



**ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ**

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(21)(22) Заявка: **2009101509/09**, **20.06.2007**

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
20.06.2007

Приоритет(ы):

(30) Конвенционный приоритет:
20.06.2006 GB 0612142.0

(43) Дата публикации заявки: **27.07.2010** Бюл. № 21

(45) Опубликовано: **27.10.2011** Бюл. № 30

(56) Список документов, цитированных в отчете о поиске: **Pratt A.R., Owen J.I.R., Hein G.W., Avila-Rodriguez J.-A. "Tracking Complex Modulation Waveforms - How to Avoid Receiver Bias", 27.04.2006. RU 2276464 C2, 10.05.2006. Hein G.W. и др. "MBOC: The New Optimized Spreading Modulation Recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C", 25.04.2006.**

(85) Дата начала рассмотрения заявки РСТ на национальной фазе: **20.01.2009**

(86) Заявка РСТ:
GB 2007/002293 (20.06.2007)

(87) Публикация заявки РСТ:
WO 2007/148081 (27.12.2007)

Адрес для переписки:

**129090, Москва, ул.Б.Спаская, 25, стр.3,
ООО "Юридическая фирма Городисский и
Партнеры", пат.пов. Ю.Д.Кузнецову,
рег.№ 595**

(72) Автор(ы):

**ПРАТТ Энтони Р. (GB),
ОУЭН Джон И. Р. (GB)**

(73) Патентообладатель(и):

**ДЗЕ СЕКРЕТЭРИ ОФ СТЕЙТ ФОР
ДЕФЕНС (GB)**

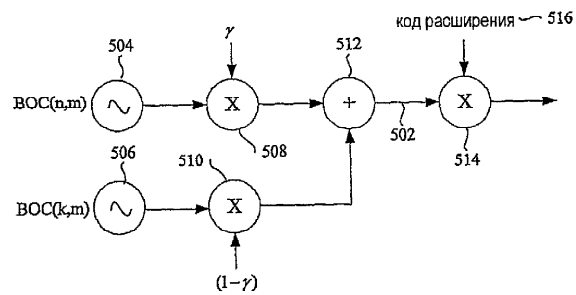
(54) СИГНАЛЫ, СИСТЕМА, СПОСОБ И УСТРОЙСТВО

(57) Реферат:

Изобретение относится к радиосвязи, а именно к формированию сигналов в системе связи, и может быть использовано при передаче сигналов спутниковых навигационных систем. Технический результат заключается в обеспечении общей спектральной плотности мощности PSD для

сигналов каждой спутниковой навигационной системы в диапазоне L1 RNSS (радионавигационная спутниковая служба). Для этого генерируют сигнал модуляции, содержащий объединение, по меньшей мере, двух сигналов модуляции, например сигналов ВОС или их производных, имеющих части (элемент сигнала или несколько элементов

сигнала) с соответствующими относительными фазами или состояниями ($\{++, --\}$ и $\{+-, -+\}$), выбираемыми так, чтобы среднее значение множества упомянутых частей, по меньшей мере, уменьшало кросс-спектральные составляющие составного сложного спектра. 7 н. и 16 з.п. ф-лы, 12 ил, 1 табл.



Фиг. 5

RU 2 4 3 2 6 7 4 C 2

RU 2 4 3 2 6 7 4 C 2



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY,
PATENTS AND TRADEMARKS

(51) Int. Cl.

H04B 1/707 (2011.01)**G01S 19/01** (2010.01)**(12) ABSTRACT OF INVENTION**(21)(22) Application: **2009101509/09, 20.06.2007**(24) Effective date for property rights:
20.06.2007

Priority:

(30) Priority:
20.06.2006 GB 0612142.0(43) Application published: **27.07.2010 Bull. 21**(45) Date of publication: **27.10.2011 Bull. 30**(85) Commencement of national phase: **20.01.2009**(86) PCT application:
GB 2007/002293 (20.06.2007)(87) PCT publication:
WO 2007/148081 (27.12.2007)

Mail address:

**129090, Moskva, ul.B.Spasskaja, 25, str.3, OOO
"Juridicheskaja firma Gorodisskij i Partnery",
pat.pov. Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595**

(72) Inventor(s):

**PRATT Ehntoni R. (GB),
OUEhN Dzhon I. R. (GB)**

(73) Proprietor(s):

**DZE SEKRETEhRI OF STEJT FOR DEFENS
(GB)**

(54) SIGNALS, SYSTEM, METHOD AND DEVICE

(57) Abstract:

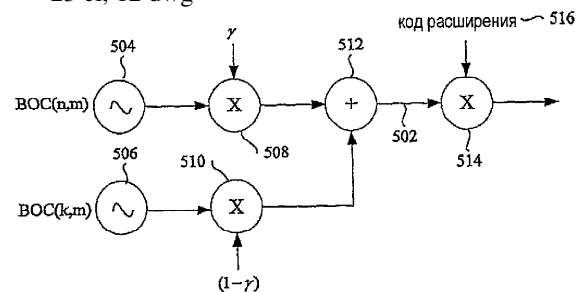
FIELD: information technology.

SUBSTANCE: modulation signal is generated, which contains a combination of at least two modulation signals, for example BOC signals or derivatives thereof, having parts (signal element or several signal elements) with corresponding relative phases or conditions ($\{++,--\}$ and $\{+,-,+\}$), selected such that the average value of the plurality of said parts at least reduces cross-spectral components of the combined spectrum.

EFFECT: providing general spectral density of

PSD power for signals of each satellite navigation system in the LI RNSS range.

23 cl, 12 dwg



Фиг. 5

Область техники, к которой относится изобретение

Варианты осуществления настоящего изобретения относятся к сигналам, системам и способам, таким как, например, сигналы модуляции, навигации и позиционирования, системы, способы и приемники, выполненные с возможностью приема и обработки сигналов.

Уровень техники

Спутниковые системы позиционирования (SPS) основаны на пассивном измерении дальномерных сигналов, передаваемых с нескольких спутников или эквивалентов наземного или бортового базирования, в определенном созвездии или группе созвездий. Бортовые часы используются для генерации регулярных и обычно постоянно повторяющихся последовательностей событий, часто называемых 'эпохами' (опорными периодами), время возникновения которых кодируется в случайный или псевдослучайный код (известный как код расширения), или, по меньшей мере, ассоциировано с ним. Вследствие псевдослучайных или случайных признаков последовательности кодирования временной эпохи спектр выходного сигнала растягивается по частотному диапазону, определяемому рядом факторов, включающих в себя скорость изменения элементов кода расширения и форму сигнала, используемую для сигнала с расширенным спектром. В уровне техники форма сигнала, используемая для расширения, является прямоугольной, с постоянной скоростью передачи элементов сигнала, и перед фильтрацией схемами передачи имеет энергетический спектр с функцией (sinc)².

