

Научная статья

УДК 621.372.632

DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-4-21-27



Реализация алгоритма начальной синхронизации демодулятора сигналов с прямым расширением спектра на основе быстрого преобразования Фурье. Часть 1. Постановка задачи и подход к решению

Ефим Александрович Брусин, yefim07@inbox.ru

АО «Российский институт радионавигации и времени»,
Санкт-Петербург, 192012, Российская Федерация
Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. М.А. Бонч-Бруевича,
Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

Аннотация: Работа посвящена проблеме начальной синхронизации демодуляторов сигналов с прямым расширением спектра (Direct Spread Spectrum Signals). Как правило, для каналов связи, в которых используются указанные сигналы, характерны значительные сдвиги по задержке и значительные изменения несущей частоты. Поэтому данная проблема является наиболее существенной при построении аппаратуры приема. В работе предлагаются подход к реализации алгоритма начальной синхронизации на основе использования методов быстрого преобразования Фурье и обсуждаются результаты моделирования предложенного алгоритма.

Ключевые слова: прямое расширение спектра, начальная синхронизация, быстрое преобразование Фурье

Ссылка для цитирования: Брусин Е.А. Реализация алгоритма начальной синхронизации демодулятора сигналов с прямым расширением спектра на основе быстрого преобразования Фурье. Часть 1. Постановка задачи и подход к решению // Труды учебных заведений связи. 2022. Т. 8. № 4. С. 21–27. DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-4-21-27

Direct Sequence Spread Spectrum Signal's Demodulator Acquisition Implementation Based on Fast Fourier Transform. Part 1. Problem Statement and Solution Approach

Ефим Брусин, yefim07@inbox.ru

Russian Institute of Radionavigation and Time,
St. Petersburg, 192012, Russian Federation
The Bonch-Bruevich Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Abstract: The article is dedicated to direct sequence spread spectrum signals acquisition. Communication channels that use direct sequence spread spectrum signals are characterized by significant delay and carrier frequency shift as a rule. That's why the acquisition is most significant problem in receive equipment design. Suggested approach to acquisition problem base on the Fast Fourier Transform and discussed modeling suggested algorithm's results.

Keywords: direct sequence spread spectrum signals, acquisition, Fast Fourier Transform

For citation: Brusin E. Direct Sequence Spread Spectrum Signal's Demodulator Acquisition Implementation Based on Fast Fourier Transform. Part 1. Problem Statement and Solution Approach. *Proc. of Telecom. Universities.* 2022;8(4):21–27. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2022-8-4-21-27

Постановка задачи

Под начальной синхронизацией (*от англ.* acquisition) при приёме сигналов с прямым расширением спектра понимается оценивание несущей частоты и задержки принимаемого сигнала.

Традиционно процедура начальной синхронизации сводится к поиску максимума по несущей частоте и задержке в наборе корреляторов [1]. Алгоритм поиска сводится к последовательной проверке всех возможных комбинаций временного и частотного сдвигов. При значительном диапазоне поиска по несущей частоте возникает проблема роста количества корреляторов, необходимых для реализации начальной синхронизации. Процедура поиска может быть реализована последовательно с использованием одного коррелятора, но в таком случае критически растёт время начальной синхронизации демодулятора.

В последнее время представляется актуальным подход, основанный на использовании быстрого преобразования Фурье (БПФ) [2–4]. Основное преимущество этого подхода состоит в возможности совместного оценивания параметров сигнала в частотной и во временной области. Следует также заметить, что интерес к использованию методов, построенных на основе БПФ, обусловлен появившейся возможностью реализации вычислений преобразования Фурье в реальном масштабе времени [5–8].

Некоторые подходы к реализации процедур начальной синхронизации с использованием преобразования Фурье представлены в [9]. Однако ввиду ограниченного формата работы проблемы реализации алгоритма и анализ его эффективности изложены там весьма кратко.

В связи с этим, представляется целесообразным более подробно описать собственно алгоритм начальной синхронизации с точки зрения реализации последнего на базе БПФ, а также провести анализ эффективности предложенного алгоритма.

