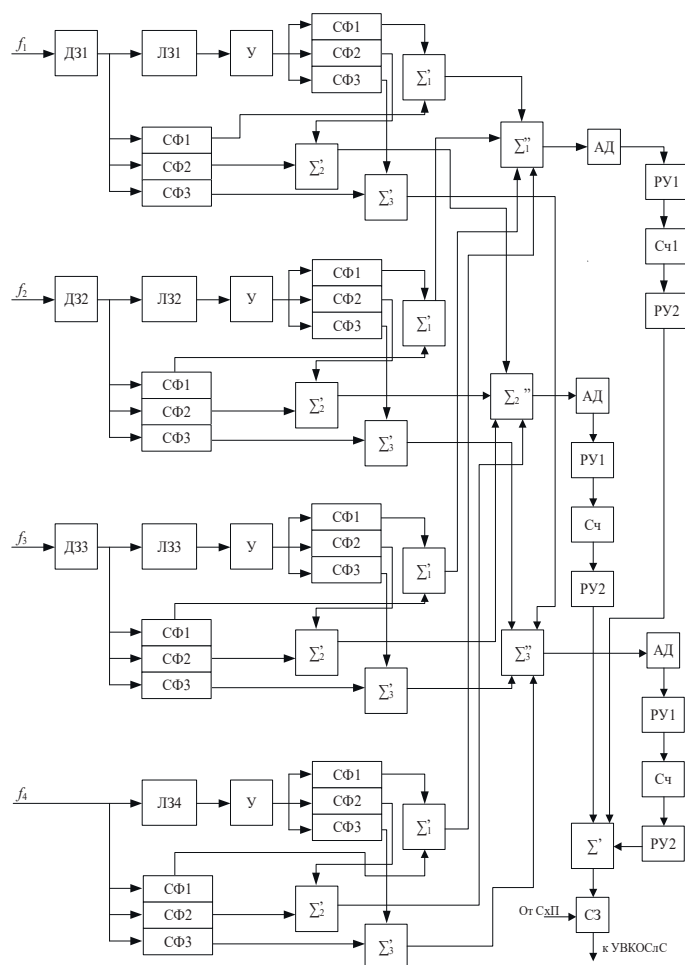


Рис. 8. УОСЛС, разработанное на ПАВ для ДСЧ-ФМн СлС

В данном случае производится додетекторное суммирование разночастотных откликов СФ, хотя на вход УОСЛС с выхода преобразователя частоты приемника эти сегменты СлС, излученные на разных частотах, поступают без разрыва фазы высокочастотного колебания, поскольку используется один гетеродин для всех несущих частот. Но очевидно, что потери из-за такого суммирования будут тем меньше, чем больше среднearифметическое значение четырех используемых частот отличается от суммарной ширины спектра ДСЧ-ФМн СлС. Производится обработка только действительной части ФН СлС, поскольку только именно ей соответствует отклик СФ, причем в случае использования преобразователя частоты на входе СФ неизбежно возникновение неизвестного фазового сдвига φ несущей частоты принимаемого СлС, в результате чего отклик СФ уменьшается пропорционально $\cos \varphi$.

Относительно небольшие длины ПСП, которые могут обрабатываться в СФ на ПАВ, приводят к существенно меньшей разрешающей способности соответствующего УОСЛС, по сравнению с вариантом использования в нем цифровых УСПСП. Эффективность его работы определяется в основном устройством цифрового накопления энергии СлС, а СФ на ПАВ при малых отношениях сигнал/шум по мощности на входе КС можно рассматривать как устройства, позволяющие существенно повысить эффективность цифрового энергетического

ческого обнаружителя. Кроме того, несомненно, что быстродействие УОСЛС с СФ на ПАВ будет более высоким, по сравнению с его вариантом с цифровыми УСПСП.

Необходимо отметить, что вариант УОСЛС, рассмотренный в данном разделе, позволяет уменьшить ширину области неопределенности принимаемого СЛС по частоте в три раза только в том случае, если $1/(3T_{\text{нак}}) \approx F_{\text{неоп}}/N_q$. Учитывая, что в данном случае $N_q = 3$ и $T_{\text{нак}} = NT_3$, а $f_T = 1/T_3$, получим, что длина ПСП, которая должна обрабатываться в одном СФ, должна составлять не менее $f_T/F_{\text{неоп}}$. Так, например, если $F_{\text{неоп}} = 10\text{кГц}$, а ширина полосы частот, соответствующая одному из четырех фрагментов ДСЧ-ФМн СЛС равна 20МГц (ширина общей занимаемой полосы частот порядка 80МГц), то эта длина для каждого СФ должно быть не менее 1000, что соответствует предельным возможностям СФ на ПАВ. Но если при ширине полосы частот двоичного ФМн СЛС порядка 20 МГц используются СФ на длину ПСП порядка 500, что может быть легко реализовано, то $T_{\text{нак}} \approx 2.5 \cdot 10^{-5}\text{с}$, а ширина сечения основного пика ФН по частоте такого СЛС составит приблизительно 40кГц, что больше $F_{\text{неоп}}$. Тогда одночастотный сегмент ДСЧ-ФМн СЛС с высокой вероятностью будет обнаружен одновременно на выходе всех трех СФ, перекрывающих $F_{\text{неоп}}$. В этом случае использование трех СФ для обнаружения каждого одночастотного сегмента не имеет смысла, и достаточно одного СФ на каждый сегмент. В этом случае работа УОСЛС не приведет к уменьшению $F_{\text{неоп}}$ принимаемого ДСЧ-ФМн СЛС, но позволит обеспечить точность оценки его задержки по времени порядка $T_3/4$.

Повышение точности оценки параметров СЛС в УВКОСЛС

В случае обнаружения в УОСЛС совокупности копий различных по структуре СЛС, каждый из которых излучается на своей (одной) несущей частоте, необходимо использовать один комплект схем поисковых ФАПЧ и АПВ, работающих с перекрестными связями, для каждой обнаруженной копии. Учитывая, что структура КС для варианта обнаружения совокупности двоичных ФМн СЛС достаточно очевидна, рассмотрим случай, когда в УОСЛС обнаружена совокупность ДСЧ-ФМн СЛС. Тогда для каждого такого СЛС УВКОСЛС состоит из четырех поисковых схем ФАПЧ, которые работают совместно с одной схемой АПВ, как это показано на рисунке 9.

На вход схемы АПВ, кроме принимаемого СЛС, поступает и квазикогерентная опорная несущая на промежуточной частоте (ПЧ), сформированная в ГУН ФАПЧ. В результате можно выделить ПСП, на основе которой сформирован СЛС на этой частоте, что необходимо для работы схемы АПВ. Тем не менее, в каждом из двух ее каналов используется двухполупериодный выпрямитель (ДППВ) [17] для формирования видеочастотного сигнала. Этот сигнал с выхода ДППВ одного из каналов схемы АПВ используется не только для формирования ее дискриминационной характеристики, но и служит входным сигналом схемы подтверждения (СхП), показанной на рисунке 9. Пороговый уровень в ее решающем устройстве (РУ_{СхП}) выбирается при учете допустимого среднеквадрати-

ческого отклонения значения частоты опорного сигнала, формируемого системой ФАПЧ, и смещения по времени опорной ПСП, формируемой в Ген.СИНХ+ИНФ, по отношению к принимаемому СЛС. Еще раз подчеркнем, что УОСЛС может работать по ИНФ, а синхронизация систем ФАПЧ осуществляется по периодическому СИНХ. В случае, если спутник находится на геостационарной орбите, максимальная помехоустойчивость УОИС обеспечивается в случае, если на СИНХ выделяется не более 10% общей мощности радиопередатчика, поскольку в этом случае ширина полосы частот петлевого фильтра ФАПЧ может быть весьма узкой из-за слабой динамики изменения частоты СЛС [24]. Но в случае использования эллиптических или низких орбит вопрос об оптимальном распределении мощности между ИНФ и СИНХ нуждается в исследовании.