Дальномерные сигналы модулируют несущий сигнал для передачи в пассивные приемники. Известны прикладные задачи, которые охватывают наземное, воздушное, морское и космическое использование. Обычно для модуляции несущего сигнала, который сам по себе имеет постоянную величину, используется двоичная фазовая манипуляция. Обычно одну и ту же несущую модулируют по меньшей мере два таких сигнала в фазовой квадратуре. Результирующий несущий сигнал сохраняет свою постоянную огибающую, но имеет четыре фазовых состояния в зависимости от двух независимых входных сигналов. Однако следует понимать, что два модулирующих сигнала не обязательно должны иметь одну и ту же величину несущей. Можно поддерживать постоянную величину несущей объединенного сигнала посредством надлежащего выбора соответствующих фаз, отличных от $\pi/2$ радиан.

Известны методы, посредством которых одну и ту же несущую модулируют более двух сигналов с использованием либо аддитивных способов (известных как 'Interplex' модуляция), либо комбинации угловой модуляции и аддитивных способов, известных как 'когерентная адаптивная модуляция поднесущих' (CASM). Оба этих метода требуют добавления дополнительной интермодуляционной составляющей, которую выводят для поддержания постоянной величины несущей. Например, в 'Interplex' модуляции известны методы с тремя передаваемыми составляющими, 2 на одной фазе несущей и третья на квадратурной фазе. Они имеют, по меньшей мере, шесть фазовых состояний.

Примером такой спутниковой системы позиционирования является глобальная система позиционирования (GPS). Обычно система GPS действует с использованием нескольких частот, например, таких как L1, L2 и L5, которые центрируются на частотах 1575,42 МГц, 1227,6 МГц и 1176,45 МГц соответственно. Каждый из упомянутых сигналов модулируется посредством соответствующих сигналов с расширенным спектром. Как известно специалистам, сигнал грубого кода (CA), излучаемый спутниковой навигационной системой GPS, излучается на L1

частоте 1575,42 МГц со скоростью кода расширения (скорость элементов кода расширения), равной 1,023 МГц. Сигнал СА-кода имеет прямоугольную форму сигнала расширения, подвергается двоичной фазовой манипуляции на несущую и классифицируется как BPSK-R1. Структура GPS сигнала такова, что сигнал, передаваемый спутниками на L1 частоте, имеет вторую составляющую в фазовой квадратуре, которая известна как точный код (P(Y) код) и доступна только авторизованным пользователям. Сигнал P(Y) является BPSK модулированным с кодом расширения на частоте 10,23 МГц с величиной, которая на 3 дБ ниже по мощности сигнала, чем передача СА-кода. Следовательно, Q-составляющая имеет величину, которая составляет 0,7071 (-3 дБ) от величины I-составляющей. Специалистам понятно, что фазовые углы указанных состояний этих сигналов составляют $\pm 35,265^\circ$ относительно $\pm I$ оси (фаза сигнала СА-кода, как установлено в ICD GPS 200C). Специалистам также понятно, что P-код является функцией Y-кода, или зашифрован им. Y-код используется для шифрования P-кода. Специалистам должно быть понятно, что L1 сигнал, содержащий обе I и Q составляющие, и L2 сигнал могут быть представлены для данного спутника, i , как:

$$S_{L1i}(t) = A_P p_i(t) d_i(t) \cos(\omega_1 t) + A_C c_i(t) d_i(t) \sin(\omega_1 t), \text{ и}$$

$$S_{L2i}(t) = B_P p_i(t) d_i(t) \cos(\omega_2 t)$$

где A_P и A_C - амплитуды P и СА кодов, обычно $A_P = 2A_C$;
 B_P - амплитуда L2 сигнала;
 ω_1 и ω_2 - L1 и L2 несущие частоты;
 $p_i(t)$ - представляет P(Y)-код измерения дальности и представляет собой псевдослучайную последовательность со скоростью элементов кода расширения, равной 10,23 мегабит/сек. P-код имеет период ровно 1 неделю, принимая значения +1 и -1;
 $c_i(t)$ - представляет СА-код измерения дальности и представляет собой код Голда с 1023 элементами, принимая значения +1 и -1;
 $d_i(t)$ - представляет информационное сообщение, принимая значения +1 и -1.

В ближайшем будущем ожидается, что третий сигнал военного назначения, обозначенный как M-код, будет передаваться GPS спутниками в L1 диапазоне.

Созвездие спутников обычно содержит 24 или более спутников, часто на подобных орбитах или орбитах одинаковой формы, но в нескольких орбитальных плоскостях. Передачи с каждого спутника находятся на одинаковой номинальной несущей частоте в случае спутников доступа с кодовым разделением каналов (таких как GPS) или близких частотах, таких как GLONASS. Спутники передают различные сигналы для обеспечения возможности отдельно выбирать каждый, даже хотя видны одновременно несколько спутников.

В CDMA системе, такой как GPS, сигналы с каждого спутника различаются друг от друга посредством различных кодов расширения и/или разностей в скоростях кода расширения, то есть в последовательностях $p_i(t)$ и $c_i(t)$. Тем не менее остаются значительные возможности для взаимных помех между сигналами, передаваемыми спутниками. Обычно спектр мощности для СА-кода имеет максимальную мощность на несущей частоте L1 и нули на частотах, кратных основной частоте, 1,023 МГц, СА-кода. Следовательно, следует понимать, что нули встречаются на любой стороне от несущей частоты на $\pm 1,023$ МГц, $\pm 2,046$ МГц, т.п. Аналогично, спектр мощности для P(Y)-кода имеет максимальную амплитуду, центрированную на L1 и L2 частотах, с

нулями на частотах, кратных частоте $\pm 10,23$ МГц, как ожидается в случае сигнала с синусоидальной функцией.