Реализация начальной синхронизации

Будем рассматривать сигнал двухпозиционной фазовой модуляции (ФМ-2). Традиционно модель сигнала включает в себя умножение на сигнатуру (расширяющую спектр последовательность) $s_k(t)$:

$$s_k(t; b_k) = s_k(t) \cdot B_k(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t),$$

где $B_k(t) = b_{k,i} = \pm 1$ – информационные символы, передаваемые на интервалах $(i-1)T_b < t \leq T_b$; T_b – длительность информационного символа (бита); f_0 – номинальное значение частоты несущего колебания.

Упрощенная схема формирования сигнала с прямым расширением спектра представлена на рисунке 1.

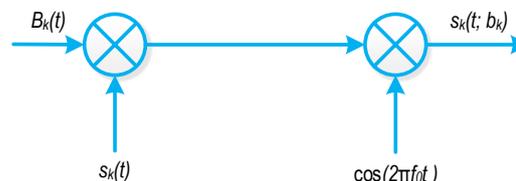


Рис. 1. Формирование сигнала с прямым расширением спектра

Fig. 1. Direct Spread Spectrum Signal Generation

Передаваемые данные умножаются на расширяющую спектр последовательность (далее просто расширяющая последовательность); это называется процедурой расширения спектра (*от англ.* spreading). Сформированный таким образом сигнал переносится на несущую частоту.

Принимаемый сигнал можно представить в виде:

$$\tilde{s}_k(t; b_k) = s_k(t - \tau_k) \cdot B_k(t - \tau_k) \times \cos(2\pi(f_0 + f)t + \varphi_k) + n_t(t),$$

где τ_k – задержка в канале; f – смещение частоты несущего колебания относительно заданного номинального значения; φ_k – фаза несущей частоты; $n_t(t)$ – отсчеты шума.

Упрощенная схема приема сигнала с прямым расширением спектра представлена на рисунке 2.

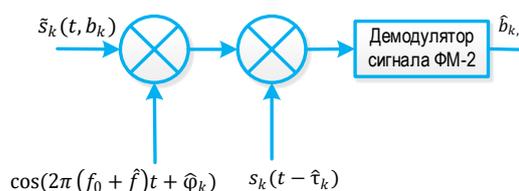


Рис. 2. Прием сигнала с прямым расширением спектра

Fig. 2. Direct Spread Spectrum Signal Receiving

Принимаемый сигнал смещается по несущей частоте, умножается на синхронизируемую неким образом расширяющую последовательность (*от англ.* dispreading), после чего поступает на вход демодулятора сигнала ФМ-2. $\hat{\tau}_k$, $\hat{\varphi}_k$ и \hat{f} на рисунке 2 – полученные оценки соответствующих параметров принимаемого сигнала, $\hat{b}_{k,i}$ – принимаемые символы.

Задача начальной синхронизации сводится к оцениванию смещения частоты несущего колебания принимаемого сигнала относительно заданного номинального значения и определение смещения расширяющей последовательности относительно сформированной на приеме.

Предлагаемый подход основан на эквивалентности операции дискретной свертки сигналов во «временной» области (области сигнала) умножению одноименных спектральных составляющих сигналов с последующим вычислением обратного преобразования Фурье полученного произведения для обратного перехода в сигнальную область. Действительно, если вычисление корреляции трактовать как свертку принимаемого сигнала с заданной корреляционной последовательностью, то коррелятор может быть реализован в частотной области.

Пусть N – длина расширяющей последовательности. Вычислив преобразование Фурье длины N принимаемого сигнала на некоторой несущей частоте $f_0 + \hat{f}$, умножим его на заранее полученное комплексно-сопряженное преобразование Фурье от сигнатуры. Затем достаточно вычислить обратное преобразование Фурье от этого произведения. В результате получим искомый корреляционный пик на выделенной частоте несущего колебания $f_0 + \hat{f}$.

Таким образом, для реализации начальной синхронизации в полосе частотной неопределенности принимаемого сигнала по несущей частоте необходимо вычислить M прямых преобразований Фурье на частотах $f_0 \pm m\Delta f$, где Δf – шаг сетки частот.