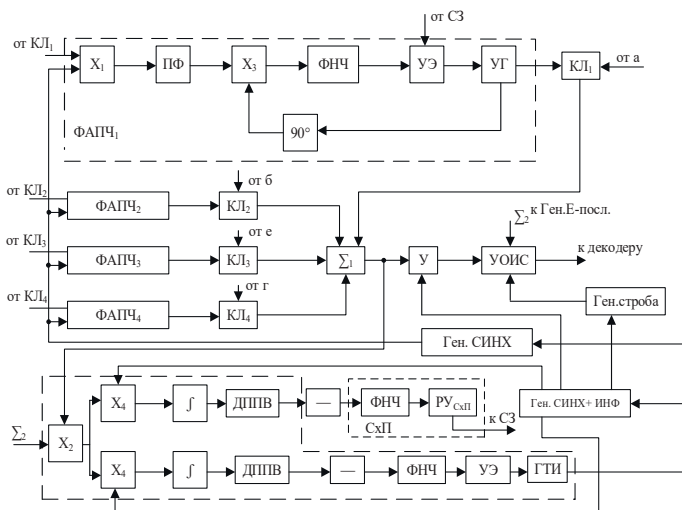


Рис. 9. Схемы ФАПЧ и АПВ, работающие с перекрестными связями, для ДСЧ-ФМн СЛС

Грубая оценка каждой из четырех несущих частот уже произведена в УОСЛС, а уточнение ее значения с помощью поисковой ФАПЧ может осуществляться путем дискретной перестройки частоты ее ГУН и уменьшения полосы пропускания ее петлевого фильтра.

Многоэтапный параллельно-последовательный поиск частоты и задержки СЛС по времени

Первый этап поиска СЛС по частоте и задержке по времени производится в УОСЛС, причем в любом из рассмотренных его вариантов вся область неопределенности СЛС по частоте и задержке по времени фактически разбивается на совокупность частотно-временных интервалов, число которых равно $N_q \times 2N$, где N – число элементарных импульсов ПСП, соответствующих $T_{\text{нак}}$, а N_q – число частотных интервалов. Обозначим вероятность правильного обнаружения всех копий СЛС в УОСЛС как $p_{\text{обн1}}$, а вероятность ложной тревоги – как $p_{\text{лт1}}$. Таким образом, на первом этапе ширина области неопределенности СЛС по частоте сокращается в z_1 раз и составляет $F_2 = F_1/z_1$, где $z_1 = N_q$, $F_1 = F_{\text{неоп}}$.

Второй этап поиска параметров частоты и задержки СлС по времени реализуется в УВКОСлС путем дискретной перестройки частоты ГУН поисковой ФАПЧ в полосе частот с шириной F_2 . При этом ширина полосы частот петлевого фильтра $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$ выбирается в несколько раз меньшей F_2 , а общее число анализируемых частотных интервалов составит $z_2 = F_2 / \Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$. Далее, выбирается начальная частота ГУН в первом частотном интервале с шириной полосы частот $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$, а подтверждением того, что частота принимаемого СлС не более чем на $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$ отклоняется от выбранной частоты ГУН и схема ФАПЧ находится в режиме синхронизма, является превышение порогового уровня в РУ_{СхП}.

Но если превышение порога не произошло, и режим синхронизма отсутствует – значение частоты ГУН перестраивается на $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}} / 2$, и анализируется следующий интервал частот с шириной $\Delta f_{\text{ФАПЧ2}}$. В случае, если обнаружение СлС не произошло ни в одном из частотных интервалов, считается, что в УОСлС произошла ложная тревога, и СхП подает соответствующий сигнал в СЗ, которая вновь инициирует первый этап поиска СлС, после чего повторяется второй этап. Но если в каком-то из частотных интервалов был обнаружен СлС – инициируется третий этап поиска, при котором общая ширина области неопределенности СлС по частоте составляет $F_3 = F_2 / z_2$, а ширина полосы пропускания петлевого ФНЧ $\Delta f_{\text{ФАПЧ3}}$ выбирается в несколько раз меньшей F_3 .

Кроме того, пропорционально увеличивается пороговый уровень в РУ_{СхП} с целью уменьшения вероятности ложной тревоги. Очевидно, что второй и третий этапы поиска, а при необходимости последующие его этапы сопровождаются уменьшением ширины полосы пропускания петлевого фильтра $\Delta f_{\text{ФАПЧ}}$, что повышает помехоустойчивость ФАПЧ и точность оценки частоты СлС. Но уменьшение $\Delta f_{\text{ФАПЧ}}$ ограничивается необходимостью отслеживать изменение частоты принимаемого СлС. Таким образом, точность оценки частоты СлС и минимальная ширина полосы пропускания петлевого фильтра, равно как число этапов поиска СлС, задаются заранее при учете динамики изменения его частоты.

Законченный цикл обнаружения и оценки параметров СлС с заранее известной точностью соответствует ситуации его обнаружения на последнем этапе поиска в последнем частотном интервале, анализируемом ФАПЧ. Но на любом из этапов поиска может произойти пропуск или ложная тревога, что будет обнаружено с помощью СхП, и СЗ инициирует вновь первый этап поиска. Очевидно, что в этом случае возврат к первому этапу произойдет за более короткий интервал времени, по сравнению с длительностью законченного цикла. То есть длительность цикла поиска является случайной величиной.

Обозначив общее число этапов поиска СлС как Z , их нумерацию будем производить с помощью символа $i = 1, \dots, Z$. Число частотных интервалов на каждом этапе определим как z_i , а ширину области неопределенности по частоте для каждого из них – как F_i . При этом ширина полосы пропускания петлевого фильтра на каждом этапе составит

$\Delta f_{\text{ФАПЧ}i}$, а длительность времени анализа каждого частотного интервала T_i , начиная со второго этапа. Общую длительность времени обнаружения СлС на первом этапе в УОСлС обозначим как T_1 . По окончании промежутка времени T_i , $i = 1, \dots, Z$ произойдет правильное обнаружение СлС с вероятностью $p_{\text{обн}i}$, либо его пропуск с вероятностью $1 - p_{\text{обн}i}$, либо ложная тревога с вероятностью $p_{\text{лт}i}$. Начиная со второго этапа поиска значения $p_{\text{обн}i}$ и $p_{\text{лт}i}$ зависят, во-первых, от вероятности захвата частоты СлС в системе ФАПЧ $p_{\text{з}i}$ при его наличии в этой полосе, во-вторых, от вероятности ложного захвата этой частоты $p_{\text{лз}i}$, в третьих, от вероятности правильного обнаружения $p_{\text{обн.СхП}i}$ и вероятности ложной тревоги $p_{\text{лт.СхП}i}$ в СхП. Очевидно, что $p_{\text{обн}i} = 1 - p_{\text{з}i}(1 - p_{\text{обн.СхП}i})$, $p_{\text{лт}i} = p_{\text{лз}i}p_{\text{лт.СхП}i}$.

В качестве иллюстрации многоэтапной параллельно-последовательной процедуры поиска СлС, описанной выше, на рисунке 10 показана область неопределенности СлС с шириной по частоте $F_1 = 10 \text{ кГц}$. Ширина области неопределенности по времени определяет возможность использования всего лишь трех СФ, перекрывающих F_1 . Таким образом, $z_1 = 3$, кроме того, выбрано три интервала обнаружения на втором этапе, то есть $z_2 = 3$, а также $z_3 = 4$. Предполагается, что обнаружен один двоичный ФМн СлС.