Известно, что можно дополнительно модулировать дальномерные коды с использованием поднесущей, то есть дополнительный сигнал подвергается свертке с сигналами, подобными Р-кодам и/или СА-кодам, чтобы создать модуляцию двоичной смещенной несущей (ВОС), что можно понять, например, из публикаций: J. W. Betz, "Binary Offset Carrier Modulation for Radionavigation", Navigation, Vol. 48, pp227-246, Winter 2001-2002, международной патентной заявки PCT/GB2004/003745 и "Performance of GPS Galileo Receivers Using m-PSK BOC Signals", Proceedings of Institute of Navigation Conference, 2003. 9-12 September 2003, Portland, Oregon, USA, Pratt, A. R., Owen J. I. R, которые включены в настоящую заявку путем ссылки. Стандартная модуляция ВОС хорошо известна. Комбинация части двоичного кода расширения с двоичным поднесущим сигналом производит сигнал ВОС, используемый для модуляции несущей, например, такой как L1. Сигнал ВОС формируется как произведение двоичной поднесущей (известной как модуляция символа расширения), которая является прямоугольным колебанием, и символов расширения (последовательность элементов кода расширения). Модуляция ВОС символа расширения может быть представлена, например, как $c_i(t) * \text{sign}(\sin(2\pi f_s t))$, где f_s представляет собой частоту поднесущей. Специалисту должно быть понятно, что $\text{BOC}(f_s, f_c)$ обозначает модуляцию двоичной смещенной несущей с поднесущей частотой f_s и кодовой скоростью (скоростью передачи элементов сигнала) f_c . Использование двоичных смещенных несущих приводит к следующим иллюстративным описаниям сигналов, передаваемых со спутников:

$$S_{L1}(t) = A_m sc_{im}(t) m_i(t) d_i(t) \cos(\omega_1 t) + A_g sc_{ig}(t) g_i(t) d_i(t) \sin(\omega_1 t) = I_{SL1}(t) + Q_{SL1}(t), \text{ и}$$

$$S_{L2}(t) = B_m sc_{im}(t) m_i(t) d_i(t) \cos(\omega_2 t)$$

где A_m , A_g и B_m - амплитуды;

$m_i(t)$ - код расширения для синфазной (cosine) составляющей сигнала;

$g_i(t)$ - код расширения для квадратурной (sine) составляющей сигнала;

$sc_{im}(t)$ представляет сигнал поднесущей для $m_i(t)$;

$sc_{ig}(t)$ представляет сигнал поднесущей для $g_i(t)$;

ω_1 и ω_2 - L1 и L2 несущие частоты.

Следует понимать, что вариант осуществления, представленный выше, использует одну синфазную составляющую и одну квадратурную составляющую для L1 сигнала. Подобным образом, L2 сигнал содержит одну составляющую. Однако специалисту должно быть понятно, что L1 и/или L2 сигналы могут использовать одну или несколько составляющих.

Сигналы ВОС обычно являются прямоугольными или квадратными колебаниями.

Однако были предложены альтернативы, которые включают в себя более сложную модуляцию символа расширения с использованием кратных уровней сигнала, как можно понять, например, из международной патентной заявки PCT/GB2004/003745, и "Performance of GPS Galileo Receivers Using m-PSK BOC Signals", Proceedings of Institute of Navigation Conference, 2003. 9-12 September 2003, Portland, Oregon, USA, Pratt, A. R, Owen J. I. R, цитированных выше. Они обеспечивают средство для лучшего управления спектром результирующего сигнала, так как спектральная плотность мощности $\Phi_{n,m}x(t)$, где x является обобщенной переменной частоты, ВОС модуляции символа

расширения, полностью определяется уравнением:

$$\Phi_{n,m}(x) = \frac{2\pi}{m\omega_0} \cdot \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{\left\{\frac{\pi x}{m}\right\} \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \right\}^2$$

где $x = \omega/\omega_0$.

В поднаборе многоуровневых цифровых сигналов, используемых в качестве сигналов модуляции символа расширения, выделяется определенная категория, которая получила название «составная ВОС» (СВОС), что можно понять, например, из публикации: Avila-Rodriguez, J.A. et al, *"Revised Combined 5 Galileo/GPS Frequency and Signal Performance Analysis"*, Proceedings of Institute of Navigation Conference, 2005, 13-16 September 2005, Long Beach, California, USA, которая полностью включена в настоящую заявку путем ссылки для всех целей, в которой несколько сигналов двоичной смещенной несущей аддитивно объединяются, образуя сигнал модуляции символа расширения.

Также появился дополнительный вариант для управления спектром, который использует методы с мультиплексированием по времени, в которых несколько сигналов ВОС модуляции символа расширения объединяются в заданной временной последовательности, что можно понять из вышеупомянутой заявки РСТ и публикаций: Pratt, A.R., Owen, J.I.R., *"Signal Multiplex Techniques in Satellite Channel Availability, Possible Applications to Galileo"*, GNSS 2005, Institute of Navigation Conference Record, pp2448-2460, September 13-16, 2005, Long Beach и Pratt, A. R, Owen, J. I. R., *"Galileo Signal Optimisation in L1"*, Conference Record, National Technical Meeting, Institute of Navigation, pp332-345, January 24-26, 2005, San Diego. Согласно указанному методу задают определенную модуляцию символа расширения, извлеченную из заданного алфавита таких сигналов модуляции, одну для каждого элемента кода расширения (или временного интервала - квантованного элементом кода). Посредством процесса выбора того, какую ВОС модуляцию следует использовать в каком временном интервале, можно управлять относительными пропорциями каждой составляющей модуляции символа расширения. Известны только двоичные версии такой комбинации, хотя специалистам должно быть понятно, что также возможны многоуровневые эквивалентные комбинации, в которых используются как методы мультиплексирования по времени для определения того, какая модуляция символа расширения используется в каждом временном интервале, так и алфавит модуляций символа расширения, которые являются многоуровневыми, и могут представлять собой сочетание основных сигналов ВОС символов расширения. Такие сочетания могут быть в примерных реализациях обеспечены либо аддитивными, либо мультипликативными, либо какими-либо другими средствами объединения основных сигналов модуляции.

Мультиплексированная ВОС

Для нескольких спутниковых навигационных систем было предложено использовать общий спектр модуляции так, чтобы сигналы/службы поддерживали определенную степень функциональной совместимости, что можно понять, например, из публикации: Hein, G. W. et al, *MBOC: The New Optimized Spreading Modulation for GALILEO L1 OS and GPS L1C*, Conference Record, IEEE PLANS/IoN National Technical 5 Meeting, San Diego, April 2006, Session C5, Paper 7. Общий спектр не требует, чтобы различные спутниковые навигационные системы передавали идентичные сигналы.

Описанный общий спектр, известный как мультиплексированная ВОС или МВОС, может быть реализован либо посредством метода мультиплексирования по времени, либо посредством суперпозиции (наложения) требуемых составляющих ВОС. Метод мультиплексирования по времени, использующий двоичные смещенные несущие, известен как ТМВОС, тогда как метод суперпозиции известен как составная ВОС, или, по первым буквам, СВОС.