Здесь M определяется следующим образом:

$$M = \lfloor \cdot \rfloor \frac{\Delta F}{\Delta f},$$

где ΔF – диапазон частотной неопределенности принимаемого сигнала по несущей частоте; $\lfloor \cdot \rfloor$ – усечение до целого, а m , соответственно, меняется от $-M/2$ до $M/2$.

Затем каждое из полученных преобразований Фурье умножается на комплексно-сопряженное от корреляционной последовательности. После этого вычисляются M обратных преобразований Фурье от этих произведений. Модули указанных обратных преобразований формируют набор из M корреляционных пиков, который в совокупности даст функцию неопределенности (*от англ. ambiguity function*) принимаемого сигнала. Найдя максимум этой функции как по частоте, так и по длине преобразования Фурье, получим оценки несущей частоты и смещения принимаемого сигнала по отношению к заданной расширяющей последовательности.

Таким образом, предлагаемый алгоритм состоит в следующем. Формируется опорная последовательность. В буфер БПФ записываются отсчеты одного периода расширяющей последовательности:

$$r_n = s_k(t_n) + js_k(t_n),$$

где $n = 0, 1, \dots, N - 1$; N – длина преобразования Фурье.

Будем полагать, что частота следования отсчетов сигнала $s_k(t_n)$ равна удвоенной частоте следования символов расширяющей последовательности (удвоенной чиповой частоте). Если длина преобразования Фурье больше удвоенной длины расширяющей последовательности, то оставшиеся отсчеты буфера заполняются нулями. Вычисляются отсчеты преобразования Фурье опорного сигнала:

$$\hat{R}_l = R_l^*,$$

где R_l^* – комплексно-сопряженные отсчеты преобразования Фурье r_n , $l = 0, 1 \dots N - 1$.

Затем вычисляется преобразование Фурье принимаемого сигнала. Отсчеты преобразования умножаются на соответствующие отсчеты \hat{R}_l . Вычисляются обратные преобразования Фурье и образуется набор корреляционных пиков, которые фактически формируют функцию неопределенности принимаемого сигнала.

В основном суть предлагаемого подхода изложена в работе [9]. В представленной работе представляется целесообразным более подробно остановиться на практической реализации алгоритма и результатах моделирования процедуры начальной синхронизации.

Моделирование проводилось для следующего сигнала: длительность информационного символа $T_b = 50$ мкс (что соответствует информационной скорости 20 кбит/с), вид модуляции – ФМ-2, диапазон поиска по несущей частоте ± 40 кГц ($\Delta F = 80$ кГц). Шаг Δf устанавливается равным четверти от информационной скорости:

$$\Delta f = \frac{1}{4T_b}.$$

То есть в рассматриваемом случае:

$$M = \lfloor \cdot \rfloor 4T_b \Delta F = 16.$$

Соответственно m будет изменяться в диапазоне:

$$m = -8, \dots, -1, 0, 1, \dots, 8.$$

Для формирования расширяющей последовательности используются последовательности Голда исходной длины 2047, укороченные до 2046. С учетом выбранных параметров расширение спектра (*от англ. spreading factor*) составляет 2046. Таким образом, частота следования символов (чипов) равна $f_{chip} = 40,92$ МГц. Отношение сигнал/шум на чип изменялось от -30 до 0 дБ. Моделирование проводилось на удвоенной частоте чипов. То есть частота дискретизации анализируемого сигнала составляла 81,84 МГц.

В ходе моделирования вычислялись вероятность обнаружения и нормированная дисперсия оценок несущей частоты:

$$P_d = \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} P_i,$$

$$(\sigma_f T_b)^2 = \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} [(\hat{f}_{co} - f) \cdot T_b]^2,$$

где \hat{f}_{co} – оценка смещения несущей частоты;
 N_p – количество попыток реализации алгоритма начальной синхронизации,
 $P_i = 1$, если $L_f = \tilde{L}_f$, и $P_i = 0$, если $L_f \neq \tilde{L}_f$,
 \tilde{L}_f – правильное, априорно известное значение смещения временной позиции на приеме.