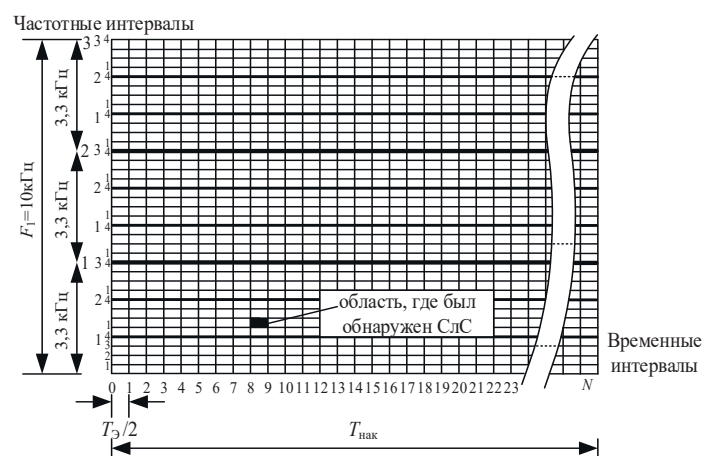


Рис. 10. Иллюстрация многоэтапной параллельно-последовательной процедуры совместного обнаружения и оценки параметров СлС

Общее число частотно-временных интервалов для процедуры параллельно-последовательного поиска составит $2N \prod_{i=1}^Z z_i$, и для обозначения каждого из них будем использовать $(Z + 1)$ -мерный вектор $[x_{1i} x_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}]$, где $x_{1i} = 1, \dots, 2N$ – номер временного интервала при последовательном анализе временных интервалов на первом этапе поиска, $x_{if} = 1, \dots, z_i$ – номер частотного интервала, анализируемого на i -ом этапе поиска, $i = 1, \dots, Z$.

Характеристики эффективности КС

Полагая, что СлС присутствуют на входе приемника, будем считать основными показателями эффективности его КС длительность времени до начала слежения за их параметрами несущих частот и задержек по времени, а также вероятностные характеристики их обнаружения. Отметим, что анализ эффективности работы КС для совокупности СлС, одновременно присутствующих на его входе, весьма сложен, и для его разработки метода ее исследования необходимо создание соответствующей компьютерной модели. Поэтому ограничимся случаем обнаружения и синхронизации одного СлС.

Длительность времени до начала слежения за параметрами СлС

Предположим, что СлС находится в последнем частотно-временном интервале, анализируемом с помощью УОСлС и УВКОСлС, с $(Z + 1)$ -мерным номером $[2N \ z_1 \dots z_Z]$, когда время до начала слежения за таким СлС будет максимальным, по сравнению с другими возможными его позициями на частотно-временной плоскости. Длительность среднего максимального времени поиска такого СлС определим как:

$$\overline{T_{max}} = \overline{T_{ц}} \overline{N_{ц}}, \quad (7)$$

где $\overline{T_{ц}}$ – средняя длительность одного цикла поиска; $\overline{N_{ц}}$ – среднее число таких циклов, которые пришлось реализовать с целью обнаружения СлС при заранее заданных значениях вероятностных характеристик этого обнаружения.

Значение $\overline{T_{ц}}$ можно найти, суммируя по всем $(Z + 1)$ – мерным номерам частотно-временных интервалов произведения длительностей времени от начала цикла до начала анализа каждого из интервалов и вероятностей окончания цикла на этом интервале ложной тревогой, правильным обнаружением, либо пропуском СлС, то есть

$$\overline{T_{ц}} = T_1 + \sum_{x_{1f}=1}^{2N-1} \sum_{x_{2f}=1}^{z_2} \dots \sum_{x_{Zf}=1}^{z_Z} T_{цx_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}} p_{лтx_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}} + T_{ц2Nz_1 \dots z_Z} (p_{обн.2Nz_1 \dots z_Z} + p_{пр.2Nz_1 \dots z_Z}), \quad (8)$$

где T_1 – длительность времени анализа двумерного интервала области неопределенности СлС на первом этапе цикла, $T_{цx_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}} = x_{1f}T_1 + x_{2f}T_2 + \dots + x_{Zf}T_Z$ – длительность времени одного цикла при ложном обнаружении СлС в каком-то частотно-временном интервале с номером $[x_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}]$ при $x_{1f} = 1, \dots, 2N$, $x_{if} = 1, \dots, z_i$, $i = 1, \dots, Z$, а $p_{лтx_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}}$ – вероятность окончания цикла на этом этапе ложной тревогой. Тогда $T_{ц2Nz_1 \dots z_Z}$ – длительность времени законченного цикла поиска, $p_{обн.2Nz_1 \dots z_Z}$ – вероятность окончания цикла поиска на последнем частотно-временном интервале при правильном обнаружении СлС, $p_{пр.2Nz_1 \dots z_Z}$ – вероятность пропуска СлС. При этом очевидно, что в случае, если на первом этапе число

частотных интервалов, анализируемых параллельно, составляет z_1 , то вероятность окончания первого этапа цикла поиска ложной тревогой при анализе временного интервала x_{1f} составит:

$$p_{лтx_{1f}} = (1 - p_{лт.i})^{(x_{1f}-1)z_1} \left(1 - (1 - p_{лт.i})^{z_1}\right), \quad (9)$$

а на каждом из последующих этапов

$$p_{лтx_{if}} = (1 - p_{лт.i})^{(x_{if}-1)z_i} p_{лт.i}, i = 1, \dots, Z. \quad (10)$$

При анализе последнего временного интервала, когда число параллельно анализируемых частотных интервалов составляет z_1 , вероятность ложной тревоги

$$p_{лт.2N} = (1 - p_{лт.1})^{2Nz_1-1} \sum_{x_{1f}=1}^{z_1-1} (1 - p_{лт.1})^{x_{1f}-1} p_{лт.1}. \quad (11)$$

В результате

$$p_{лтx_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}} = p_{лтx_{1f}} \prod_{i=2}^Z p_{лтx_{if}} + p_{лт.2N} \prod_{i=2}^Z p_{лтx_{if}},$$

то есть

$$p_{лтx_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}} = \left\{ (1 - p_{лт.1})^{(x_{1f}-1)z_1} \left[1 - (1 - p_{лт.1})^{z_1} \right] (1 - p_{лт.1})^{2Nz_1-1} (1 - p_{лт.1})^{z_1-1} \right\} \times \times [p_{лт.1} (1 - p_{лт.1}) \sum_{i=2}^Z ((x_{if}-1)z_i)]. \quad (12)$$

При выводе формулы (12) предполагалось, вероятности ложных тревог при анализе всех частотно-временных интервалов, кроме первого, одинаковые и равны $p_{лт}$, а на первом этапе эта вероятность в общем случае отличается от $p_{лт}$ и равна $p_{лт.1}$.

Вероятность правильного обнаружения СлС в последнем анализируемом частотно-временном интервале составит:

$$p_{обн.2Nz_1 \dots z_Z} = (1 - p_{лт.1})^{2Nz_1-1} p_{обн.1} \cdot \prod_{i=2}^Z (1 - p_{лт.i})^{z_i-1} p_{обн.i}, \quad (13)$$

а вероятность его пропуска –

$$p_{пр.2Nz_1 \dots z_Z} = 1 - p_{обн.2Nz_1 \dots z_Z}, \quad (14)$$

то есть $p_{пр.2Nz_1 \dots z_Z} + p_{обн.2Nz_1 \dots z_Z} = 1$. Для определения $\overline{T_{ц}}$ надо подставить (9)-(14) в (7), где $\overline{N_{ц}} = 1 / p_{ц}$, а $p_{ц}$ – полная вероятность окончания процедуры поиска на одном цикле [17], причем

$$p_{ц} = \sum_{x_{1f}=1}^{2N-1} \sum_{x_{2f}=1}^{z_2} \dots \sum_{x_{Zf}=1}^{z_Z} p_{обнx_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}} + p_{обн.2Nz_1 \dots z_Z}.$$

Вероятностные характеристики обнаружения СлС

При многоэтапной циклической параллельно последовательной процедуре обнаружения (поиска) и синхронизации

