

Методика синхронизации и обнаружения секвентных сигналов в сверхширокополосном канале

В.В. Борисов¹, С.В. Дворников^{1*}, А.В. Пшеничников¹,
М.А. Семисошенко¹

¹Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного,
Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация
*Адрес для переписки: practcdsv@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 24.04.2020

Принята к публикации 27.05.2020

Ссылка для цитирования: Борисов В.В., Дворников С.В., Пшеничников А.В., Семисошенко М.А. Методика синхронизации и обнаружения секвентных сигналов в сверхширокополосном канале // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 19–29. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-19-29

Аннотация: Рассмотрены физические особенности сверхширокополосных сигналов. Проанализированы известные технические решения по синхронизации сигналов при их накоплении. Обоснована необходимость рандомизации временных параметров следования импульсов при их накоплении. Описаны основные этапы методики, позволяющей одновременное решение задачи обнаружения секвентных сигналов путем их накопления на приемной стороне и синхронизации. Представлена оценка вычислительной сложности методики и даны рекомендации по ее практическому применению.

Ключевые слова: секвентные сигналы, обнаружение сверхширокополосных сигналов, обнаружение сигналов путем их накопления.

Введение

Начало развития технологий передачи информации на основе сверхширокополосных (СШП) сигналов традиционно связывают с работами Дж. Росса из научно-исследовательского центра Sperry (позднее – Sperry Rand Corporation) [1]. Однако широкую известность данное направление получило благодаря разработке В. Фуллертоном патента на «Систему радиопередачи с расширенным спектром» [2], которая стала основой для дальнейшего развития так называемых СШП-систем передачи информации.

Сложность практической реализации СШП-технологий обусловила нестабильность интереса к данному направлению со стороны научной общест-венности. Так, в [3] выделено четыре временных периода активизации работ по СШП-тематике, связанные с очередными этапами развития науки и техники.

В настоящее время проблематике совершенствования и потенциальных возможностей СШП-техно-логий посвящено большое количество статей, в частности [4–9]. Однако многие из них носят обзорный характер. Научный интерес представляют работы И.Я. Иммореева [10–13], в которых

достаточно полно изложены теоретические основы синтеза и обработки СШП-сигналов. Отдельные аспекты их практической реализации рассмотрены в [14–17].

Существенный вклад в продвижение СШП-технологий внес коллектив МГТУ им. Н.Э. Баумана, ОАО «Конструкторское бюро опытных работ» [18], сумевший разработать практические СШП-устройства различного назначения.

В развитие указанных работ, в настоящей статье представлен подход к решению вопроса синхронизации в СШП-средствах, при сохранении требований электромагнитной совместимости (ЭМС) с радиотехническими устройствами различного назначения [19].

Общие подходы к решению вопросов синхронизации данных в СШП-системах

Теоретическое обоснование синтеза кратковременных секвентных сигналов без несущих представлено в [20]. Такие сигналы формируются на основе знакопеременных секвентных функций, являющихся подклассом функций характеров [21]. В 1992 г. Управлением перспективных исследовательских программ МО США (DARPA, от англ. Defense

Advanced Research Projects Agency) было определено понятие «СШП-сигналы», к которому отнесены сигналы наносекундных длительностей [22].

В качестве одной из возможных форм секвентного сигнала в [23] обоснована первая производная функции Гаусса:

$$s(t) = A_0 \sqrt{2e} \frac{t}{\tau} \exp\left(-\frac{t^2}{\tau^2}\right), \quad (1)$$

где τ – длительность импульса; A_0 – амплитуда секвенты.

В общем случае, ширина спектра мощности ΔF секвентного импульса обратно пропорциональна его длительности τ , а форма функции ее огибающей описывается следующим соотношением:

$$S(f) = A_0 \sqrt{2\pi e} f \tau^2 \exp\left(-\frac{\tau^2 f^2}{2}\right). \quad (2)$$

Временное и спектральное представление секвентного сигнала показано на рисунке 1.

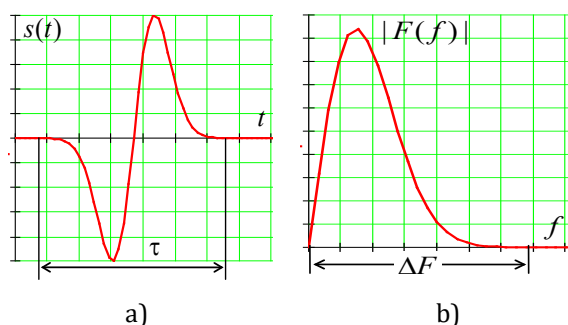


Рис. 1. Временное (а) и спектральное (б) представление секвентного сигнала

Fig. 1. Time Domain (a) and Spectral (b) Representation Sequence Signal

Для понимания сущности СШП технологии предлагается определить следующий тезаурус.

Входная реализация $E(t)$ – совокупность отсчетов, поступающих с аналого-цифрового преобразователя.

Выборка $z(t)$ – совокупность отсчетов входной реализации, выбранных для обработки.

Полезный сигнал $s(t)$ – электромагнитное колебание (секвентный импульс), выделяемое из совокупности радиоизлучений в обрабатываемой выборке.

Слот – временная выборка τ , равная длительности полезного сигнала $s(t)$.

Субслот – временная выборка t_0 , содержащая совокупность слотов τ (фреймов), в пределах которых проявляется полезный сигнал $s(t)$ (по длительности может совпадать с фреймом).

Фрейм – выборка T , содержащая совокупность субслотов t_0 , в пределах одного из которых всегда содержится полезный сигнал $s(t)$ при условии его излучения.

Сигнальная выборка (сигнал) – временная выборка T_c , содержащая совокупность фреймов T , каждый из которых содержит полезный сигнал (импульс) $s(t)$ в пределах одного из слотов τ , характеризующих информационный символ S , который может быть представлен совокупностью полезных сигналов $s(t)$ в процессе их накопления в результате суммирования фреймов обрабатываемой временной выборки $S(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t)$, где $N = T_c/T$ (число фреймов, используемых для передачи одного бита). Геометрическая интерпретация представленных понятий демонстрируется на рисунке 2.

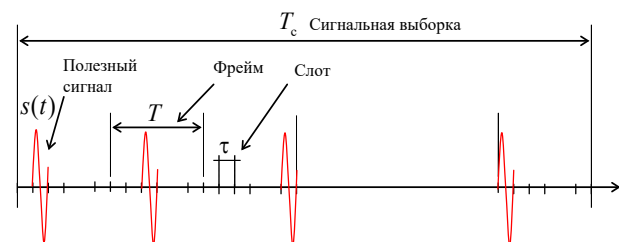


Рис. 2. Структура сигнальной выборки

Fig. 2. Presentation of the Signal in the Time Domain

Поскольку положение полезного сигнала $s(t)$ в пределах длительности фрейма T может быть произвольным, то базу СШП сигнала с этих позиций следует рассматривать следующим образом:

$$B = T \Delta F = T \frac{1}{\tau} = \frac{T}{\tau}, \quad (3)$$

где T – длительность фрейма; τ – длительность секвентного импульса (полезного сигнала).