На первом этапе интервал наблюдения составил один информационный символ – $K = 1$ (здесь и далее K – выражен в символах принимаемого сигнала). При каждом отношении проводилось 100 попыток реализации алгоритма. Соответственно длина сформированной опорной последовательности и БПФ составила 4092. Моделирование проводилось для различных значений \tilde{L}_f . Зависимость усредненной вероятности обнаружения сигнала от отношения сигнал/шум на чип представлена на рисунке 3.

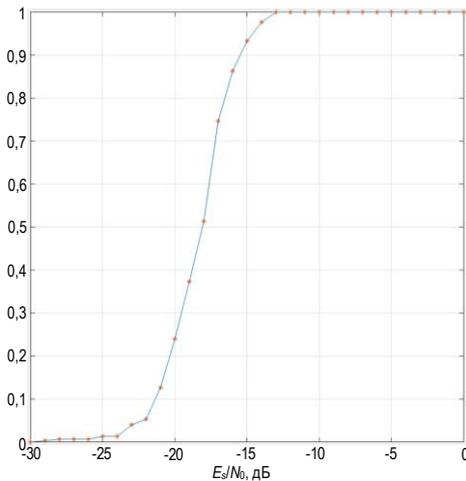


Рис. 3. Вероятность обнаружения. $N = 4092$
 Fig. 3. Detection probability. $N = 4092$

Зависимость соответствующей дисперсии оценок несущей частоты от отношения E_s/N_0 представлена на рисунке 4. Показанные зависимости получены при усреднении результатов моделирования для $\tilde{L}_f = 12, 2196$ и 4087 .

Следует отметить, что предлагаемый алгоритм обеспечивает вероятность обнаружения, близкую к единице при E_s/N_0 больше -12 дБ. Получаемая при этом дисперсия оценок ограничена шагом сетки частот. Действительно, при $\Delta f T_b = 0,25$ получаем нормированную дисперсию $(\sigma_f T_b)^2 \sim (\Delta f T_b)^2$. Понятно, что для начальной синхронизации при меньших отношениях сигнал/шум интервал наблюдения необходимо увеличить. Проанализируем предлагаемый алгоритм для $K = 2, 4$ и 8 .

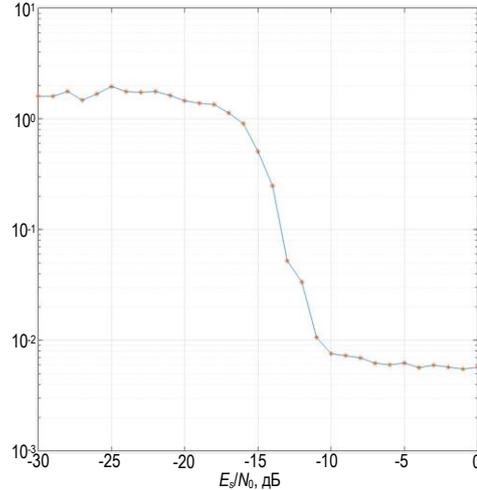


Рис. 4. Дисперсия оценки несущей частоты. $N = 4092$
 Fig. 4. Carrier frequency variance. $N = 4092$

Соответственно длины сформированных опорных последовательностей \hat{R}_l и длины преобразований Фурье составили 8184, 16368 и 32736. При $K = 2$ вычислялись M преобразований Фурье. Для $K = 4$ и 8 вычисляется одно прямое преобразование Фурье вида:

$$\tilde{S}_{ml} = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{s}_k(t_n; b_k) \cdot e^{-j2\pi f_0 t_n} \cdot e^{-j\frac{2\pi n l}{N}}. \quad (1)$$

Переносы по несущей частоте осуществляются за счет смещения по оси частот компонент преобразования (1). Для всех K после умножения на отсчеты опорного сигнала вычисляются модули обратного преобразования Фурье $|s_{ml}|$ и проводится усреднение вида:

$$\langle |s_{ml}| \rangle = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} |s_{m,l+k \cdot N}|, \quad (2)$$

где K – число усреднений, в нашем случае 2, 4 и 8, $l = 0, 1, \dots, N - 1$.