СлС, находящегося в последнем частотно-временном интервале, вероятность его правильного обнаружения на j -ом цикле равна сумме вероятностей законченных циклов поиска, то есть

$$P_{\text{обн}} = \sum_{j=1}^{\infty} p_{\text{обн}}^j, \quad (15)$$

где j – номер законченного цикла поиска, $p_{\text{обн}}^j = (1 - p_{\text{ц}}^{j-1}) p_{\text{обн}, 2N_{z_1} \dots z_Z}$ – вероятность окончания поиска на j -ом цикле правильным обнаружением СлС. Аналогично (15) получим выражение для вероятности завершения j -го законченного цикла поиска ложной тревогой:

$$P_{\text{лт}} = \sum_{j=1}^{\infty} p_{\text{лт}}^j, \quad (16)$$

где

$$p_{\text{лт}}^j = (1 - p_{\text{ц}}^{j-1}) \sum_{x_{1f}=1}^{2N-1} \sum_{x_{1f}=1}^{z_1} \dots \sum_{x_{Zf}=1}^{z_Z} p_{\text{лт}, x_{1f} x_{2f} \dots x_{Zf}}.$$

Выбор значений $p_{\text{обн}, i}$ и $p_{\text{лт}, i}$

Мы рассмотрели основные характеристики многоэтапной параллельно-последовательной процедуры поиска параметров СлС, которыми являются $\overline{T_{\text{max}}}$, $P_{\text{обн}}$ и $P_{\text{лт}}$. Но для их расчета по формулам (7), (15) и (16) необходимо выбрать значения $p_{\text{обн}, i}$ и $p_{\text{лт}, i}$, $i = 1, \dots, Z$, учитывая их взаимосвязь с $P_{\text{обн}}$ и $P_{\text{лт}}$.

Выбирая типичное значение N порядка нескольких тысяч, а также пять этапов цикла поиска, число процедур последовательного анализа на каждом этапе порядка трех-четырех, начиная со второго этапа, из анализа (15), (16) получим, что $P_{\text{обн}} \approx 0.95$ при выборе $p_{\text{лт}, i} = 10^{-6}$. В этом случае вероятность ложной тревоги $P_{\text{лт}} \approx 10^{-6}$, а $p_{\text{обн}, i} \approx 0.99$. При этом длительность времени накопления энергии СлС на любом частотно-временном интервале должна быть такой, чтобы выполнялось неравенство $p_{\text{лт}, i} \leq 10^{-6}$, поскольку в противном случае $p_{\text{обн}}$ будет меньше 0.7.

Важный вывод, который следует из анализа формул (12), (13): при увеличении Z с одновременным увеличением от этапа к этапу порогового уровня в СхП удастся стабилизировать $P_{\text{лт}}$, и даже возможно обеспечить ее уменьшение, но при этом возрастает вероятность пропуска СлС. Для стабилизации последнего необходимо уменьшать $p_{\text{лт}, i}$, $i = 1, \dots, Z$ при увеличении длительности накопления энергии СлС при анализе каждого частотно-временного интервала при соответствующем увеличении порогового уровня в СхП.

С учетом вышесказанного запишем приближенную формулу для расчета $\overline{T_{\text{max}}}$. Из (7) и (9), (10) следует, что в случае $p_{\text{обн}, i} = 0.99$, $p_{\text{лт}, i} = 10^{-6}$, $i = 1, \dots, Z$, $\overline{N_{\text{ц}}} = 1$ искомое приближенное значение $\overline{T_{\text{max}}}$ составит:

$$\overline{T_{\text{max}}} = \overline{T_{\text{ц}}} = T_1 + T_{\text{ц} 2N_{z_1} \dots z_Z}, \quad (17)$$

где

$$T_{\text{ц} 2N_{z_1} \dots z_Z} = \sum_{i=2}^Z T_i z_i. \quad (18)$$

Длительность времени поиска и синхронизации параметров СлС

Для варианта СлС с перескоками по частоте и построения УОСлС на основе СФ на ПАВ найдем T_i , $i = 1, \dots, Z$ при действии совокупности шумовых, взаимных и внешних помех от других радиосистем. Взаимные помехи возникают в случае, когда некоторое количество абонентов $N_{\text{аб}}$ работает в общей полосе частот со СлС, параметры частоты и задержки по времени которого необходимо определить. Сумму этих помех будем считать аддитивным белым гауссовским шумом на входе УОСлС. В этом случае

$$T_1 = T_s N_{\text{ц}} S_{\text{ц}}, \quad (19)$$

где $N_{\text{ц}} = NN_f$ – общее число элементарных символов СлС на длительности периода его повторения T_s с учетом перескоков по частоте, N – число этих импульсов в одночастотном сегменте, N_f – число используемых частот, $S_{\text{ц}}$ – число импульсов длительностью T_s , энергия которых накапливается в НЦ для обеспечения необходимых значений $p_{\text{обн}, 1}$ и $p_{\text{лт}, 1}$. Очевидно, что

$$S_{\text{ц}} = g_{\text{вх}, \text{ру}} / (g_{\text{вх}, \text{СФ}} / \xi_{\text{ад+нц}}), \quad (20)$$

где $g_{\text{вх}, \text{ру}}$ – отношение сигнал/помеха по мощности на входе РУ в УОСлС, необходимое для обнаружения СлС с заданными $p_{\text{обн}, 1}$ и $p_{\text{лт}, 1}$; $g_{\text{вх}, \text{СФ}}$ – отношение сигнала/помеха по мощности на выходе СФ, $\xi_{\text{ад+нц}}$ – потери мощности в амплитудном детекторе (АД) и при цифровом накоплении энергии СлС. Вопрос о расчете выигрыша в отношении сигнал/шум при обработке СлС с помощью устройства свертки или СФ довольно подробно обсуждался в литературе [3, 21, 23]. В данном случае необходимо учитывать потери, возникающие из-за рассогласования полос частот, занимаемых принимаемым ДСЧ-ФМн СлС и СФ с учетом числа этих фильтров, перекрывающих область неопределенности СлС по частоте, потери из-за технологических неточностей изготовления СФ, потери при суммировании сигналов с выходов разных СФ. Тогда определив $g_{\text{вх}, \text{СФ}}$ при известных N , $N_{\text{ц}}$, $N_{\text{ч}}$, $p_{\text{обн}, 1}$, $p_{\text{лт}, 1}$ по графикам зависимостей $S_{\text{ц}}$ от отношения сигнал/шум по мощности при последетекторном цифровом накоплении [26], найдем собственно $S_{\text{ц}}$.

Очевидно, что

$$T_i = T_{\text{ФАПЧ}, i} + T_{\text{СхП}, i}, i = 1, \dots, Z, \quad (21)$$

где

$$T_{\text{ФАПЧ},i} = 3,5 / (0,5 \Delta f_{\text{ФАПЧ},i}) - \quad (22)$$

длительность переходного процесса в кольце ФАПЧ при условии, что несущая частота СлС попала в полосу ее захвата [12] (предполагается, что ширина полосы пропускания системы ФАПЧ равна ширине полосы частот анализируемого интервала области неопределенности СлС по частоте, а ширина полосы частот петлевого фильтра меньше полосы удержания системы ФАПЧ),

$$T_{\text{СХП},i} = T_S g_{\text{ВХ},\text{СХП},\text{ПУ},i} / g_{\text{ВХ},\text{СХП},i} - \quad (23)$$

– длительность времени квазикогерентного накопления энергии СлС в ФНЧ перед РУ_{СХП} (см. рис. 9) на i -ом этапе цикла поиска, $g_{\text{ВХ},\text{СХП},\text{ПУ},i}$ – отношение сигнал/шум по мощности на входе РУ_{СХП}, необходимое для обнаружения СлС с заданными $p_{\text{обн},i}$ и $p_{\text{лт},i}$, $i = 1, \dots, Z$, $g_{\text{ВХ},\text{СХП},i}$ – отношение сигнал/шум по мощности на входе СХП.