Согласно (3) значение базы может быть не столь велико с позиций классического подхода к расширению спектра [24]. Вместе с тем DARPA введена классификация широкополосности, исходя из понятия относительной величины полосы частот $\hat{B}$, занимаемой сигнальной выборкой [25]:

$$\hat{B} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}, \quad (4)$$

где $f_{\max}, f_{\min}$ – значения, соответственно определяющие верхнюю и нижнюю границы полосы частот, занимаемой спектром сигнала.

С указанных позиций классификация широкополосности излучений определена в таких градациях:

- $\hat{B} \leq 0,1$ – сигнал узкополосный;
- $0,1 < \hat{B} \leq 0,25$ – сигнал широкополосный;
- $0,25 < \hat{B} \leq 1$ – сигнал сверхширокополосный.

Заметим, что согласно (4), предельному значению СШП отвечает сигнал, удовлетворяющий отношению:

$$f_{\min} \approx \frac{f_{\max}}{1,67}. \quad (5)$$

Так, в соответствии с критерием (5), сигнал $z_1(t)$ с шириной спектра 0,8 Гц, занимающий полосу от 2 до 1,2 Гц, также попадает под понятие СШП,

как и сигнал $z_2(t)$ с шириной спектра 800 МГц, но занимающий полосу от 2 до 1,2 ГГц.

Интересная особенность такого подхода состоит в том, что если сигнал $z_2(t)$ будет сдвинут по частотной оси до значения 3 ГГц, то согласно данной классификации, он перестает быть сверхширокополосным. Поскольку для значения верхней частоты 3 ГГц, условию сверхширокополосности будет соответствовать сигнал с шириной спектра не менее 1,2 ГГц.

Таким образом, при определении сверхширокополосности целесообразно исходить из рассмотрения отношения значения верхней границы спектра сигнала к ширине занимаемой им полосы частот.

Одна из трудностей практического построения СШП-систем передачи информации связана с низкой энергетикой секвентных импульсов, вследствие чего информационный символ S формируется в виде пачки импульсов [18]. Но такая техническая реализация предполагает наличие устойчивой синхронизации. В интересах обоснования продуктивного способа синхронизации рассмотрим возможные варианты кодирования и передачи сообщений посредством секвентных сигналов.

В простейшем случае, когда сигнальная выборка равна длительности фрейма $T = T_c$, т. е. кодирование сигнала осуществляется, например, путем его излучения (соответствует передаче логической «1») или не излучения в пределах фрейма (соответствует передаче логического «0»). Данный случай можно рассматривать как разновидность амплитудной манипуляции.

Более рациональным видится метод кодирования, когда полезный сигнал $s(t)$ излучается в пределах слота очередного фрейма. При этом возможны два варианта кодирования.

В первом случае фрейм разбивается на два субслота (см. рисунок 3), и кодирование осуществляется следующим образом. Логическая «единица» соответствует сигналу, в котором полезный импульс $s(t)$ излучается в пределах субслота, расположенного по одну сторону от границы принятия решения (субслот передачи «1»), а логический «ноль» – при излучении $s(t)$ в пределах другого субслота (субслот передачи «0»).

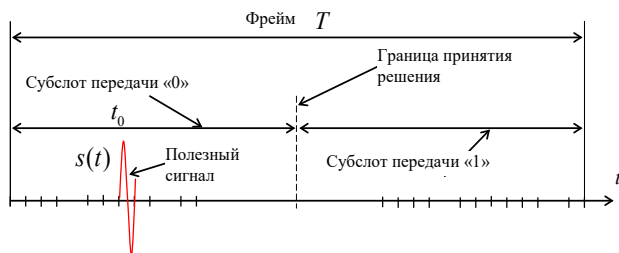


Рис. 3. Структура СШП-сигнала для условия $T = T_c$ при передаче «0»

Fig. 3. The Structure of the UW-B-Signal for the Condition $T = T_c$ When Transmitting "0"

Во втором случае фрейм разбивается на несколько субслотов (см. рисунок 4).

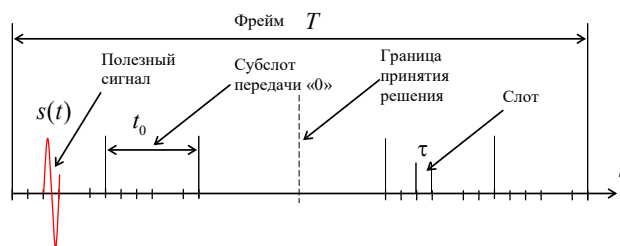


Рис. 4. Структура СШП сигнала при использовании нескольких фреймов

Fig. 4. The Structure of UW-B-Signal When Using Several Frames

Тогда логическая «единица» кодируется путем излучения полезного сигнала $s(t)$ в пределах одного из слотов, определяющих субслот, а логический «ноль» – при излучении $s(t)$ в пределах, соответственно, одного из субслотов, расположенных по другую сторону от границы принятия решения.

Различие рассмотренных подходов к кодированию становится принципиальным в условиях обеспечения ЭМС. Как уже отмечалось, прием СШП-сигналов осуществляется путем накопления информационных фреймов.

Прием сигнала методом накопления эквивалентен условию, когда длительность сигнальной выборки содержит несколько фреймов. В этом случае:

$$N T_0 = T_c, \quad (6)$$

где N – число накапливаемых фреймов для принятия сигнальной выборки.

Таким образом, прием информационного символа S становится возможным только при условии накопления составляющих его импульсов:

$$S(t) = s_1(t) + s_2(t) + \dots + s_n(t) + \dots + s_N(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t), \quad (7)$$

где $s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t), \dots, s_N(t)$, излучаемые в пределах накапливаемых фреймов

Отметим, что в простейшем случае выполнение условия (6) становится возможным только в том случае, если излучаемые сигналы имеют не только одинаковую длительность, но одинаковый период следования.

Практический интерес реализации подхода, характеризуемого выражением (6), основывается на следующих предположениях. При условии независимости накопления выборок имеющиеся в них шумы будут иметь некоррелируемую природу. Следовательно, при сложении результирующее значение их суммы будет стремиться к нулю. В тоже время энергия полезных сигналов будет накапливаться, тем самым изменяя искомое значение отношения сигнал/шум на длительности T_c .

Реализация указанных процедур более подробно представлена в [26, 27].

Таким образом, основополагающим условием функционирования систем связи, использующих секвентные сигналы, является обеспечение устойчивой синхронизации работы приемо-передающих устройств [11]. Именно этот подход целесообразно положить в основу разрабатываемой методики.