На основании (2) вычисляется усредненная функция неопределенности:

$$\bar{\rho}(m, l) = \langle |s_{ml}| \rangle,$$

и правило (3) переписывается в виде:

$$\{M_f, L_f\} = \arg \left\{ \max_{m,l} \bar{\rho}(m, l) \right\}. \quad (3)$$

В качестве иллюстрации рассматриваемого подхода на рисунке 5а слева представлено отсчеты модуля обратного преобразования Фурье $|s_{ml}|$, полученные по результатам моделирования для $K = 2$ при $E_s/N_0 = -15$ дБ. Соответствующие отсчеты усредненного модуля обратного БПФ (2) $\langle |s_{ml}| \rangle$ представлены слева на рисунке 5б. На рисунке 5с изображена усредненная функция неопределенности $\bar{\rho}(m, l)$. Аналогичные результаты моделирования для $K = 8$ при $E_s/N_0 = -10$ дБ приведены справа на рисунках 5а–5с.

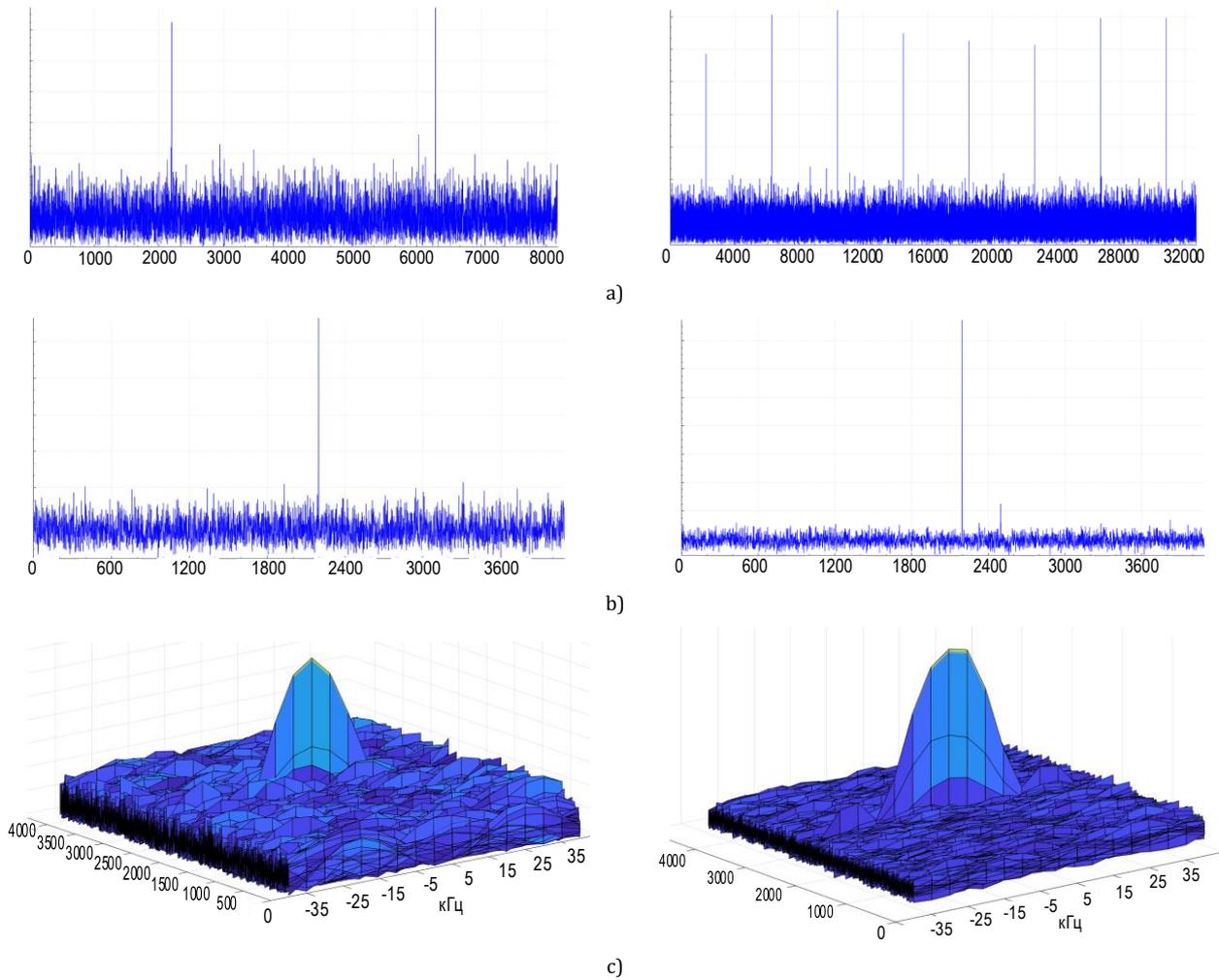


Рис. 5. Результаты моделирования: а) $|s_{ml}|$, б) $\langle |s_{ml}| \rangle$, в) $\bar{\rho}(m, l)$

Fig. 5. Results of Modeling: a) $|s_{ml}|$, b) $\langle |s_{ml}| \rangle$, c) $\bar{\rho}(m, l)$

Для оценки эффективности предложенного алгоритма начальной синхронизации проведено компьютерное моделирование процедуры. Отношение сигнал/шум на чип E_S/N_0 менялось от -30 до 0 дБ с шагом 1 дБ. На передающей стороне устанавливалось случайное смещение временной позиции сигнала по отношению к опорной расширяющей последовательности и случайное значение смещения по несущей частоте. На приемной стороне вычислялось