При анализе значения $g_{\text{ВХ},\text{СХП},i}$ необходимо учитывать рассогласование опорного и принимаемого СлС по частоте и временной задержке в пределах основного пика ФН. В [11,23] для него получено выражение для случая работы УОСЛС по ИНФ и выделения на СИНХ 10% мощности радиопередатчика:

$$\sqrt{g_{\text{ВХ},\text{СХП},i}} = \sqrt{1,8N / (N_{\text{аб}} + 2 / \kappa_{\text{ш}})} \text{sinc} \Delta \varphi_i - 1 / \sqrt{\mu_{\tau,i}}, \quad (24)$$

где

$$\Delta \varphi_i = \frac{1}{\sqrt{g_{\text{ФАПЧ},\text{ВЫХ},i}}} = \sqrt{\Delta f_{\text{ФАПЧ},\text{ВЫХ},i} / g_{\text{ВХ},\text{УОСЛС}} N F_{\text{инф}}} - \quad (25)$$

– среднеквадратическое отклонение фазы опорного СлС от принимаемого СлС, возникающее из-за влияния помех в кольце ФАПЧ; $g_{\text{ФАПЧ},\text{ВЫХ},i}$ – отношение сигнал/шум по мощности на выходе кольца ФАПЧ на i -м этапе цикла поиска, $g_{\text{ВХ},\text{УОСЛС}}$ – отношение сигнал/шум по мощности на входе УОСЛС, $F_{\text{инф}} = 1 / T_{\text{нак}}$ – ширина спектра «сжатого» СлС,

$$\mu_{\tau,i} = F_{\text{инф}} / \Delta f_{\text{АПВ},i}, \quad (26)$$

$\Delta f_{\text{АПВ},i}$ – ширина полосы пропускания выходного фильтра схемы АПВ (см. рис. 9) на i -м этапе цикла поиска.

Пример приближенного расчета характеристик поиска и синхронизации СлС в спутниковой радиосистеме

Рассмотрим вариант использования двоичного ФМн СлС с тактовой частотой $f_T = 1 / T_s = 10 \text{ МГц}$ и перескоками по четырем частотам ($N_q = 4$), так что общая ширина занимаемой полосы частот составляет примерно 40 МГц. Предположим, что каждая пара СФ, предназначенная для обнаружения сегмента СлС на одной из четырех частот, согласована с этим сегментом, сформированным на основе ПСП длиной $N = 2048$, то есть для каждого из двух СФ длина ПСП составляет $N_{\text{сег}} = 1024$.

При этом каждый СФ на ПАВ состоит из двух последовательно соединенных подложек, каждая из которых предназначена для обработки сегмента СлС, сформированного на основе ПСП длиной 512. Таким образом, длина сегмента ПСП, использовавшегося для формирования СлС, излученного на одной частоте составит 2048. Как указывалось выше, с целью упрощения устройства обнаружения можно использовать одну и ту же двоичную ПСП для формирования каждого сегмента СИНХ, излучаемого на одной частоте.

Таким образом, длина ПСП на периоде ее повторения с учетом четверичной Е-последовательности Велти составит $N_{\text{ПСП}} = 512 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 4 = 8192$.

Используя значения параметров СлС, перечисленные выше, достаточно просто оценить выигрыш в отношении сигнал/шум на выходе идеального приемника, по сравнению с его входом. Но неизбежны дополнительные потери, вызванные воздействием ряда факторов – ситуативных, вызванных условиями использования аппаратуры обнаружения и синхронизации СлС, и технологических. Так, если спутник находится на геостационарной орбите, то для рассогласования частотных рассогласований необходимо учитывать, прежде всего, нестабильности задающих генераторов и доплеровский сдвиг частоты, вызванный нестабильностью положения спутника на орбите.

В этом случае ширина области неопределенности СлС по частоте составит примерно 10 кГц [1]. Учитывая, что в рассматриваемом случае $z_1 = 3$, получим, что максимальное частотное рассогласование для каждого СФ составит приблизительно 3,3 кГц. Тогда при учете формы сечения по частоте основного пика ФН СлС получим, что максимальное снижение уровня его мощности на выходе СФ составит примерно 1, 4 раза (1,5 дБ), по сравнению с идеальным случаем отсутствия частотного рассогласования между ним и центральной частотой амплитудно-частотной характеристики СФ. Другой источник потерь в отношении сигнал/шум возникают из-за додетекторного суммирования разночастотных откликов СФ, хотя на вход УОСЛС с выхода преобразователя частоты приемника эти сегменты СлС, излученные на разных частотах, поступают без разрыва фазы высокочастотного колебания, поскольку используется один гетеродин для всех несущих частот. В частности, в результате компьютерного моделирования было показано, что в случае, если среднеарифметическое значение частот сигналов на выходе СФ не менее чем в 4...5 раз больше ширины спектра многочастотного СлС, что выполняется в данном случае, то потери в отношении сигнал/шум по мощности составляют не более (2,5...3) дБ, по сравнению со случаем одночастотного СлС с базой 8192.

Потери, вызванные технологическими погрешностями изготовления СФ на ПАВ, обычно не превышают 0,7 дБ [34], а последовательное включение двух таких фильтров из-за ограничения полосы пропускания ЛЗ приводит к дополнительным потерям порядка 2 дБ [34].

Таким образом, суммируя потери в отношении сигнал/шум по мощности, вызванные совокупностью вышеперечисленных факторов, получим их значение, составляющее приблизительно 7 дБ, то есть отношение сигнал/шум по мощности на входе НЦ будет приблизительно на $\xi_{\text{снц}} = 7$ дБ меньше, по сравнению со случаем идеального когерентного накопления

энергии СлС и, в частности, при числе одновременно действующих абонентов в общей полосе частот $N_{аб} = 200$ и отношении сигнал/шум на входе приемника $\kappa_{ш} = 0.01$ составит

$$g_{\text{вых.СФ}} = \frac{1.8N_{\text{ПСП}}}{\left[N_{аб} + \frac{2}{\kappa_{ш}} \right] \xi_{\text{СНЦ}}} = \frac{0,004 \cdot 8192}{5} = 6.5 \text{ раз.}$$

Необходимое число периодов СлС, которые необходимо накопить в НЦ после амплитудного детектора при заданной достоверности обнаружения ($p_{обн.1} = 0.99$, $p_{пт.1} = 10^{-6}$), согласно [26] составит $S_{ц} \approx 30$, а суммарные потери из-за детектирования и цифрового накопления будут порядка 6 дБ.

$$\text{Тогда } T_1 = N_{\text{ПСП}} \left(\frac{1}{f_T} \right) S_{ц} \approx 12.2 \text{ мс.}$$

Размеры сечения ФН по частоте на выходе УОСлС составят $1/N_{\text{сег}} T_3 = (1/1024) \cdot 10 \text{ МГц} \approx 10 \text{ кГц}$. Учитывая форму основного пика ФН, будем считать, что использование трех СФ с разнесом частот на 3.3 кГц позволит уменьшить ширину области неопределенности по частоте до этого значения. Далее, полагая, что $F_2 = 3.3 \text{ кГц}$ и динамика изменения частоты СлС такова, что $\Delta f_{\text{ФАПЧ.}i}$ не может быть меньше 250 кГц, а ширина полосы пропускания петлевого фильтра не может изменяться произвольно, ограничимся в данном случае рассмотрением двух этапов обнаружения и синхронизации СлС с поисковой системой ФАПЧ, включающей петлевой фильтр с шириной полосы пропускания $\Delta f_{\text{ФАПЧ.}2} = 250 \text{ кГц}$.

Тогда $z_2 = \frac{F_2}{\Delta f_{\text{ФАПЧ.}2}} - 1 = 12$, а длительность времени, необходимого для устранения частотного рассогласования в ФАПЧ составит $T_{\text{ФАПЧ.}2} = \frac{3,5}{0,5 \Delta f_{\text{ФАПЧ.}2}} = 30 \text{ мс}$.