Обоснование основных этапов методики синхронизации в передачах, использующих секвентные сигналы

В «импульсном радио» (термин введен В. Фуллертоном в [2]) информация кодируется посредством временной позиционно-импульсной модуляции. Смещение импульса относительно его «штатного» положения в последовательности вперед задает «0», а назад – «1». Согласно патенту [2], время смещения не превышает четверти длительности импульса (см. рисунок 5).

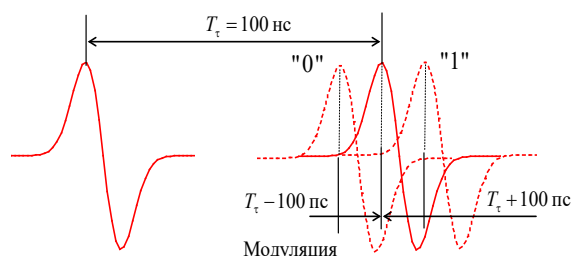


Рис. 5. Принцип кодирования секвентных сигналов по патенту Фуллертона

Fig. 5. The Principle of Encoding Sequential Signals According to the Fullerton Patent

Так, в последовательности 500 пс импульсов с межимпульсным интервалом 100 нс, импульс, пришедший на 100 пс раньше будет воспринят как «0», а на 100 пс позже – как «1». При этом каждый информационный бит кодируется последовательностью порядка 200 импульсов. Более подробно данный принцип рассмотрен в [17].

Для разделения каналов передачи «штатное» положение каждого импульса сдвигают на время, пропорциональное текущему значению некоторой псевдослучайной последовательности, – разделение посредством временных скачков (Time Hopping). Время сдвига на один-два порядка выше, чем смещение при временной модуляции (рисунок 6).

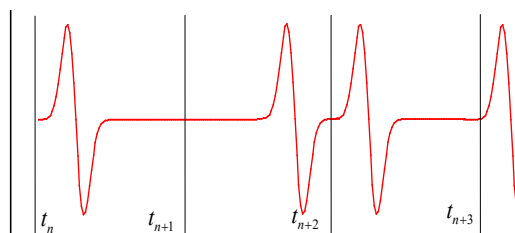


Рис. 6. Информационная последовательность импульсов, в соответствии с патентом Фуллертона

Fig. 6. Information Sequence of Pulses, in Accordance with the Fullerton Patent

Применение указанных процедур снижает периодичности следования импульсов, что существенно сглаживает результирующий спектр, тем самым исключая возможности нарушения условий ЭМС.

Таким образом, в отличие от устройств, построенных на основе технологии CDMA, системы «импульсного радио» используют ортогональные псевдослучайные последовательности не для расширения спектра сигнала, а для сглаживания его спектра. Зная эти последовательности, на приеме регулируют временной сдвиг коррелятора для решения задачи последовательного накопления. Интересной особенностью рассмотренного подхода является то, что в нем реализуется совместное решение задачи вхождения в связь и синхронизация.

Вместе с тем рассмотренное техническое решение имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что для больших выборок (в «Импульсном радио» до 200) периодичность $T_t \pm t_{сд}$, где $t_{сд}$ – величина сдвига, все равно будет проявляться, поскольку имеет только два положения.

В интересах нивелирования указанного недостатка рассмотрим особенности реализации процедур накопления.

Очевидно, что накопление возможно только в том случае, когда передаваемые послыки имеют строго одинаковые параметры в пределах каждого слота. Тогда в условиях шумов $\xi(t)$ на длительности послыки сигнала $s(t) = s$ его мгновенные значения будут иметь величину $s + \xi_n$, а в отсутствии передачи – только ξ_n . При этом значения шумовых составляющих будут изменяться при каждом новом отсчете, в то время, как сигнальные компоненты сохраняют стационарность. Подробно данный подход представлен в [27, 28]. В обнаружителе реализуются процедуры накопления входящих отсчетов z_n , где $n = 1, \dots, N$, N – число принятых отсчетов $z_1 = s + \xi_1, z_2 = s + \xi_2, \dots, z_N = s + \xi_N$.

Тогда сумма отсчетов равна:

$$z = \sum_{n=1}^N z_n = \sum_{n=1}^N (s + \xi_n) = Ns + \sum_{n=1}^N \xi_n = S + \eta. \quad (8)$$

В (8) $S = Ns$ – уровень полезного сигнала, накопленный на длительности сигнальной выборки; $\eta = \sum_{n=1}^N \xi_n$ – уровень шума, накопленного на длительности сигнальной выборки.

Для рассматриваемого случая отношение сигнал/шум будет рассчитываться следующим образом:

$$h^2 = \frac{s^2 N^2}{\sigma_\eta^2} = \frac{S^2}{\sigma_\eta^2}, \quad (9)$$

где σ_η^2 – дисперсия шума (шум считаем стационарным с математическим ожиданием $M(\sum_n \xi_n) = 0$).

Для некоррелируемых шумовых отсчетов дисперсия суммы равна сумме дисперсий [28]:

$$h^2 = \frac{N^2 s^2}{D(\sum_n [M(\xi_n - \sum_n \xi_n)]^2)}.$$

Далее, считая, что все шумовые отсчеты ξ_n имеют одинаковый вид распределения, поскольку являются мгновенными отсчетами одного и того же случайного процесса, получим:

$$h^2 = \frac{N^2 s^2}{N \sigma_\eta^2} = \frac{N s^2}{\sigma_\eta^2}. \quad (10)$$

Если значение отношения сигнал/шум на входе приемника обозначим как:

$$h_0^2 = \frac{P_s}{P_\xi} = \frac{s^2}{\sigma_\eta^2}, \quad (11)$$

где P_s и P_ξ – соответственно, мощность сигнала и шума на входе приемника, то получим:

$$h^2 = N h_0^2. \quad (12)$$

Таким образом, накопление сигнальных отсчетов приводит к возрастанию значения отношения сигнал/шум на входе обнаружителя. При этом указанная зависимость носит линейный характер. Однако непосредственная реализация рассмотренной процедуры, в соответствии с [13], приведет к наличию в спектре сигнала ярко выраженных составляющих, кратных периоду следования секвентных сигналов [11]. Такие спектральные компоненты будут для сторонних радиотехнических систем выступать как помехи, что ведет к нарушению условий ЭМС.

В интересах недопущения такой ситуации предлагается использовать в СШП-средствах сигналы с рандомизацией положения импульсов $s(t)$ в пределах каждого последующего фрейма. Для пояснения сущности предлагаемого технического решения, на рисунке 7 показан фрагмент входной реализации с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма.