смещение несущей частоты принимаемого сигнала относительно заданного номинального значения и определялось смещение принимаемого сигнала относительно сигнатуры, сформированной на приеме. Как и для $K = 1$, по результатам моделирования вычислялись $(\sigma_f T_b)^2$ и P_d . Результаты моделирования для $K = 8$ (длина БПФ 32736) представлены на рисунках 6 и 7.

На них приведены зависимости вероятности обнаружения и дисперсии оценок несущей частоты от отношения сигнал/шум на чип. Указанные зависимости получены путем усреднения выявленных по результатам моделирования результа-

тов для трех значений \tilde{L}_f . Увеличение интервала наблюдения, как и следовало ожидать, «сдвигает» зависимости влево. При этом получаемая нормированная дисперсия оценки также ограничена шагом сетки частот Δf .

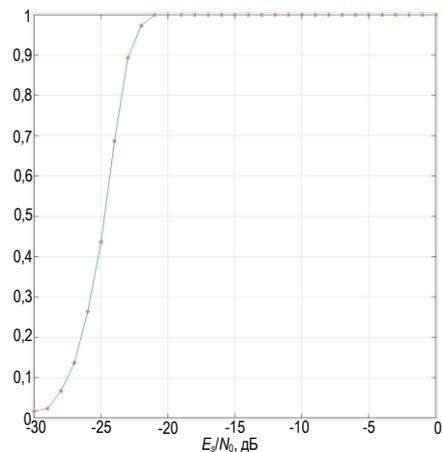
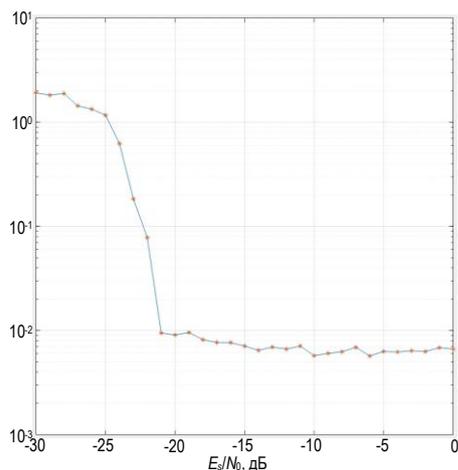


Рис. 6. Вероятность обнаружения. $N = 32736$

Fig. 6. Detection Probability. $N = 32736$

Рис. 7. Дисперсия оценки несущей частоты. $N = 32736$ Fig. 7. Carrier Frequency Variance. $N = 32736$

Предварительные выводы

Предложенный подход позволяет реализовать начальную синхронизацию демодулятора сигналов с прямым расширением спектра в параллельном режиме. В свою очередь, традиционный метод начальной синхронизации требует реализацию последовательного поиска по всем позициям расширяющей последовательности в каждом из частотных каналов.