Способ мультиплексирования по времени для построения сигнала модуляции символа расширения с использованием составляющих ВОС модуляции

проиллюстрирован на фиг.2, на которой показана пара сигналов 200. Полный ВОС сигнал или поднесущая 202 содержит несколько пакетов 204-208 импульсов модуляции А первого символа расширения, причем каждый пакет импульсов имеет длительность в один элемент сигнала кода расширения. Может быть несколько следующих друг за другом элементов сигнала с этой модуляцией. Полная МВОС составляющая 202 также содержит по меньшей мере один пакет 210 импульсов модуляции В второго, отличающегося, символа расширения с подобными характеристиками, но имеющего отличную частоту смещения несущей. Показанная составляющая 202 МВОС также содержит пакет 212 импульсов модуляции третьего символа, который указан как модуляция типа С расширения еще с одной частотой смещения несущей. В уровне техники каждый из этих пакетов импульсов модуляции имеет характеристику ВОС несущей, но с общей частотой элементов сигнала. Перед передачей с навигационного спутника несущий сигнал и модуляция символа расширения дополнительно модулируются посредством кода 214 расширения. Следует понимать, что иллюстрируется только примерное число элементов сигнала от n элементов сигнала до $n+4$ элементов сигнала полного кода расширения. Для метода мультиплексирования по времени с составляющими модуляции символа расширения двоичной смещенной несущей относительная величина составляющих определяется долей времени (в единицах элементов кодовой последовательности или элементов сигнала), уделенной каждому. В примере по фиг.2 доля времени, выделенная модуляции А первого символа расширения, составляет $3/5$, модуляции В - $1/5$ и модуляции С - $1/5$, при условии, что упомянутая конфигурация будет продолжаться до бесконечности. Специалистам должно быть понятно, что возможны другие пропорции долей времени с ограничением, которое заключается в том, что относительная мощность каждой составляющей устанавливается в виде кратных числа $1/N$, где N - длина повторяющейся последовательности расширения. Это ограничение может быть преодолено также различными заданными значениями мультиплексирования по времени для каждого повторения последовательности расширения.

СВОС

Альтернативное формулирование спектра МВОС осуществляется посредством аддитивного способа, при котором аддитивно объединяются два непрерывных во времени сигнала модуляции символа расширения двоичной смещенной несущей. На фиг.3 приведено изображение 300 сигнала, формируемого с использованием этого способа. Изображены первая 302 и вторая 304 составляющие сигнала ВОС.

Относительные величины двух составляющих 302 и 304 управляются через амплитуды каждой из ВОС составляющих. Первая ВОС 302 представляет собой исходный сигнал ВОС, который является сигналом ВОС(1,1). В качестве второго сигнала 304 изображен сигнал ВОС(5,1). Изображены несколько элементов сигнала от n элементов сигнала до $n+4$ элементов сигнала кода 306 расширения. Показан сигнал СВОС 308, получающийся в результате аддитивного объединения первого 302 и второго 304

сигналов. Следует понимать, что сигнал СВОС 308 содержит первую и вторую составляющие, отражающие, соответственно, их отношение к первой 302 и второй 304 ВОС. Вторая составляющая 310 по величине уменьшена по сравнению с первой составляющей. Для сигнала СВОС 308 из двух составляющих показано, что
 5 результирующий сигнал имеет 4 уровня. В общем, сигнал СВОС, выводимый из n сигналов ВОС, имеет 2^n уровней. В зависимости от относительных амплитуд некоторые из этих уровней могут совпадать.

Модуляция символа расширения двоичной смещенной несущей

10 Обычное средство определения характеристик модуляции двоичной смещенной несущей осуществляется через два параметра n и m . Модуляция обозначается как ВОС(n,m), где n относится к частоте смещенной несущей и m относится к скорости передачи элементов сигнала. Параметры m и n обычно связаны с сигналом, подобным GPS, где главный тактовый генератор спутника генерирует колебания на
 15 частоте 10,23 МГц или некоторых более высоких или низких частотах, кратных данной частоте. Тогда параметры могут принимать значения, выраженные как:

Частота смещения несущей= $n \times 1,023$ МГц;

Скорость передачи элементов сигнала= $m \times 1,023$ мегаэлементов сигнала в секунду.

20 В известном осуществлении спектра с мультиплексированием по времени, содержащего две составляющие ВОС модуляции, известно, что фаза модуляции символа расширения идентична при переходе к каждому элементу кода (элементу сигнала). Например, если ВОС модуляция символа расширения имеет положительный переход в начале определенного элемента кода, имеющего значение +1, и
 25 отрицательный переход в начале определенного элемента кода, имеющего значение -1, то указанные заданные значения фаз могут применяться к каждому символу расширения в полной последовательности.

МВОС

30 Одна общая спектральная плотность мощности (PSD), которая могла бы использоваться обеими группировками навигационных спутников систем Galileo и GPS системы, определяется как:

$$\Phi_{\text{МВОС}}(\omega) = \frac{10}{11} \cdot \Phi_{(1,1)}(\omega) + \frac{1}{11} \cdot \Phi_{(6,1)}(\omega) \quad (1)$$

Во многих спутниковых навигационных системах обычно передают как сигнал, несущий данные, так и так называемый пилот-сигнал, который не несет
 информационное сообщение. Информационное сообщение передается на более низкой скорости передачи, чем код расширения. Для СА-кода GPS скорость передачи кода
 40 расширения составляет 1,023 МГц, тогда как информационное сообщение передается на скорости 50 бит в секунду. В модернизированной GPS системе передают как пилот-сигнал, так и информационный сигнал, но не обязательно на одинаковых уровнях мощности. В способе генерации МВОС спектра с мультиплексированием по времени
 45 имеется широкий диапазон возможностей для выбора заданных значений для разделения мощности между каналами пилот-сигнала и информационного сигнала. Это обеспечивает возможность передачи каждой из ВОС составляющих символа расширения пилот-сигналов и информационных сигналов с различными
 50 относительными долями мощности. Например, если две составляющие модуляции символа расширения представляют собой ВОС(1,1) и ВОС(6,1), то информационный сигнал, имеющий долю γ полной мощности, использует ВОС(1,1) модуляцию символа расширения только пока пилот-сигнал, имеющий долю $(1-\gamma)$ полной мощности,

использует вариант мультиплексирования по времени, при котором спектральная плотность мощности:

$$\begin{aligned} \Phi_{Pilot}(\omega) &= \left(\frac{10}{11} - \gamma\right) \cdot \left(\frac{1}{1-\gamma}\right) \cdot \Phi_{(1,1)}(\omega) + \frac{1}{11} \left(\frac{1}{1-\gamma}\right) \cdot \Phi_{(6,1)}(\omega) \\ \Phi_{Data}(\omega) &= \Phi_{(1,1)}(\omega) \end{aligned} \quad (2)$$

Такая комбинация допускает значительную свободу выбора долей мощности, выделенной информационному сигналу и пилот-сигналу, и определения того, как две составляющие ВОС(n,m) распределяются между этими двумя сигналами. В уравнении (2) объединенную PSD плотность как для пилот-сигнала, так и для информационного сигнала поддерживают согласно требуемой плотности PSD МВОС. СВОС

Для способа составной ВОС выбор параметров для разделения мощности является более сложным.