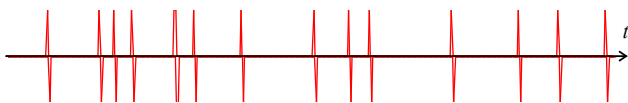


Рис. 7. Временная структура выборки с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма

Fig. 7. Sampling Structure with Randomization of the Position of the Useful Signal Within the Frame in the Time Domain

А на рисунке 8 представлен спектр входной реализации с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма.

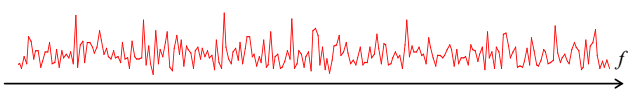


Рис. 8. Спектр временной выборки с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма

Fig. 8. The Spectrum of the Sample in which the Position of the Signal in Time is Randomized Within the Frame

Очевидно, что рандомизация положения полезного сигнала в пределах фрейма позволит минимизировать проявление мощных энергетических составляющих в спектре. В тоже время при упорядоченном расположении полезного сигнала в пределах каждого фрейма, спектральные компоненты, возникающие в результате повторяемости периода следования импульсов, будут ярко проявляться в частотной области. На рисунке 9 показана структура временной выборки входной реализации без шумов, с упорядоченным расположением полезного сигнала в пределах каждого фрейма, а на рисунке 10 изображен ее спектр.

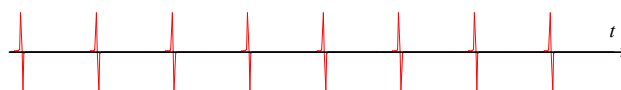


Рис. 9. Временная структура выборки с упорядоченным положением полезного сигнала в пределах фрейма

Fig. 9. Sampling Structure with the Ordered Position of the Useful Signal in Time Within the Frame

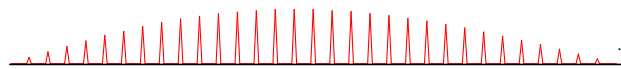


Рис. 10. Спектр временной выборки с упорядоченным расположением полезного сигнала в пределах фрейма

Fig. 10. The Spectrum of the Sample with the Ordered Position of the Useful Signal in Time Within the Frame

Таким образом, для обеспечения условий ЭМС предлагается применять секвентные системы связи с рандомизацией положения полезного сигнала в пределах фрейма. В этом случае задача обнаружения сигнала сводится к поиску в пределах каждого фрейма T сигнальной выборки T_c положения слота t на длительности которого излучается полезный сигнал $s(t)$. Поскольку обработке подвергаются сигнальные отсчеты, взятые с аналого-цифрового преобразователя, целесообразно задачу обнаружения рассмотреть в векторном виде. Следовательно, каждый фрейм можно представить как вектор $\mathbf{s}_{n,m}$; $n = 1, \dots, N$, где N – число фреймов, необходимых для обнаружения информационного символа S при реализации метода накопления; $m = 1, \dots, M$, где M – количество слотов, в которых могут проявляться секвентные импульсы в пределах каждого фрейма.

Тогда временные позиции (слоты) каждого фрейма, в которых расположен полезный сигнал, будет определять вектор положения $l(m)$, где $m = 1, \dots, M$ – текущая координата позиции отсчета (слота) в пределах каждого из фреймов, содержащая полезный сигнал s (рисунок 11). С позиций решения задачи обнаружения, выборку первого фрейма обозначим как $\mathbf{s}_{1,a}$, где позиция a – значение первого элемента вектора $l(m)$, считаем, что позиция a определяет положение полезного сигнала s ; соответственно, второй фрейм обозначим как $\mathbf{s}_{2,b}$, а третий фрейм как $\mathbf{s}_{3,c}$.

Для обнаружения полезного сигнала в позициях слота каждого из фреймов используем критерий максимального правдоподобия [15, 29]. Тогда для поиска позиций вектора $l(m)$, которые определяют положение полезного сигнала на длительности фрейма, можно использовать процедуры последовательной корреляции выборок векторов фреймов $s_{n,m}$ с последовательным суммированием отсчетов, имеющих максимальные значения (т.е. соответствующих позициям вектора $l(m)$) [30, 31].

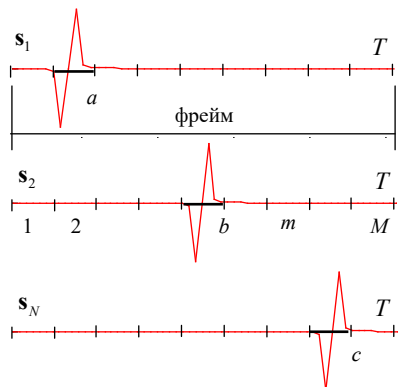


Рис. 11. Принцип обнаружения информационного сигнала путем накопления фреймов, содержащих составляющие его импульсы с рандомизированным периодом следования

Fig. 11. The Principle of Detecting an Information Signal by Accumulating Frames Containing its Constituent Pulses with a Randomized Repetition Period

В частности, для примера, представленного на рисунке 11, задача обнаружения будет сведена к следующей векторной операции:

$$[s_{1,a} + s_{2,b} + s_{3,c}]^T [s_{1,a} + s_{2,b} + s_{3,c}] \rightarrow \max_{l(m), m = a,b,c'} \quad (13)$$

где $[*]^T$ – знак транспонирования.

Условие (13) предполагает, что по результатам корреляции левой части каждый раз будет выбрано максимальное значение вектора $l(m)$, которое соответствует позициям обрабатываемого фрейма, в которых расположен полезный сигнал. Для примера, представленного на рисунке 11, таковыми являются позиция a первого фрейма, позиция b второго фрейма и позиция c третьего фрейма. При этом на каждом этапе принятие решения об обнаружении сигнала принимается в соответствии с критерием максимального правдоподобия.

А в общем виде задачу обнаружения информационного сигнала при рандомизации положения полезного сигнала в пределах фрейма представим в виде следующей аналитической модели:

$$\left[\sum_{n=1}^N s_{n,l(m)} \right]^T \left[\sum_{n=1}^N s_{n,l(m)} \right] \rightarrow \max_{l(m), m = 1, \dots, M'} \quad (14)$$

где $l(m)$ – вектор, элементами которого являются номера позиций n -го фрейма, в которых размещаются составляющие вектора полезного сигнала s_n .

Аналитическая модель (14) определяет оптимальное решение задачи обнаружения секвентного сигнала с рандомизацией его временных параметров [32–35].

Поскольку модель (14) предполагает реализацию критерия максимального правдоподобия при определении каждого элемента вектора $l(m)$ [36], то это позволяет минимизировать общее количество фреймов (элементов вектора), необходимое для достижения заданной величины вероятности обнаружения [37].

Тогда основные этапы методики синхронизации и обнаружения секвентных сигналов с рандомизированным периодом следования можно представить в следующей редакции.