Фактически, процедура начальной синхронизации, рассматриваемая в настоящей работе, решает задачу совместного оценивания несущей частоты и определение смещения принимаемого сигнала по отношению к началу заданной расширяющей последовательности.

Реализация алгоритма сводится к накоплению выборки K интервалов принимаемого сигнала и последовательному вычислению набора прямых и обратных преобразований Фурье. На основании указанных вычислений строится функция неопределенности, поиск максимума которой дает оценку несущей частоты и задержки. С точки зрения вычислительных затрат именно вычисление БПФ вносит основной вклад во временные затраты на процедуры оценивания.

В частности, для реализации алгоритма при $K = 8$ вычисляется одно прямое и семнадцать обратных преобразований Фурье. То есть, реализация процедуры начальной синхронизации при $K = 8$ требует всего 18 вычислений БПФ длиной

32736; иными словами, требует 18 вычислений преобразования Фурье относительно небольшой длины. Например, сигнальный процессор фирмы Texas Instruments типа TMS320C6678 при использовании одного вычислительного ядра реализует БПФ длиной 32768 за время порядка 1 миллисекунды [8].

Понятно, что при использовании современных аппаратных средств вычисление преобразований Фурье на сигнальных процессорах или элементах программируемой логики, предложенный алгоритм начальной синхронизации реализуется практически в реальном масштабе времени.

Результаты моделирования, приведенные в работе, показывают высокую эффективность предложенных процедур начальной синхронизации.

Алгоритм при достаточно небольших длинах БПФ обеспечивает вероятность обнаружения, близкую к единице, при уменьшении отношения сигнал/шум на чип до -20 дБ. Соответственно, начальная частотная неопределенность по частоте несущего колебания $\Delta F = 4/T_b$ сводится к отклонению порядка $0,25/T_b$. Иначе говоря, начальная частотная неопределенность ΔF , равная 4 информационным скоростям, «сжимается» в результате реализации предложенной процедуры до одной четверти информационной скорости. То есть, «сжимается» в 16 раз.

В этой связи следует особо подчеркнуть, что предложенный подход особо эффективен при значительной неопределенности принимаемого сигнала по несущей частоте. В частности, в каналах связи с существенным доплеровским смещением.

Подводя итог проведенным исследованиям, можно сделать следующие выводы;

- предложен алгоритм начальной синхронизации демодулятора сигналов с прямым расширением спектра, реализованный на основе быстрого преобразования Фурье;
- анализ, проведенный методами компьютерного моделирования, показывает высокую эффективность предложенного алгоритма;
- применение современных аппаратных средств обеспечивает реализацию процедуры начальной синхронизации в реальном масштабе времени.

Продолжение следует...

Список источников

1. Ipatov V.P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications. John Wiley & Sons, 2005.
2. Almeida A.P., Dinis R., Cercas F.B. An FFT-based Acquisition Scheme for DS-SS Systems // Proceedings of the International Symposium on Communication and Information Technologies (Sydney, Australia, 17–19 October 2007). IEEE, 2007. DOI:10.1109/ISCIT.2007.4392144
3. Liu N.Q., Sun B., Guan C. Research on An Improved PMF-FFT Fast PN Code Acquisition Algorithm // Communications and Network. 2013. Vol. 5. PP. 266–270. DOI:10.4236/cn.2013.53B2049