Следующие уравнения показывают сложность, связанную с управлением СВОС спектральной плотности мощности. Предполагается, что в составном ВОС спектре имеются по меньшей мере две составляющие. В целях иллюстрации ниже следующие уравнения составлены для двух составляющих. Однако специалистам должно быть понятно, что может быть использовано более двух составляющих.

Спектр двоичной смещенной несущей, ВОС(n,m), с синусоидальной фазовой модуляцией символа расширения задается уравнением (3). Уравнение (3) показывает сложный спектр, $H_{n,m}(\omega)$, для значений $(2n/m)$, которые являются четными. Это соответствует (n/m) полным циклам двоичной смещенной несущей в каждом символе кода расширения. Сложный спектр основан на вычислении по длительности одного элемента кода, $\Delta T = 2\pi/(m\omega_0)$. Сигнал, используемый для вычислений спектра, имеет продолжительность в интервале $t \in (-\Delta T/2, \Delta T/2)$, и для определенности имеет положительный переход в $t=0$.

$$H_{n,m}^{\sin}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n}{m}+1\right)} \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \cdot \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \quad (3)$$

где $x = \omega/\omega_0$

и $\omega_0 = 2\pi \cdot 1,023 \cdot 10^6$

Заметим, что спектр синусоидального фазового сигнала ВОС(n,m), $H_{n,m}^{\sin}(\omega)$, полностью состоит из мнимых составляющих благодаря присутствию члена $j = (\sqrt{-1})$ в знаменателе.

Подобным образом, спектр двоичной смещенной несущей, ВОС(n,m), с косинусоидальной фазовой модуляцией символа расширения задается уравнением (3-1). Уравнение (3-1) показывает сложный спектр, $H_{n,m}^{\cos}(\omega)$ для значений $(2n/m)$, которые являются четными. Это соответствует (n/m) полным циклам двоичной смещенной несущей в каждом символе кода расширения. Сложный спектр основан на вычислении по длительности одного элемента кода, $\Delta T = 2\pi/(m\omega_0)$. Сигнал, используемый для вычислений спектра, имеет продолжительность в интервале $t \in (-\Delta T/2, \Delta T/2)$, и для определенности имеет положительную задержку в $t=0$.

$$H_{n,m}^{\cos}(\omega) = \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n}{m}+1\right)} \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{m\omega_0 \cdot \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)}$$

где $x = \omega/\omega_0$ (3-1)

и $\omega_0 = 2\pi \cdot 1,023 \cdot 10^6$

Заметим, что спектр косинусоидального фазового сигнала $\text{BOC}(n,m)$, $H_{n,m}^{\cos}(\omega)$, состоит полностью из реальных составляющих.

Соответствующая спектральная плотность мощности (PSD) задается в уравнении (4), приведенном ниже, и представляет собой усредненное значение за 1 секунду, при условии, что каждый символ кода расширения принимает (двоичное) состояние, выбранное произвольно из элементов $\{+1, -1\}$. Плотность PSD выражается как:

$$\Phi_{n,m}(x) = \frac{2\pi}{m\omega_0} \cdot \frac{\left[\sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right) \right]^2}{\left[\left\{ \frac{\pi x}{m} \right\} \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \right]^2} \quad (4)$$

Как описано выше, в составном сигнале двоичной смещенной несущей (ВОС) в качестве альтернативы мультиплексированию по времени сигнал формируется путем аддитивного объединения двух или нескольких ВОС составляющих для каждого символа расширения. Таким образом, каждый символ расширения имеет спектр, содержащий, в случае с двумя составляющими, часть α составляющей $\text{BOC}(n,m)$ и часть β составляющей $\text{BOC}(k,m)$. Заметим, что обе составляющие имеют одинаковую частоту кода расширения (элементов сигнала) (одинаковую длительность элемента кода расширения). Тогда полный сложный спектр выражается как:

$$S_c(\omega) = H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega) \quad (5)$$

Соответствующая спектральная плотность мощности формируется из произведения $S_c(\omega)$ с его комплексно сопряженным числом, и для реальных α, β выражается как:

$$\begin{aligned} \Phi_c(\omega) &= S_c^*(\omega) \cdot S_c(\omega) \\ &= |S_c(\omega)|^2 \\ &= (\alpha \cdot H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega)) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \end{aligned} \quad (6)$$

где

$$\Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

и

$$\Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)$$

Уравнения (6) ясно показывают различия в плотностях PSD для составных ВОС (аддитивных сигналов) и мультиплексирования по времени. Спектральная плотность мощности, $\Phi_{TM}(\omega)$, для составляющих символа расширения с мультиплексированием по времени $\text{BOC}(n,m)$ и $\text{BOC}(k,m)$, если доли составляют α^2 и β^2 , выражается как:

$$\Phi_{TM}(\omega) = \alpha^2 \cdot \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \cdot \Phi_{k,m}(\omega) \quad (7)$$

Следовательно, последовательность с мультиплексированием по времени содержит $\alpha^2/(\alpha^2+\beta^2)$ элементов сигнала со спектральной плотностью мощности $\Phi_{n,m}(\omega)$ и $\beta^2/(\alpha^2+\beta^2)$ элементов сигнала со спектральной плотностью мощности $\Phi_{k,m}(\omega)$. Различие между плотностями PSD для методов CBOC и TMBOC основано на присутствии кросс-спектральных членов в плотности CBOC PSD, $\Phi_{cross}(\omega)$:

$$\Phi_{cross}(\omega) = \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \quad (8)$$

Ситуация осложняется, когда, например, имеются 3 составляющие, формирующие составной сигнал. В варианте реализации с мультиплексированием по времени составляющие рассредоточиваются среди элементов кода в подходящих количествах, чтобы установить соответствующие доли спектральной плотности мощности, необходимые для каждой составляющей, которую необходимо передавать (более точно это осуществляется во время генерации сигнала, поскольку на спутниках имеются фильтры передачи, которые контролируют внеполосные излучения). В типичном примере доли α^2 , β^2 и δ^2 для сигналов с каждой из трех плотностей PSD рассчитываются, как показано в нижеследующем уравнении (9).

$$\Phi_{TM}(\omega) = \alpha^2 \cdot \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \cdot \Phi_{k,m}(\omega) + \delta^2 \cdot \Phi_{l,m}(\omega) \quad (9)$$

Соответствующий спектр для аддитивного способа получения составного сигнала ВОС из трех составляющих имеет три кросс-спектральных члена формы уравнения (9).

$$\begin{aligned} \Phi_C(\omega) &= S_C^*(\omega) \cdot S_C(\omega) \\ &= (\alpha \cdot H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}^*(\omega) + \delta \cdot H_{l,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot H_{k,m}(\omega) + \delta \cdot H_{l,m}(\omega)) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \delta^2 \Phi_{l,m}(\omega) \\ &\quad + \alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \\ &\quad + \alpha\delta(H_{n,m}^* \cdot H_{l,m} + H_{n,m} \cdot H_{l,m}^*) \\ &\quad + \beta\delta(H_{k,m}^* \cdot H_{l,m} + H_{k,m} \cdot H_{l,m}^*) \end{aligned}$$

где

$$\Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

$$\Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)$$

$$\Phi_{l,m}(\omega) = H_{l,m}^*(\omega) \cdot H_{l,m}(\omega)$$

(10)

Кросс-спектральные члены в уравнении (10) имеют значительное влияние на передаваемую плотность PSD. Ясно, что присутствие кросс-спектральных членов затрудняет реализацию общей плотности PSD для CBOC и MBOC.