1) Принимают входную реализацию $E(t)$ и из нее формируют выборку $z(t)$, длительность которых равна длительности фрейма.

2) Последовательно осуществляют корреляцию выборки вектора первого фрейма $s_{1,m}$ с выборкой вектора второго фрейма $s_{2,m}$.

3) Определяют позиции в пределах каждого из фреймов, взаимная корреляция которых дает максимальное значение (для примера, представленного на рисунке 11, таковыми будут позиция a первого фрейма $s_{1,a}$ и позиция b второго фрейма $s_{2,b}$).

4) Вектора $s_{1,a}$ и $s_{2,b}$ сдвигают друг относительно друга таким образом, чтобы позиция a вектора первого фрейма $s_{1,a}$, находилась напротив позиции b второго фрейма $s_{2,b}$. После этого векторы суммируют и формируют новый вектор $s_{opt,m}$ такой же размерности. При этом в позиции m нового вектора (первая позиция вектора) будет содержать результат суммы отсчетов, находящихся в позициях a и b векторов первого и второго фреймов.

5) Вычисляют корреляционную функцию нового вектора $s_{opt,m}$ с выборкой третьего фрейма $s_{3,m}$ входной реализации. И аналогичным третьему этапу образом определяют номер позиции на длительности выборки вектора третьего фрейма $s_{3,m}$, корреляция с которой позиции m нового вектора дает максимальное значение.

6) Формируют новую версию вектора $s_{opt,m}$, аналогично процедурам четвертого этапа. Таким образом, получая вектор $s_{opt,m}$, у которого в позиции m теперь будет содержаться результат суммы отсчетов тех позиций, которые обеспечивают максимальные значения корреляции (для примера, представленного на рисунке 11, это отсчеты, находящиеся в позициях a , b и c векторов первого, второго и третьего фреймов).

Указанные процедуры повторяют для всех оставшихся сформированных выборок, равных длительностью фрейму. По окончании суммирования изначально заданного числа выборок, полученный итог, т.е. результирующий вектор $s_{opt,m}$ сравнивают с

пороговой величиной, определяемой в соответствии с допустимой вероятностью ошибочного приема [38]. В качестве примера, на рисунке 12 показана временная реализация $s(t)$, соответствующая последней версии вектора $\mathbf{s}_{\text{opt},m}$ длительно-стью 60 нс, полученного по результатам выполнения методики, у которой в позиции с 9 по 10 нс находятся отсчеты полезного сигнала. Здесь же представлен порог обнаружения.

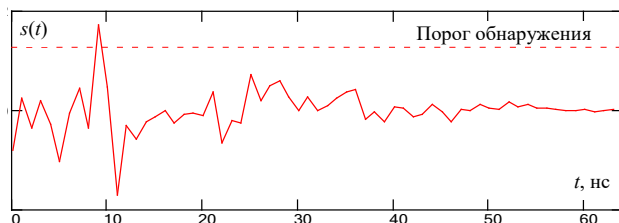


Рис. 12. Принцип обнаружения информационного сигнала по результатам накопления фреймов на основе порога

Fig. 12. The Principle of Detecting an Information Signal Based on the Results of Frame Accumulation Using a Threshold

Таким образом, обеспечивается одновременное обнаружение и синхронизация сигналов с рандомизированным периодом их следования в пределах каждого фрейма.

Важной особенностью разработанной методики является то, что для ее реализации не обязательно знать точные границы фреймов, а, следовательно, и начала работы передатчика. Достаточно на приемной стороне формировать входные выборки, совпадающие по длительности с сигнальным фреймом.

Рассмотрим сложность методики с позиций потребного количества различных вычислительных операций. Так, если число дискретных отсчетов фрейма равно M , а число дискретных отсчетов, непосредственно приходящихся на сигнал – v , то число возможных вариантов размещений вектора сигнала $\mathbf{s}_{n,m}$ в пределах фрейма составит $(M - v)$. Следовательно, число возможных вариантов размещений векторов сигналов по числу фреймов N , составит $(M - v)^N$.

В соответствии с идеологией, основанной на процедурах полного перебора, для каждого варианта вычисления корреляции необходимо рассчитать значение $\hat{q}$, представляющего результат скалярного произведения суммарных векторов. Для его вычисления потребуется Nm операций сложения и m операций возведения в квадрат. Данные операции обозначим, как s_+ и s_x , соответственно.

Тогда, окончательное выражение для оценки вычислительной сложности решаемой задачи методом полного перебора составит:

$$O_{\text{тр}} = ((M - v)(s_+ + s_x))^N. \quad (15)$$

Далее, с учетом s_+ и s_x , получим формулу для расчета общего количества вычислительных операций:

$$O_{\text{тр}} = (m(M - v)(n_{\text{фр}} + 1))^N. \quad (16)$$

Результаты первых 10 значений $O_{\text{тр}}$, представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Общее количество операций, необходимое для реализации методики

TABLE 1. Total Number of Operations Required to Implement the Methodology

№ п/п	$O_{\text{тр}}$
2	$1,475 \times 10^5$
4	$1,678 \times 10^{11}$
6	$5,174 \times 10^{17}$
8	$3,102 \times 10^{24}$
10	$3,062 \times 10^{31}$

Эти результаты получены для фрейма в 36 отсчетах, из которых 4 отсчета приходятся на полезный сигнал. Анализ данных указывает на значительную вычислительную сложность методики [39]. В связи с этим предлагается провести декомпозицию алгоритма, например, в соответствии с подходом, предложенным в [40]. Данный вопрос предполагает проведение дополнительного исследования.

Заключение

Специфика устройств передачи информации на основе секвентных сигналов заключается в использовании СШП-каналов, поэтому для них законодательно ограничен допустимый уровень спектральной плотности мощности. Указанные обстоятельства обуславливают необходимость использовать для передачи каждого символа пачки импульсов. Для обеспечения равномерности спектра таких излучений необходимо рандомизировать временные интервалы следования импульсов, что возможно только при условии решения задачи синхронизации.

Разработанная методика позволяет одновременно решать и задачу обнаружения, и задачу синхронизации. Ее специфика состоит в том, что в ней реализованы процедуры последовательной корреляции векторов фреймовых выборок друг с другом. Это позволяет накапливать энергию по тем позициям, в пределах которых передавались секвенты. При этом методика не критична к априорным данным о начале работы передающих устройств, поскольку изначально предполагает случайное расположение импульса в пределах фрейма. Для успешной реализации методики достаточно лишь формировать выборки, сопоставимые по длительности с фреймом.

К сожалению, вычислительная сложность разработанной методики возрастает по показательному закону с увеличением числа обрабатываемых фреймов. Так переход к обработке каждого последующего фрейма увеличивает число операций на

три порядка, при том, что изменение соотношения длительности слота к длительности фрейма происходит по линейному закону. И накопление по 10 фреймам уже потребует более 3×10^{31} операций. В связи с этим предполагается реализовать методику в виде последовательных алгоритмов независимо для каждого этапа, с раздельным хранением результата вычислений.