В случае, если схема ФАПЧ вошла в режим удержания, среднеквадратическое отклонение начальной фазы принимаемого СлС от начальной фазы сигнала с выхода управляемого генератора (УГ) ФАПЧ (см. рис. 9) определяется в соответствии с (25), то есть

$$\Delta \varphi_2 = \sqrt{\Delta f_{\text{ФАПЧ.}2} / g_{\text{вх.УОСлС}} N F_{\text{инф}}} = \left(\frac{250}{0,01 \cdot 20 \cdot 10^6} \right)^{1/2} = 0,05 \text{ рад.}$$

В этом случае на входе СхП при $\mu_{\tau,2} = 200$, отношение сигнал-шум по мощности

$$g_{\text{вх.СхП.2}} = \left[\sqrt{1,8N / (N_{аб} + 2 / \kappa_{ш})} \text{sinc} \Delta \varphi_2 - 1 / \sqrt{\mu_{\tau,2}} \right]^2 = \left[\sqrt{1,8 \cdot 2040 / (200 + 2 / 0,01)} \text{sinc} 0,05 - 1 / \sqrt{200} \right]^2 = 11,6.$$

Тогда согласно (23) получим: $T_{\text{СхП.2}} \approx 5 \text{ мс}$.

Таким образом, оценка приближенного результирующего значения $\overline{T_{\text{max}}}$ в соответствии с (17) определяется формулой:

$$\overline{T_{\text{max}}} = \overline{T_{ц}} = T_1 + \sum_{i=2}^Z T_i z_i = 12.2 + (30 + 5) \cdot 12 \approx 0.43 (\text{с}).$$

Практический интерес представляет исследование зависимости приближенной оценки максимальной длительности времени обнаружения и синхронизации СлС при многоэтапной параллельно-последовательной процедуре поиска параметров его частоты и задержке по времени с изменяющейся от этапа к этапу ширины полосы пропускания петлевого фильтра кольца ФАПЧ. Результаты такого исследования представлены на рисунке 11. При расчете графиков предполагалось, что по-прежнему $z_1 = 3$, а при остальных значениях i на всех этапах цикла поиска значения z_i будут одинаковыми, кроме последнего этапа, на котором значение z_Z определяется минимально допустимой шириной полосы пропускания петлевого фильтра, которая предположительно равна 250 Гц. Например, если $z_2 = 3$, то ширина полосы пропускания петлевого фильтра на втором этапе цикла поиска по уровню 0,7 составит 1100 Гц, на третьем при $z_3 = 3$ эта ширина будет равна 367 Гц, а на последнем этапе цикла поиска $z_4 = 2$, и последняя анализируемая полоса частот будет равна $(367-250) \text{ Гц} = 117 \text{ Гц}$.

На рисунке 11 имеется нижняя дополнительная шкала оси абсцисс, на которой указано общее число этапов цикла поиска при выборе числа частотных интервалов, анализируемых в ФАПЧ на каждом этапе. Подчеркнем, что $\Delta f_{\text{ФАПЧ.}Z}$ в любом случае не превышает 250 Гц. В итоге, если z_i меняется от 3 до 11, то значение Z не меняется, и равно 3. Значения $\overline{T_{\text{max}}}$, выделенные на рисунке 11 звездочками, соответствуют $Z = 3$, $z_1 = 3$, $z_2 = 4$, $z_3 = 5$, то есть разным значениям z_i , и они никак не связаны с кривыми, приведенными на этом рисунке. Прямая горизонтальная линия со звездочками на рисунке 11 соответствует случаю последовательного корреляционного поиска данного СлС при последовательном анализе частотно-временных интервалов с длительностью $T_s / 2$ и шириной по частоте 250 Гц. Отметим, что в этом случае потери мощности СлС на входе РУ обусловлены лишь доплеровским сдвигом частоты. В данном случае, как и при параллельно-последовательном поиске предполагалось, что $N_{аб} = 200$.

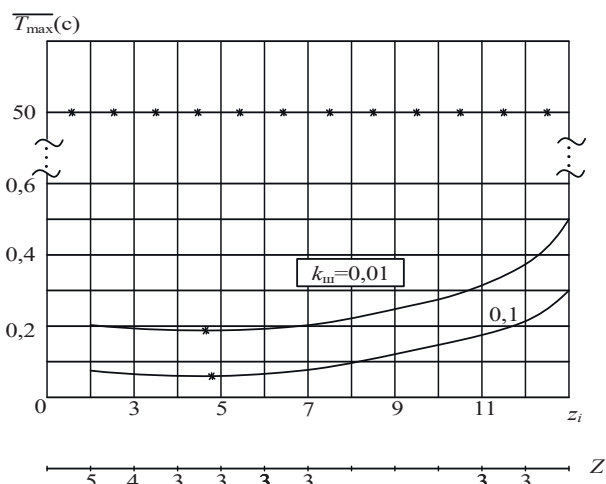


Рис.11. Длительность времени поиска и синхронизации ФМн СлС с перескоками по четырем частотам при многоэтапном параллельно последовательном поиске от числа частотных интервалов, анализируемом на каждом этапе цикла

Таким образом, как следует из анализа рис. 11, оказывается возможным оптимизировать длительность времени обнаружения и синхронизации СлС, подбирая число этапов многоэтапной параллельно-последовательной процедуры его поиска. Эту длительность можно сократить приблизительно до 0,2 с при выборе $z_i = 4$. В случае использования последовательного корреляционного поиска значение $\overline{T_{max}}$ при таких же исходных условиях составляют несколько десятков секунд.

Заключение

Широкий круг вопросов, рассмотренных в данной работе, и связанных с решением проблемы поиска и синхронизации слабых по мощности шумоподобных СлС в спутниковых радиосистемах различных типов, объединяют общие принципы построения алгоритмов и соответствующей им аппаратуры оценки параметров частоты и задержки по времени данных СлС с заранее заданной точностью и достоверностью. Предполагается использование многоэтапной параллельно-последовательной процедуры поиска параметров СлС, реализуемой на основе длительного накопления их энергии с помощью устройств цифровой свертки опорных и принимаемых СлС, либо согласованных фильтров (СФ). Эти устройства обеспечивают требующуюся эффективность работы энергетических обнаружителей на фоне мощных помех при последующем уточнении значений параметров СлС с помощью поисковых схем ФАПЧ и АПВ.

При этом рассматриваются два варианта реализации устройств первоначального накопления энергии принимаемых СлС – на основе их ускоренной цифровой свертки и с помощью СФ на ПАВ. Первый вариант позволяет обрабатывать значительные длины ПСП и обеспечивать высокую разрешающую способность устройства первоначального обнаружения СлС, поэтому его целесообразно использовать при обнаружении совокупности копий одного и того же СлС, либо разных по структуре СлС, одновременно присутствующих на входе приемника при рассогласованиях их параметров частоты и задержки по времени. После обнаружения всех СлС необходимо для каждого из них использовать отдельный блок, состоящий из систем ФАПЧ и АПВ с перекрестными связями. Лишь при срыве слежения за параметрами СлС в любом из них необходимо возобновлять процедуру обнаружения СлС.

Второй вариант первоначального накопления энергии СлС предполагает использование СФ на ПАВ с ограниченной длительностью времени ее накопления, поэтому в этом случае важную роль играет использование последующего цифрового последетекторного накопителя. Данные обстоятельства приводят к более низкой разрешающей способности данного устройства, по сравнению с предыдущим вариантом построения блока первичного обнаружения СлС. Поэтому его использование рассмотрено для случая спутниковой системы передачи информации с ДСЧ-ФМн СлС для обнаружения ее единственного слабого по мощности синхросигнала, общего для всех ее абонентов.

На основе проведенных исследований показано, что развитый для спутниковых радиосистем с шумоподобными СлС

многоэтапный параллельно-последовательный метод совместного обнаружения и оценки их параметров позволяет многократно минимизировать (в несколько сотен раз) длительность времени вхождения в синхронизм аппаратуры их обработки, по сравнению с последовательным корреляционным поиском. В частности, предлагаемый метод поиска параметров СлС при оптимальном распределении мощности передатчика между информационным СлС и синхросигналом по критерию минимума вероятности ошибки при приеме информационных символов позволяет обеспечить длительность времени вхождения в синхронизм наземного приемника спутниковой системы передачи информации с ретранслятором на геостационарной орбите порядка 0,2с, но не более 0,5с.