Задача вариантов осуществления настоящего изобретения состоит в том, чтобы по меньшей мере снизить остроту одной или нескольких проблем уровня техники.

Раскрытие изобретения

Соответственно варианты осуществления настоящего изобретения обеспечивают способ генерации сигнала, содержащий этапы генерации, по меньшей мере, первой и второй частей сигнала; причем первая часть выводится из по меньшей мере соответствующих первых частей по меньшей мере первого и второго сигналов ВОС,

имеющих первое фазовое состояние, или по меньшей мере имеет характеристики упомянутых частей, и вторая часть выводится из по меньшей мере вторых соответствующих частей по меньшей мере первого и второго сигналов ВОС, имеющих второе фазовое состояние, комплементарное к первому фазовому состоянию, или
5 имеет характеристики упомянутых частей.

Предпочтительно, при усреднении, например по двум элементам сигнала или некоторому другому периоду времени или интервалу, составной сложный спектр для комбинации двух модулирующих поднесущих содержит по меньшей мере существенно
10 уменьшенные, и предпочтительно по существу исключенные, кросс-спектральные члены. Это позволяет, например, спектру модулирующей поднесущей, как, например, составному сигналу ВОС, иметь, по существу, ту же спектральную плотность мощности (PSD), как и у другой модулирующей поднесущей, как, например, несущей ВОС, мультиплексированной с разделением по времени, если их
15 рассматривать с точки зрения того, содержат ли спектры мощности обеих поднесущих кросс-спектральные члены.

Дополнительный вариант осуществления обеспечивает способ генерации сигнала СВОС или сигнала модуляции с расширением спектра из первого и второго сигналов ВОС, причем сигнал СВОС имеет предварительно заданную спектральную
20 плотность мощности, содержащую, по меньшей мере, уменьшенные кросс-спектральные члены спектральных плотностей мощности первого и второго сигналов ВОС, усредненных, по меньшей мере, по двум заданным временным интервалам, как например, по меньшей мере, по двум элементам сигнала; при этом
25 способ содержит этапы установления таких состояний первого и второго сигналов ВОС по последующему заданному временному интервалу из, по меньшей мере, двух заданных временных интервалов, которые комплементарны состояниям первого и второго сигналов ВОС по текущему заданному временному интервалу, из,
30 по меньшей мере, двух предварительно заданных временных интервалов.

Другой вариант осуществления обеспечивает генератор сигналов, содержащий средство для генерации, по меньшей мере, последующей части сигнала относительно, по меньшей мере, текущей части сигнала; причем текущая часть выводится из, по
35 меньшей мере, текущих соответствующих частей, по меньшей мере, первого и второго сигналов ВОС, имеющих первое фазовое состояние, или, по меньшей мере, имеет характеристики упомянутых частей или связана с упомянутыми частями, причем средство для генерации содержит средство для объединения, по меньшей мере, последующих частей, по меньшей мере, первого и второго ВОС сигналов, имеющих
40 второе фазовое состояние, комплементарное первому фазовому состоянию.

Другой вариант осуществления обеспечивает генератор сигналов для генерации сигнала СВОС из первого и второго ВОС сигналов, причем сигнал СВОС имеет заданную спектральную плотность мощности, содержащую, по меньшей мере, уменьшенные кросс-спектральные члены спектральных плотностей мощности
45 первого и второго ВОС сигналов, усредненных, по меньшей мере, по двум заданным временным интервалам; причем генератор содержит средство для установления таких состояний первого и второго сигналов ВОС по последующему заданному временному интервалу из, по меньшей мере, двух заданных временных интервалов, которые
50 комплементарны состояниям первого и второго сигналов ВОС по текущему заданному временному интервалу, из, по меньшей мере, двух заданных временных интервалов.

Варианты осуществления обеспечивают сигнал, содержащий, по меньшей мере,

последующую часть сигнала относительно, по меньшей мере, текущей части сигнала; причем текущая часть выводится из, по меньшей мере, текущих соответствующих частей по меньшей мере первого и второго сигналов ВОС, имеющих первое фазовое состояние, или имеет характеристики упомянутых частей или связан с ними, так что фазовое состояние, по меньшей мере, последующих частей по меньшей мере первого и второго сигналов ВОС, связанных, по меньшей мере, с упомянутой последующей частью, является комплементарным первому фазовому состоянию.

Варианты осуществления настоящего изобретения могут быть реализованы в виде аппаратных средств, программного обеспечения или их сочетания. Соответствующим образом, аспект настоящего изобретения обеспечивает компьютерную программу, содержащую выполняемые компьютером инструкции для осуществления способа, системы, устройства, генератора или генерации сигнала согласно вариантам осуществления настоящего изобретения. Кроме того, такая компьютерная программа может храниться с использованием любой формы носителя данных, таких как, например, оптические и магнитные машиночитаемые носители, ИС, постоянные запоминающие устройства (ROM, ПЗУ), программируемые постоянные запоминающие устройства (PROM, ППЗУ) и другие энергозависимые и энергонезависимые устройства. Соответствующим образом, варианты осуществления настоящего изобретения обеспечивают машиночитаемый носитель, на котором хранится такая компьютерная программа.

В соответствии с действующими в настоящее время предложениями между операторами нескольких спутниковых навигационных систем (таких, как США с системой GPS, а также Европейский Союз с системой Galileo), имеются официальные документы, которые приводят в исполнение рекомендацию совместных технических рабочих групп использовать общую плотность PSD для сигналов каждой системы в диапазоне L1 RNSS (радионавигационная спутниковая служба). При этом может не требоваться осуществление того же самого временного сигнала. Варианты осуществления настоящего изобретения позволяют реализовать вышеупомянутую общую плотность PSD для сигналов каждой системы в диапазоне L1 RNSS.