Направления дальнейших исследований авторы связывают с исследованием помехоустойчивости разработанного подхода. Актуальность данного вопроса обусловлена тем, что на практике достаточно сложно обеспечить для работы СШП-систем диапазон в несколько сотен мегагерц, в пределах которого спектральная плотность шума строго определяется гауссовым распределением. Вполне возможно, что алгоритм обнаружения в «окрашенных» шумах потребует дополнительной проработки.

Достаточно важным вопросом является автоматизация самого процесса обнаружения. И хотя общие подходы его решения для процедур накопления известны [41], значительная их вычислительная сложность наверняка потребует дополнительной коррекции.

Интересным видится и применение методов совместного частотно-временного анализа, разработанных в [42]. Действительно, формируемые частотно-временные представления исследуемых процессов, с одной стороны позволяют повысить локализацию энергии полезного сигнала в пределах обрабатываемого фрагмента. А с другой – повышают вычислительную сложность процедур обработки.

Данный аспект опять же потребует поиска компромиссных решений, в том числе с использованием методов на основе распределенной обработки, по аналогии с подходом, представленным в [30].

Список используемых источников

1. Ross G.F. A Time Domain Criterion for the Design of Wideband Radiating Elements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1968. Vol. 16. Iss. 3. PP. 355–356. DOI:10.1109/TAP.1968.1139174
2. Fullerton L.W. Spread Spectrum Radio Transmission System. Patent US, no. 4641317, 03.02.1987.
3. Соколова М.В. Сверхширокополосная беспроводная связь: история и перспективы развития // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2008. Т. 2. № 2. С. 50–53.
4. Баркун М.А., Ходасевич О.Р. Сверхширокополосная Связь. Часть 1 // Проблемы инфокоммуникаций. 2016. № 2(4). С. 5–14.
5. Артемов М.Л., Чаплыгин А.А., Лукьянчиков В.Д., Иванов С.Ю., Смирнова А.А. Устройство синхронизации приёмной и передающей части радиолинии при использовании короткоимпульсных сверхширокополосных сигналов. Патент на изобретение RU 2713379 C1 от 20.08.2019. Опубл. 05.02.2020. Бюл. № 4.
6. Скняря А.В., Разин А.А., Тощов С.А., Демидов А.И. Сверхширокополосные зондирующие сигналы в гидроакустических системах // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2018. Т. 10. № 2. С. 209–212. DOI:10.17725/rensit.2018.10.209
7. Андриянов А.В. Система передачи информации с использованием сигма-дельта модулятора и передатчика пачки СШП-импульсов // Датчики и системы. 2019. № 3(234). С. 19–24.
8. Замарин А.И., Христинан Е.В. Обнаружение сверхширокополосных сигналов на основе закономерностей их преобразования в узкополосной системе // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2016. № 654. С. 72–81.
9. Радченко Ю.С., Кондаков М.С. Характеристики надежности временной и внутрикадровой синхронизации кодированных СШП сигналов // XX Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC-2014, Воронеж, Россия, 15–17 апреля 2014). Воронеж: НПФ «САКВОЕ», 2014. С. 276–283.
10. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ. 1998. № 4(32). С.128–133.
11. Иммореев И., Судаков А. Сверхширокополосные и узкополосные системы связи. Совместная работа в общей полосе частот // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2003. №2(44). С. 36–39.
12. Иммореев И.Я. Эффективная поверхность рассеяния цели при ее облучении сверхширокополосным сигналом // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 1-2. С. 95.
13. Иммореев И.Я. Практическое использование сверхширокополосных радаров // Журнал радиоэлектроники. 2009. № 9. С. 3.
14. Дворников С.В., Казаков Е.В., Устинов А.А., Чихонадских А.П. Выбор модели секвентного сигнала для системы связи // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2012. Т. 55. № 12. С. 11–16.
15. Алексеев Ю.Л., Дворников С.В., Егоров С.А., Казаков Е.В., Кукушкин Р.Е. и др. Способ автоматического обнаружения сигналов. Патент на изобретение RU 2480901 от 29.12.2011. Опубл. 27.04.2013. Бюл. № 12.
16. Дворников С.В., Казаков Е.В., Устинов А.А., Чихонадских А.П., Андриянов А.В. Обоснование модели секвентного сигнала для систем связи // Информационные технологии. 2012. № 9. С. 32–36.
17. Шахнович И.В. Сверхширокополосная связь. Второе рождение? // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2001. № 4(34). С. 8–14.
18. Зеркаль А.Д. Вопросы практического использования системы ближней радиолокации на основе сверхкоротких импульсов с малым энергопотреблением // Журнал радиоэлектроники. 2012. № 1. С. 2.
19. ГОСТ Р 51856-2001. Совместимость технических средств электромагнитная. Средства радиосвязи малого радиуса действия, работающие на частотах от 3 кГц до 400 ГГц. Требования методы испытаний. М.: Издательство стандартов, 2002. 23 с.
20. Хармут Х. Теория секвентного анализа: основы и применения. М.: Мир, 1980. 574 с.