Литература

1. Gerard Maral, Michel Bousquet, Zhili Sun. Satellite Communications Systems / Gerard Maral, Michel Bousquet, Zhili Sun – 6. United Kingdom: Wiley, 2020. 800 с.
2. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В. Модель измерения временной и частотной задержки радиосигнала, принятого от спутника-ретранслятора при определении местоположения земной станции // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт, 2016. Т. 10. № 9. С. 14-18.
3. Кулакова В. И. Обнаружение слабых сигналов методом взаимной корреляции с компенсацией фазовых нестабильностей при радиоконтроле частотного ресурса спутниковых систем связи // Системы управления, связи и безопасности, 2020. № 1. С. 33-48.
4. Музыченко Н.Ю. Поиск и обнаружение шумоподобных сигналов в условиях частотной нестабильности канала связи // Радиотехника и электроника, 2019. Т. 64. № 1. С. 44-49.
5. Сныткин И.И., Сныткин Т.И. Способ «третьей решающей схемы» повышения эффективности поиска и синхронизации сложных широкополосных шумоподобных сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т. 26. № 6. С. 44-56. doi: 10.18127/j15604128-202106-05.
5. Уркович Г., Уркович Г. Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии // ТИИЭР. 1967. № 4. С. 50-59.
6. Горгадзе С.Ф. Синхронизация в инфокоммуникационных системах. М.: Медиа Паблишер, 2022. 44 с.
7. Ву Ши.Д., Горгадзе С.Ф. Устройство ускоренного поиска шумоподобного сигнала // Технологии информационного общества // Сборник трудов XVI Международной отраслевой научно-технической конференции. Москва. 2022. С. 88-90.
8. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
9. Инатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение каналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 487 с.
10. Ву Ши.Д., Горгадзе С.Ф. Эффективность устройства грубой оценки параметров синхронизации шумоподобного сигнала // DPSA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2023. Т. 13. № 1. С. 31-39.
11. Сныткин И.И., Сныткин Т.И. Техническое решение «третьей решающей схемы» повышения эффективности поиска и синхронизации сложных широкополосных шумоподобных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. 2022. Т. 76. № 7. С. 40-50. doi: 10.18127/j20700784-202207-04.
12. Горгадзе С.Ф., Ермакова А.В., Эффективность технологий IDMA и CDMA при малом коэффициенте расширения спектра // DPSA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2023. Т. 13. № 2. С. 22-29.
13. Ву Ши.Д., Горгадзе С.Ф. Вероятностные характеристики ускоренного поиска шумоподобных сигналов // Телекоммуникации и информационные технологии. 2022. Т. 9. № 2. С. 120-127.

14. Gorgadze S.F., Gut T.M. Accelerated evaluation of spread spectrum signals synchronization parameters // В сборнике 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2020. С. 9078627.
15. Сныткин И.И., Сныткин Т.И. Алгоритм реализации «третьей решающей схемы» повышения эффективности поиска и синхронизации сложных широкополосных шумоподобных сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т. 26. № 3. С. 54-63.
16. Смирнов Н.И., Горгадзе С.Ф. Длительность времени вхождения в синхронизм приемника шумоподобного сложного сигнала в спутниковой асинхронной системе передачи информации // Зарубежная радиоэлектроника, 1997. №5. С. 41-51.
17. Гут Т.М., Горгадзе С.Ф. Характеристики ковариационных функций и оценка параметров шумоподобного сигнала // Телекоммуникации и информационные технологии, 2019. Т. 6. № 2. С. 35-41.
18. Чечин Г.В. Спутниковые системы связи на базе геостационарных ретрансляторов. М.: Горячая линия – Телеком, 2020. 96 с.
19. Смирнов Н.И., Горгадзе С.Ф. Ускоренное обнаружение сверхдлинных синхросигналов и идентификация абонентских станций в спутниковых системах персональной радиосвязи с синхронным кодовым разделением // Радиотехника и электроника. 1998. №12. С. 1495-1504.
20. Чечин Г.В. Спутниковые системы связи на базе негеостационарных ретрансляторов. М.: Горячая линия – Телеком, 2021. 118 с.
21. Горгадзе С.Ф. Обнаружение-различение адресных сложных сигналов при многостанционном доступе с кодовым разделением с использованием быстрых спектральных преобразований // Радиотехника и электроника, 2006. Т.51. №4. С. 428-436.
22. Izz K.A., Laith A.K., Abbas S.H. Synchronization in DSSS system // International Review of Applied Sciences and Engineering, vol. 11, no. 2, pp. 88-94, August 2020, doi: 10.1556/1848.2020.20003.
23. Смирнов Н.И. Караваев Ю.А. Сравнение реализаций вариантов микрорелектронного блока обнаружения сложных сигналов // Радиоэлектроника, 1982. №7. С. 22-27.
24. Акимов П.С., Евстратов Ф.Ф., Захаров С.И. и др. Обнаружение радиосигналов / Под ред. А.А. Колосова. М.: Радио и связь, 1989. 287 с.
25. Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М.: Советское радио, 1963. 320 с.
26. Костылев В.И. Обобщенные энергетические обнаружители первого и второго родов // Вестник ВГУ, 2015. №3. С. 102-111.
27. Горгадзе С.Ф. Асимметричные модификации обобщенного быстрого преобразования Фурье и Фурье-Адамара // Радиотехника и электроника, 2005. Т. 50. № 3. С. 302-308.
28. Горгадзе С.Ф. Бойков В.В. Измерительные сигналы с многопозиционными поднесущими для спутниковых радионавигационных систем // Радиотехника и электроника, 2014. Т. 59. № 3. С. 264.
29. Горгадзе С.Ф. Сложные композитные сигналы с равномерной амплитудной огибающей для спутниковых радионавигационных систем // Радиотехника и электроника, 2017. Т. 62. № 4. С. 317-331.
30. Guangyu T., Wenbing C., Hanchen Z., Yiwen C., Yang T., Xuehui Y. Research and Implementation of the Early-late Gate Bit Synchronization Algorithm in the Non-coherent Spread Spectrum System, 2022 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Shenzhen, China, 2022, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISNCC55209.2022.9851724.
31. Немировский М.С., Локишин Б.А., Аронов Д.А. Основы построения систем спутниковой связи. М.: Горячая линия – Телеком, 2021. 432 с.
32. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
33. Квашина Г. М., Сорокина Б. П., Бурков С. И., Возбуждение поверхностных акустических волн и волн лэмба на СВЧ в пьезоэлектрической слоистой структуре на основе алмаза // Акустический журнал. 2021. Т. 67. № 1. С. 45-54.
34. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. М.: Радио и связь, 1988. 224 с.
35. Debdyuti M., Sourav B., Surface Acoustic Wave (SAW) Sensors: Physics, Materials, and Applications // Sensors, vol. 22, no. 3, 2022.
36. Muhammad M.J., Mohd F.M.R.W., Hoang T.N.N., Le T.H., Rahul R., Ashish K.S., Chang F.D., Edward Y.C., Burhanuddin Y.M., Clarence A.T.H.T., Surface Acoustic Wave Propagation of Gan/Sapphire Integrated with a Gold Guiding Layer // Sensor, vol. 23, no. 5, 2023.

DETECTION AND SYNCHRONIZATION OF WEAK POWER SPREAD SPECTRUM SIGNALS IN A SATELLITE RADIO SYSTEM

Svetlana F. Gorgadze, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,

svetlana-gorgadze@yandex.ru

Vu Sy Dao, Moscow Technical University of Communications and Informatics, Moscow, Russia,

vusydaomtusi@gmail.com

Abstract

The problem of joint detection (search) and synchronization of one or several weak complex spread spectrum signals, mismatched on carrier frequency, frequency phase and time delay, in satellite radio system equipment is considered. It is supposed to use a multistage parallel-serial signal detection and synchronization procedure with joint detection and tracking devices for signal parameter changes with formation of their copies in the quasi-coherent receiver. For predetermined values of the characteristics of errors in the estimation of carrier frequencies and time delays of complex spread spectrum signals a method of approximate estimation of the duration of their detection and synchronization in the satellite radio system is developed. It is shown, that at a signal/noise ratio of the order (-10...-40) dB this time duration can make less than 0.5 s at consideration of possibilities of modern methods of processing of signals and the technological decisions used at their realization.