В дополнительном аспекте настоящего изобретения для устранения кросс-спектрального члена в уравнении 6 используется второй способ. Он имеет такой же эффект, как другие способы, но является альтернативным вариантом реализации. Кросс-спектральный член $\Phi_{\text{cross}}(\omega)$ может быть установлен равным нулю, если выполняется следующее условие:

$$(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) = 0 \text{ или эквивалентно}$$

$$H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} = -H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*$$

Указанное условие может быть выполнено, если спектры ВОС(n,m) составлены из чисто мнимых составляющих, тогда как спектры ВОС(k,m) состоят из чисто действительных составляющих. Следовательно, при таком условии комплексно сопряженное число для $H_{n,m}^{\sin}(\omega)$ выражается как:

$$H_{n,m}^{\sin*} = -H_{n,m}^{\sin}$$

тогда как комплексно сопряженное число для $H_{k,m}^{\cos}(\omega)$ не изменяет знак:

$$H_{k,m}^{\cos*} = +H_{k,m}^{\cos}$$

Заметим, что верхние индексы sin и cos добавлены, чтобы определить фазирование поднесущей в модуляции символа расширения двоичной смещенной несущей. Такая комбинация удовлетворяет условию, требуемому для устранения кросс-спектрального

члена. Данный вариант осуществления настоящего изобретения требует, чтобы две составляющие ВОС имели фазирование, по существу, в квадратуре, одна в синусоидальном фазировании и другая в косинусоидальном фазировании.

Еще один из аспектов вариантов осуществления настоящего изобретения обеспечивает архитектуры приемника для обработки передаваемых сигналов, указанных в настоящей заявке. Могут быть реализованы варианты осуществления, которые имеют единый канал для, по существу, одновременной обработки всех составляющих сигнала. В качестве альтернативы или дополнения, могут быть реализованы варианты осуществления, которые имеют множество каналов, так, чтобы отдельные составляющие сигнала обрабатывались отдельно соответствующими каналами. Специалистам должно быть понятно, что такая обработка не обязательно может быть оптимизирована для обеспечения максимального отношения сигнала к шуму.

Краткое описание чертежей

Далее варианты выполнения настоящего изобретения будут описаны исключительно в качестве примера со ссылками на сопровождающие чертежи, на которых:

фиг.1 изображает передатчик или генератор сигналов,
фиг.2 изображает известную двоичную смещенную несущую (МВОС),
мультиплексированную с разделением по времени,
фиг.3 изображает известную составную двоичную смещенную несущую (СВОС),
фиг.4 изображает сигнал СВОС согласно варианту осуществления настоящего изобретения,
фиг.5 изображает обычную схему системы для генерации СВОС сигнала,
фиг.6 изображает схему системы для генерации сигнала СВОС согласно варианту осуществления настоящего изобретения,
фиг.7 изображает схему системы для генерации сигнала СВОС согласно вариантам осуществления настоящего изобретения, которые используют эпоху кода расширения для управления инверсией фазы,
фиг.8 изображает вариант схемы системы для генерации СВОС сигнала, которая изображена на фиг.7,
фиг.9 изображает дополнительный вариант схемы системы для генерации сигнала модуляции символа расширения согласно варианту осуществления, и
фиг.10 изображает еще один дополнительный вариант осуществления схемы системы для генерации сигнала СВОС.

Осуществление изобретения

На фиг.1 схематически показан передатчик 100 согласно варианту осуществления настоящего изобретения. Передатчик 100 содержит средство 102, то есть генератор, для генерации или выбора дальномерных кодов для передачи. Специалистам должно быть понятно, что такие дальномерные коды могут генерироваться, например, посредством реализаций сдвигового регистра. Альтернативой генерации посредством сдвигового регистра может быть воспроизведение последовательности кодовых состояний, содержащей кодовую последовательность из запоминающего устройства, выполненного с возможностью непрерывного воспроизведения таких последовательностей. Следует понимать, что средство 102 для генерации и/или выбора дальномерных кодов иллюстрируется как формирующее $g_i(t)$ и $m_i(t)$. Указанные коды подаются в соответствующие блоки 104 и 106 смешивания. Блоки 104 и 106 смешивания выполнены с возможностью объединения дальномерных кодов с

поднесущими согласно вариантам осуществления настоящего изобретения.

Соответствующие генераторы 108 и 109 поднесущих генерируют поднесущие. При необходимости, информационный сигнал $d_i(t)$ также предпочтительно смешивается с дальномерными кодами и поднесущими. Длительность одного бита информационного сигнала обычно является целым кратным по отношению к интервалу повторения кода. Например, в СА-коде GPS он составляет 20 интервалов повторения кода, каждый из которых имеет длительность в 1 миллисекунду, то есть скорость передачи данных составляет 50 бит в секунду. Смешанные сигналы 112 и 114 подаются в дополнительную пару блоков 116 и 118 смешивания, где они смешиваются с синфазным и квадратурным сигналами, формируемыми блоком 120 и 121 осциллятора и фазовращателя. Дополнительно смешанные сигналы 122 и 124 объединяются сумматором 126 и выводятся для последующего преобразования с повышением частоты соответствующим повышающим преобразователем 128. Выходной сигнал из повышающего преобразователя 128 подается в усилитель 130 высокой мощности и затем фильтруется соответствующим фильтром 133 для последующей передачи, например спутником или другим устройством, выполненным с возможностью излучать или передавать дальномерные коды.

В предпочтительном варианте осуществления действие настоящего изобретения включает в себя упорядочение относительных фаз генераторов двоичной смещенной несущей для способа аддитивного объединения таким образом, чтобы обеспечить разнообразное множество различных значений спектральной плотности мощности, по одному для каждого заданного значения фазы. Такое заданное значение, в первом случае, является действительным на протяжении одного элемента кода или элемента сигнала. На протяжении нескольких элементов кода или полной кодовой последовательности каждое заданное значение фазы (и соответствующего спектра мощности) генерируется заданное число раз. Результирующая спектральная плотность мощности соответствует средней плотности PSD для всех генерированных значений плотности. Следовательно, можно исключить сигналы, возникающие из кросс-спектральных членов в результирующем спектре составной BOC. Следовательно, средняя плотность PSD может устанавливаться идентичной по отношению к плотности в случае с вариантом модуляции BOC символа расширения с мультиплексированием по времени.

Для комбинации двух составляющих имеется только два определенных заданных значения фазы для α и β , как следует из таблицы 1. Произведение α и β определяют как оператор присваивания фазы.