21. Агиевич С.Н., Дворников С.В., Гусельников А.С. Описание сигналов в базисах функций сплайн-Вилленкина-Кристенсона // Контроль. Диагностика. 2009. № 3. С. 52–57.
22. Taylor J.D. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. Boca Raton: CRC Press, 1995.
23. Ross G.F. Transmission and Reception System for Generation and Receiving Base Band Duration Pulse Signals without Distortion for Short Base Band Pulse Communication System. Patent US, no. 3728632, 12.03.1971.
24. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Советское радио, 1970. 166 с.
25. Barrett T.W. History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators // Progress In Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS2000), Cambridge, MA, July, 2000.
26. Дворников С.В., Сауков А.М. Модификация частотно-временных описаний нестационарных процессов на основе показательных и степенных функций // Научное приборостроение. 2004. Т. 14. № 3. С. 76–85.
27. Дворников С.В. Метод обнаружения сигналов диапазона ВЧ на основе двухэтапного алгоритма принятия решения // Научное приборостроение. 2005. Т. 15. № 3. С. 114–119.
28. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
29. Stein J.Y. Digital Signal Processing: A Computer Science Perspective. New York: John Wiley & Sons, 2000. 880 p.
30. Самойленко Д.В., Финько О.А., Еремеев М.А. Распределённая обработка и защита информации в группировке комплексов с беспилотными летательными аппаратами // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 4. С. 93–100.
31. Volovach V.I., Anfalov K.V. Evaluation Efficiency Serial Input in Synchronism Constituents Sequence at Service Data Transmission // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2016. Т. 12. № 1. С. 75–83.
32. Fan C., Yuan X., Zhang Y.J. Scalable Uplink Signal Detection in C-RANs via Randomized Gaussian Message Passing // IEEE Transaction on Wireless Communications. 2017. Vol. 16. Iss. 8. PP. 5187–5200. DOI:10.1109/TWC.2017.2706680
33. Moretti M., Abrardo A., Belleschi M. On the Convergence and Optimality of Reweighted Message Passing for Channel Assignment Problems // IEEE Signal Processing Letters. 2014. Vol. 21. Iss. 11. PP. 1428–1432. DOI:10.1109/LSP.2014.2337951
34. Shi Y., Zhang J., O'Donoghue B., Letaief K.B. Large-Scale Convex Optimization for Dense Wireless Cooperative Networks // IEEE Transactions Signal Processing. 2015. Vol. 63. Iss. 18. PP. 4729–4743. DOI:10.1109/TSP.2015.2443731
35. Su Q., Wu Y.-C. On Convergence Conditions of Gaussian Belief Propagation // IEEE Transactions on Signal Processing. 2015. Vol. 63. Iss. 5. PP. 1144–1155. DOI:10.1109/TSP.2015.2389755
36. Bates D.S. Maximum Likelihood Estimation of Latent Affine Processes // Review of Financial Studies. 2006. Vol. 19. Iss. 3. PP. 909–965. DOI:10.1093/rfs/hhj022
37. Susko E. Large Sample Approximations of Probabilities of Correct Evolutionary Tree Estimation and Biases of Maximum Likelihood Estimation // Statistical Applications in Genetics and Molecular Biology. 2011. Vol. 10. Iss. 1. DOI:10.2202/1544-6115.1626
38. Rossetto V., Margerin L., Plane's T., Larose E.. Locating a weak change using diffuse waves: Theoretical approach and inversion procedure // Journal of Applied Physics. 2011. Vol. 109. Iss. 3. DOI:10.1063/1.3544503
39. Рублев В.С., Юсуфов М.Т. Автоматизированная обучающая система «Анализ вычислительной сложности алгоритмов» (исследования организации 1-ой части проекта) // Современные информационные технологии и ИТ-образование. 2017. Т. 13. № 2. С. 170–178. DOI:10.25559/SITITO.2017.2.237
40. Финько О.А. Реализация систем булевых функций большой размерности методами модулярной арифметики // Автоматика и телемеханика. 2004. № 6. С. 37–60.
41. Дворников С.В., Супян А.Ю., Ракицкий Д.С., Ровчак А.Ю. Метод автоматического обнаружения сигналов на основе перемножения фрагментов реализаций спектра наблюдаемого процесса // Контроль. Диагностика. 2009. № 10. С. 36–41.
42. Алексеев А.А., Аладинский В.А., Железняк В.К., Комарович В.Ф., Дворников С.В. Применение методов частотно-временной обработки акустических сигналов для анализа параметров реверберации // Научное приборостроение. 2001. Т. 11. № 1. С. 65–76.

* * *

Synchronization Method and Detection of Sequent Signals in the Ultra Wide Band Channel

V. Borisov¹, S. Dvornikov¹, A. Pshenichnikov¹, M. Semisoshenko¹

¹Telecommunications Military Academy,
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-19-29

Received 24th April 2020

Accepted 27th May 2020

For citation: Borisov V., Dvornikov S., Pshenichnikov A., Semisoshenko M. Synchronization Method and Detection of Sequent Signals in the Ultra Wide Band Channel. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):19–29. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-19-29

Abstract: The physical features of ultra-wideband signals are considered. The well-known technical solutions for synchronizing signals during their accumulation are analyzed. The necessity of randomizing the temporal parameters of the following pulse their accumulation is substantiated. The main steps of the technique are described that allow the simultaneous solution of the problem of detecting sequential signals by accumulating them on the receiving side and synchronizing them. An assessment of the computational complexity of the technique is presented and recommendations for its practical application are given.

Keywords: sequential signals, detection of ultra-wideband signals, detection of signals by their accumulation.