4. Guo L.L., Sun Z.G., Chen S., Wang B.C., Ning X.Y. Research on Time-Frequency Domain Acquisition Algorithm of Parallel Combinatory Spread Spectrum System Based on FFT // Proceedings of the International Conference on Computer Information Systems and Industrial Applications (CISIA 2015, Bangkok, Thailand, 28–29 June 2015). Advances in Computer Science Research. Vol. 18. Atlantis Press, 2015. DOI:10.2991/cisia-15.2015.5
5. Костров В.В., Ракитин А.В., Сидоров А.А. Повышение вычислительной эффективности алгоритмов выполнения БПФ при их реализации на ПЦОС семейства «Мультикор» // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011. № 1. С. 59–62.
6. Li X., Blinka E. Very large FFT for TMS320C6678 processors // Texas Instruments. 2015 URL: https://www.ti.com/lit/wp/spry277/spry277.pdf?ts=1668435787405&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F (дата обращения 08.10.2021)
7. Application Report SPRACN4 (2019-08). Using DSPLIB FFT Implementation for Real Input and Without Data Scaling // Texas Instruments. URL: https://www.ti.com/lit/an/spracn4/spracn4.pdf?ts=1668396727839&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com.hk%252F (дата обращения 08.10.2021)
8. Гребенников А. Модуль быстрого преобразования Фурье // Современная электроника. 2012. № 7. С. 62–67.
9. Брусин Е.А. Начальная синхронизация демодулятора сигнала с прямым расширением спектра с использованием быстрого преобразования Фурье // 11-я Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании» (АПИНО-2022, Санкт-Петербург, Россия, 15–16 февраля 2022). СПб.: СПбГУТ, 2022. Т. 2. С. 522–527.

References

1. Ipatov V.P. *Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications*. John Wiley & Sons; 2005.
2. Almeida A.P., Dinis R., Cercas F.B. An FFT-based Acquisition Scheme for DS-SS Systems. *Proceedings of the International Symposium on Communication and Information Technologies, 17–19 October 2007, Sydney, Australia*. IEEE; 2007. DOI:10.1109/ISCIT.2007.4392144
3. Liu N.Q., Sun B., Guan C. Research on An Improved PMF-FFT Fast PN Code Acquisition Algorithm. *Communications and Network*. 2013;5:266–270. DOI:10.4236/cn.2013.53B2049
4. Guo L.L., Sun Z.G., Chen S., Wang B.C., Ning X.Y. Research on Time-Frequency Domain Acquisition Algorithm of Parallel Combinatory Spread Spectrum System Based on FFT. *Proceedings of the International Conference on Computer Information Systems and Industrial Applications, CISIA 2015, 28–29 June 2015, Bangkok, Thailand. Advances in Computer Science Research. Vol. 18*. Atlantis Press; 2015. DOI:10.2991/cisia-15.2015.
5. Kostrov V.V., Rakitin A.V., Sidorov A.A. Increase of Computing Efficiency of Algorithms of Performance FFT at Their Realisation on PDSP Families "Multicore". *Radio and telecommunication systems*. 2011;1:59–62. (in Russ.)
6. Li X., Blinka E. Very large FFT for TMS320C6678 processors. *Texas Instruments*. 2015 URL: https://www.ti.com/lit/wp/spry277/spry277.pdf?ts=1668435787405&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F [Accessed 08th October 2021]
7. Application Report SPRACN4 (2019-08). Using DSPLIB FFT Implementation for Real Input and Without Data Scaling. *Texas Instruments*. URL: https://www.ti.com/lit/an/spracn4/spracn4.pdf?ts=1668396727839&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com.hk%252F [Accessed 08th October 2021]
8. Grebennikov A. Fast Fourier Transform Module. *Sovremennaja elektronika*. 2012;7:62–67. (in Russ.)
9. Brusin E.A. Initial Timing of a Direct Spread Demodulator Using Fast Fourier Transform. *Proceedings of the XIth International Conference on Infotelecommunications in Science and Education, 15–16 February 2022, St. Petersburg, Russia*. St. Petersburg: The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications Publ., 2022. vol.2. p.522–527. (in Russ.)

Статья поступила в редакцию 23.09.2022; одобрена после рецензирования 02.11.2022; принята к публикации 10.11.2022.

The article was submitted 23.09.2022; approved after reviewing 02.11.2022; accepted for publication 10.11.2022.

Информация об авторе:

БРУСИН
Ефим Александрович

кандидат технических наук, руководитель проектного направления АО «Российский институт радионавигации и времени», доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича,
 <https://orcid.org/0000-0002-6742-2705>