Keywords: complex spread spectrum signals, synchronization channel, signal detection, correlator, matched filter, digital storage device, phase-locked loop, automatic time setting.

References

1. Gerard Maral, Michel Bousquet, Zhili Sun (2020). *Satellite Communications Systems*. United Kingdom: Wiley, 800 p.
2. R.V. Volkov, V.N. Sayapin, V.V. Sevidov (2016). A model for measuring the time and frequency shift of a radio signal received from a repeater satellite when determining the location of an earth station. *T-Comm*, vol. 10, no 9, pp. 14-18.
3. V. I. Kulakova (2020). Detection of weak signals by mutual correlation method with phase instability compensation during radio monitoring of the frequency resource of satellite communication systems. *Control, communication and security systems*, no. 1, pp. 33-48.
4. N.Yu. Muzychenko (2019). Search and detection of noise-like signals in conditions of frequency instability of the communication channel. *Radio Engineering and Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 44-49.
5. I.I. Snytkin, T.I. Snytkin (2021). Method of "third solver circuit" to improve search and synchronization efficiency of complex broadband noise-like signals. *Electromagnetic waves and electronic systems*, vol. 26, no. 6, pp. 44-56, doi: 10.18127/j15604128-202106-05.
6. G. Urkovits (1967). Detection of unknown deterministic signals by energy. *TIIER*, no. 4, pp. 50-59.
7. S.F. Gorgadze (2022). *Synchronization in information and communication systems*. Moscow: Media Publisher, 44 p.
8. S.D. Vu, S.F. Gorgadze (2020). Accelerated search device for noise-like signal. Information Society Technologies. *Proceedings of XVI International Branch Scientific and Technical Conference*. Moscow, pp. 88-90.
9. L.E. Varakin (1985). *Communication systems with noise-like signals*. Moscow: Radio and Communications, 384 p.
10. V.P. Ipatov (2007). *Broadband systems and code division of channels. Principles and applications*. Moscow: Technosphere, 487 p.
11. S.D. Vu, S.F. Gorgadze (2023). Effectiveness of a device for rough estimation of synchronization parameters of a spread-spectrum signal. *DPSA: Questions of Application of Digital Signal Processing*, vol. 13, no. 1, pp. 31-39.
12. I.I. Snytkin, T.I. Snytkin (2022). Technical solution of the "third solver circuit" for increasing the search and synchronization efficiency of complex broadband noise-like signals. *Adv. of Modern Radio-electronics*, vol. 76, no. 7, pp. 40-50, doi: 10.18127/j20700784-202207-04.
13. S.F. Gorgadze, A.V. Ermakova (2023). Efficiency of IDMA and CDMA technologies at small spectrum expansion factor. *DPSA: Questions of digital signal processing application*, vol. 13, no. 2, pp. 22-29.
14. S.D. Vu, S.F. Gorgadze (2022). Probabilistic characteristics of the accelerated search for noise-like signals. *Telecommunications and information technologies*, vol. 9, no. 2, pp. 120-127.
15. S.F. Gorgadze, T.M. Gut (2020). Accelerated estimation of spread spectrum signals synchronization parameters. *2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications*, pp. 9078627.
16. I.I. Snytkin, T.I. Snytkin (2021). Algorithm of the "third solver scheme" realization to increase the search and synchronization efficiency of complex broadband noise-like signals. *Electromagnetic waves and electronic systems*, vol. 26, no. 3, pp. 54-63.
17. N.I. Smirnov, S.F. Gorgadze (1997). Time duration of synchronization of receiver noise-like complex signal in satellite asynchronous information transmission system. *Zarubezhnaya radioelektronika*, no. 5, pp. 41-51.
18. T.M. Gut, S.F. Gorgadze (2019). Characteristics of covariance functions and estimation of noise-like signal parameters. *Telecommunications and information technologies*, vol. 6, no 2, pp. 35-41.
19. G.V. Chechin (2020). *Satellite communication systems based on geostationary repeaters*. Moscow: Hot Line – Telecom, 96 p.
20. N.I. Smirnov, S.F. Gorgadze (1998). Accelerated detection of ultra-long synchro-signals and identification of subscriber stations in satellite personal radiocommunication systems with synchronous code division. *Radio Engineering and Electronics*, no. 12, pp. 1495-1504.
21. G.V. Chechin (2021). *Satellite communication systems based on non-geostationary repeaters*. Moscow: Hot Line – Telecom, 118 p.
22. S.F. Gorgadze (2006). Detection-recognition of addressable complex signals at multi-stage access with code division using fast spectral transformations. *Radiotekhnika and Elektronika*, no. 4, pp. 428-436.
23. K.A. Izz, A.K. Laith, S.H. Abbas (2020). Synchronization in DSSS system // *International Review of Applied Sciences and Engineering*, vol. 11, no. 2, pp. 88-94, August 2020, doi: 10.1556/1848.2020.20003.
24. N.I. Smirnov, Yu.A. Karavaev (1982). Comparison of realizations of variants of microelectronic block for the detection of complex signals. *Radio Electronics*, no. 7, pp. 22-27.
25. P.S. Akimov, F.F. Evstratov, S.I. Zakharov, et al. (1989). *Detection of Radio Signals*. Edited by A.A. Kolosov. Moscow: Radio and Communications, 287 p.
26. Y.S. Lezin (1963). *Optimal filters and accumulators for pulse signals*. Moscow: Soviet Radio, 320 p.
27. V.I. Kostylev (2015). Generalized energy detectors of the first and second genera. *Vestnik VSU*, no. 3, pp. 102-111.
28. S.F. Gorgadze (2005). Asymmetrical modifications of the generalized fast Fourier and Fourier-adamar transform. *Radiotekhnika and elektronika*, vol. 50, no. 3, pp. 302-308.
29. S.F. Gorgadze, V.V. Boikov (2014). Measuring signals with multi-position subcarriers for satellite radio navigation systems. *Radiotekhnika and elektronika*, vol. 59, no. 3, pp. 264.
30. S.F. Gorgadze (2017). Complex composite signals with uniform amplitude envelope for satellite radio navigation systems. *Radio Engineering and Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 317-331.
31. T. Guangyu, C. Wenbing, Z. Hanchen, C. Yiwen, T. Yang, Y. Xuehui (2022). Research and Implementation of the Early-late Gate Bit Synchronization Algorithm in the Non-coherent Spread Spectrum System, 2022 International Symposium on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Shenzhen, China, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISNCC55209.2022.9851724.
32. M.S. Nemirovsky, B.A. Lokshin, D.A. Aronov (2021). *Fundamentals of building satellite communication systems*. Moscow: Hot Line – Telecom, 432 p.
33. V.I. Tikhonov (1983). *Optimal signal reception*. Moscow: Radio and Communications, 320 p.
34. G.M. Kvashnina, B.P. Sorokina, S.I. Burkov (2021). Excitation of Surface Acoustic Waves and Lamb Waves at the Svc in a Piezoelectric Layer Structure Based on Diamond. *Acoustic Journal*, vol. 67, no. 1, pp. 45-54.
35. V.V. Losev, E.B. Brodskaya, V.I. Korzhik (1988). *Search and decoding of complex discrete signals*. Moscow: Radio and Communications, 224 p.
36. Debdyuti Mandal, Sourav Banerjee (2022). Surface Acoustic Wave (SAW) Sensors: Physics, Materials, and Applications. *Sensors*, vol. 22, no. 3.
37. M.J. Muhammad, F.M.R.W. Mohd, T.N.N. Hoang, T.H. Le, R. Rahul, K.S. Ashish, F.D. Chang, Y.C. Edward, Y.M. Burhanuddin, A.T.H.T. Clarence (2023). Surface Acoustic Wave Propagation of Gan/Sapphire Integrated with a Gold Guiding Layer. *Sensors*, vol. 23, no. 5.