References

1. Ross G.F. A Time Domain Criterion for the Design of Wideband Radiating Elements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1968;16(3):355–356. DOI:10.1109/TAP.1968.1139174
2. Fullerton L.W. *Spread Spectrum Radio Transmission System*. Patent US, no. 4641317, 03.02.1987.
3. Sokolova M.V. Ultra-Wideband Wireless Communication: History and Development Prospects. *T-Comm*. 2008;2(2):50–53. (in Russ.)
4. Barkoun M.A., Khodasevitch O.R. Ultrawide Band Communication. Part 1. *Problemy infokommunikatsiy*. 2016;2(4):5–14. (in Russ.)
5. Artemov M.L., Chaplygin A.A., Lukyanchikov V.D., Ivanov S.Yu., Smirnova A.A. The Synchronization Device of the Receiving and Transmitting Parts of the Radio Line when using Short-Pulse Ultra-Wideband Signals. Patent RF, no. 2713379, 20.08.2019. (in Russ.)
6. Sknarya A.V., Razin A.A., Toshchov S.A., Demidov A.I. Ultra Wideband Sounding Signals in Hydroacoustic Systems. *Radioelectronics. Nanosystems. Information Technologies*. 2018;10(2):209–212. (in Russ.) DOI:10.17725/rensit.2018.10.209
7. Andriyanov A.V. UWB Radio Using the Sigma-Delta Modulator and Transmitter Pulse Packet. *Datchiki & Systemi (Sensors & Systems)*. 2019;3(234):19–24. (in Russ.)
8. Zamarin A.I., Khristichan E.V. Detection of Ultra-Wideband Signals Based on the Patterns of Their Conversion in a Narrowband System. *Proceedings of the Mozhaisky Military Space Academy*. 2016;654:72–81. (in Russ.)
9. Radchenko Y.S., Kondakov M.S. Characteristics of reliability of time and intraframe synchronization for coded UWB signals. XX scientific and technical conference "Radar, navigation, communication", RLNC-2014, 15–17 April 2014, Voronezh, Russia. Voronezh: SAKVOYEYE Publ.; 2014. p.276–283. (in Russ.)
10. Immoreev I.Ya. Superwide-band radars: new possibilities, unusual problems, system peculiarities. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University*. 1998;4(32):128–133. (in Russ.)
11. Immoreev I., Sudakov A. Ultrawideband and Narrowband Communication Systems. Working Together in a Common Frequency Band. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2003;2(44):36–39. (in Russ.)
12. Immoreev I.Ya. Radar cross section of the target at the irradiation by the ultrawideband signal. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2009;1-2:95. (in Russ.)
13. Immoreev I.Ya. The practical use of ultra-wideband radars. *Journal of Radio Electronics*. 2009;9:3. (in Russ.)
14. Dvornikov S.V., Kazakov E.V., Ustinov A.A., Chikhonadskikh A.P. Justification Of Sequential Signal Model For Communication System. *Journal of Instrument Engineering*. 2012;55(12):11–16. (in Russ.)
15. Alekseyev Yu.L., Dvornikov S.V., Yegorov S.A., Kazakov E.V., Kukushkin R.E., et al. *Method for automatically detecting signals*. Patent RF, no. 2480901, 29.12.2011. (in Russ.)
16. Dvornikov S.V., Kazakov E.V., Ustinov A.A., Chikhonadsky A.P., Andriyanov S.V. Substantiation of the Sequence Signal for the Communication System. *Information Technologies*. 2012;9:32–36. (in Russ.)
17. Shakhnovitch I. Superwide Band Communications. Birth for the Second Time? *Electronics: Science, Technology, Business*. 2001;4:8–14. (in Russ.)
18. Zerkal A.D. Issues of Practical Use of Short-Range Radar Systems Based on Ultra-Short Pulses with Low Power Consumption. *Journal of Radio Electronics*. 2012;1:2. (in Russ.)
19. *Electromagnetic compatibility of technical equipment. Short range devices operating on frequencies between 3 kHz and 400 GHz. Requirements and test methods*. Moscow: Izdatelstvo standartov Publ.; 2002. 23 p. (in Russ.)
20. Kharmut Kh. *Theory of Sequential Analysis: Fundamentals and Applications*. Moscow: Mir Publ.; 1980. 574 p. (in Russ.)
21. Agievich S.N., Dvornikov S.V., Guselnikov A.S. Signal Description in Basis of Vilenkin-Chrestenson Spline-Function. *Kontrol'. Diagnostika (Testing. Diagnostics)*. 2009;3:52–57. (in Russ.)
22. Taylor J.D. *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*. Boca Raton etc.: CRC Press; 1995.
23. Ross G.F. *Transmission and Reception System for Generation and Receiving Base Band Duration Pulse Signals without Distortion for Short Base Band Pulse Communication System*. Patent US, no. 3728632, 12.03.1971.
24. Varakin L.E. *Theory of Complex Signals*. Moscow: Sovetskoye radio Publ.; 1970. 166 p. (in Russ.)
25. Barrett T.W. History of UltraWideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators. *Progress In Electromagnetics Symposium 2000 (PIERS2000)*, Cambridge, MA, July, 2000.
26. Dvornikov S.V., Saukov A.M. Modification of time-frequency descriptions of non-stationary processes Based on Exponential and Power functions. *Nauchnoe Priborostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2004;14(3):76–85. (in Russ.)
27. Dvornikov S.V. HF Signal Detection Method Based On the Two-Phase Decision Making Algorithm. *Nauchnoe Priborostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2005;15(3):114–119. (in Russ.)
28. Klovskiy D.D. *Discrete Messaging Over the Air*. Moscow: Radio i svyaz Publ.; 1982. 304 p. (in Russ.)
29. Stein J.Y. *Digital Signal Processing: A Computer Science Perspective*. New York: John Wiley & Sons; 2000. 880 p.
30. Samoylenko D.V., Finko O.A., Ereemeev M.A. Distributed Processing and Data Protection in the Group of Complexes with Unmanned Aerial Vehicles. *Radio Communication Theory and Technology*. 2017;4:93–100. (in Russ.)

31. Volovach V.I., Anfalov K.V. Evaluation Efficiency Serial Input in Synchronism Constituents Sequence at Service Data Transmission. *Electrotechnical Systems and Complexes*. 2016;12(1):75–83. (in Russ.)
32. Fan C., Yuan X., Zhang Y.J. Scalable Uplink Signal Detection in C-RANs via Randomized Gaussian Message Passing. *IEEE Transaction on Wireless Communications*. 2017;16(8):5187–5200. DOI:10.1109/TWC.2017.2706680
33. Moretti M., Abrardo A., Belleschi M. On the Convergence and Optimality of Reweighted Message Passing for Channel Assignment Problems. *IEEE Signal Processing Letters*. 2014;21(11):1428–1432. DOI:10.1109/LSP.2014.2337951
34. Shi Y., Zhang J., O'Donoghue B., Letaief K.B. Large-Scale Convex Optimization for Dense Wireless Cooperative Networks. *IEEE Transactions Signal Processing*. 2015;63(18):4729–4743. DOI:10.1109/TSP.2015.2443731
35. Su Q., Wu Y.-C. On Convergence Conditions of Gaussian Belief Propagation. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2015;63(5):1144–1155. DOI:10.1109/TSP.2015.2389755
36. Bates D.S. Maximum Likelihood Estimation of Latent Affine Processes. *Review of Financial Studies*. 2006;19(3):909–965. DOI:10.1093/rfs/hhj022
37. Susko E. Large Sample Approximations of Probabilities of Correct Evolutionary Tree Estimation and Biases of Maximum Likelihood Estimation. *Statistical Applications in Genetics and Molecular Biology*. 2011;10(1). DOI:10.2202/1544-6115.1626
38. Rossetto V., Margerin L., Plane's T., Larose E. Locating a weak change using diffuse waves: Theoretical approach and inversion procedure. *Journal of Applied Physics*. 2011;109(3). DOI:10.1063/1.3544503
39. Rublev V.S., Yusufov M.T. Development of the First Part of the Automated System for Teaching Computational Complexity of Algorithms Course. *Modern Information Technology and IT-education*. 2017;13(2):170–178. DOI:10.25559/SITITO.2017.2.237 (in Russ.)
40. Fin'ko O.A. Large systems of Boolean functions: Realization by modular arithmetic methods. *Automation and Remote Control*. 2004;65(6):871–892. DOI:10.1023/B:AURC.0000030901.74901.44
41. Dvornikov S.V., Supyan A.Yu., Rakitsky D.S., Rovchak A.Yu. The Automatic Signal Detection Method on Basis of Spectrum Characters Multiplication. *Kontrol'. Diagnostika (Testing. Diagnostics)*. 2009;10:36–41 (in Russ.)
42. Alekseev A.A., Aladinskii V.A., Zheleznyak V.K., Komarov V.F., Dvornikov S.V. Time-frequency processing of acoustic signals Applied to reverberation parameters measurement. *Nauchnoe Priborostroenie (Scientific Instrumentation)*. 2001;11(1):65–76.

Сведения об авторах:

БОРИСОВ
Владимир Викторович

инженер лаборатории кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, control_group@list.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-4613-8481>

ДВОРНИКОВ
Сергей Викторович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsy@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-6680-7550>

ПШЕНИЧНИКОВ
Александр Викторович

доктор технических наук, доцент, заместитель начальника кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, siracooz77@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-5063-3314>

СЕМИСОШЕНКО
Михаил Александрович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, semisoshenko_ma@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-7543-0756>