Таблица 1

Задание фазы α и β

Фаза	$\beta = +$	$\beta = -$
$\alpha = +$	+	-
$\alpha = -$	-	+

Согласно приведенной таблице, если половина BOC(n,m) и BOC(k,m) генерируется с одинаковым заданным значением фазы из оператора ($\alpha\beta=+1$) задания фазы и половина с противоположной фазой - из оператора ($\alpha\beta=-1$) задания фазы, то средняя

плотность PSD выражается как:

$$\begin{aligned}
 \Phi_C(\omega)|_{ave} &= 0.5 \cdot S_{C++}^*(\omega) \cdot S_{C++}(\omega) + 0.5 \cdot S_{C+-}^*(\omega) \cdot S_{C+-}(\omega) \\
 &= 0.5 \cdot \left(|S_{C++}(\omega)|^2 + |S_{C+-}(\omega)|^2 \right) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) \\
 &\quad + 0.5\alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) - 0.5\alpha\beta(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega)
 \end{aligned} \tag{11}$$

Как можно видеть из уравнения (11), заданные значения фазы генераторов ВОС управляют результирующим спектром. Путем выделения 50% каждому заданному значению фазы удаляется результирующий кросс-спектральный член. Выгода такой компоновки состоит в том, что плотность PSD составной ВОС (аддитивное объединение) составляется только из плотностей PSD каждой из составляющих частей, и в любых требуемых пропорциях (α, β). Если требуется, то часть кросс-спектрального члена может быть сохранена посредством изменения пропорций положительного и отрицательного операторов задания фазы.

Определение фазы ВОС генераторов выполняется в момент времени, соответствующий центру модуляции символа кода расширения. Заданное значение фазы является общим для полного символа расширения. Оно соответствует общему направлению перехода сигнала в центральный момент символа расширения, как показано на фиг.3 с помощью позиций 312 и 320. Для первого предпочтительного варианта осуществления, в котором используются 2 ВОС генератора, спектр выходного сигнала для объединенного кода и состояния данных $\{+1\}$, состояния фазы $\{+1\}$, выражается как:

$$\begin{aligned}
 H_C(\omega) &= \alpha \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \phi_k H_{k,m}(\omega) \\
 H_{n,m}(\omega) &= \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{n}{m}+1\right)} \sin\left(\frac{\pi x}{2n}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \cdot \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2n}\right)} \\
 H_{k,m}(\omega) &= \frac{2\pi \cdot (-1)^{\left(\frac{k}{m}+1\right)} \sin\left(\frac{\pi x}{2k}\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi x}{m}\right)}{jm\omega_0 \cdot \left(\frac{\pi x}{m}\right) \cdot \cos\left(\frac{\pi x}{2k}\right)}
 \end{aligned} \tag{12}$$

где $x = \omega/\omega_0$

$\phi_n, \phi_k \in \{+1, -1\}$,

и $\omega_0 = 2\pi \cdot 1,023 \cdot 10^6$

и соответствующая плотность PSD выражается как:

$$\begin{aligned}
 \Phi_C(\omega) &= (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}(\omega)) \\
 &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta\phi_n\phi_k(H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*) \\
 &\text{и где, как указано выше}
 \end{aligned} \tag{13}$$

$$\Phi_{n,m}(\omega) = H_{n,m}^*(\omega) \cdot H_{n,m}(\omega)$$

$$\Phi_{k,m}(\omega) = H_{k,m}^*(\omega) \cdot H_{k,m}(\omega)$$

Как можно видеть из уравнения (11), присутствие переключений заданных значений

фазы не влияет на присутствие или знаки значений спектральной плотности мощности для составляющих ВОС(n,m) или ВОС(k,m), $\Phi_{n,m}(\omega)$, $\Phi_{k,m}(\omega)$. Однако произведение заданных значений фазы ϕ_n, ϕ_k , которое может принимать значения +1 или -1, управляет знаком кросс-спектрального члена. Следовательно, выбирая заданные значения фазы, которые делают член фазы положительным или отрицательным, спектральные плотности мощности, как в уравнении (12), могут быть составлены следующим образом.

для $\phi_n, \phi_k = +1, +1$ или $\phi_n, \phi_k = -1, -1$

$$\begin{aligned}\Phi^{++}_c(\omega) &= \Phi^{--}_c(\omega) \\ &= (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}^*(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}^*(\omega)) \cdot (\alpha \cdot \phi_n H_{n,m}(\omega) + \beta \cdot \phi_k H_{k,m}(\omega)) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) + \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)\end{aligned}\quad (14)$$

для $\phi_n, \phi_k = +1, -1$ или $\phi_n, \phi_k = -1, +1$

$$\begin{aligned}\Phi^{+-}_c(\omega) &= \Phi^{-+}_c(\omega) \\ &= \alpha^2 \Phi_{n,m}(\omega) + \beta^2 \Phi_{k,m}(\omega) - \alpha\beta (H_{n,m}^* \cdot H_{k,m} + H_{n,m} \cdot H_{k,m}^*)\end{aligned}$$

Таким образом, объединяя равное число сигналов с каждой из плотностей PSD в уравнении 12 и имея, по существу, комплементарные заданные значения фазы, можно добиться того, чтобы плотность PSD объединенного сигнала после усреднения по некоторому интервалу не имела кросс-спектральных членов. В качестве альтернативы, подобным образом объединяя неравное число членов, можно сохранять требуемую процентную долю перекрестного спектрального члена.

Существует несколько способов, которыми можно обрабатывать ВОС сигналы, чтобы они имели равные (или, если требуется, неравные) числа комплементарных заданных значений фазы.

Согласно первому варианту осуществления используется метод периодического изменения фазы, согласно которому начальная фаза одного из ВОС(n,m) и ВОС(k,m) сигналов периодически изменяется для каждого элемента сигнала кода расширения. В этом случае интервал усреднения составляет точно 2 элемента сигнала кода, поскольку имеется один элемент сигнала, где спектр имеет характеристику $\Phi^{++}_c(\omega)$ или $\Phi^{--}_c(\omega)$, и один элемент сигнала со спектром $\Phi^{+-}_c(\omega)$ или $\Phi^{-+}_c(\omega)$.

На фиг.4 показано несколько сигналов 400 для генерации сигнала 402 СВОС, имеющего спектральную плотность мощности, по существу, с нулевыми кросс-спектральными членами, которые обычно возникают при объединении первого ВОС(n,m) сигнала 404 и второго ВОС(k,m) сигнала 406. В иллюстрируемом варианте осуществления первый сигнал 404 ВОС представляет собой ВОС(1,1). Однако следует понимать, что с таким же успехом можно использовать и другие сигналы ВОС.

Второй сигнал 406 ВОС представляет собой ВОС(5,1). Однако опять же следует понимать, что для реализации вариантов осуществления настоящего изобретения можно использовать и другие ВОС сигналы, как, например, описанные в вышеперечисленных технических документах и международной патентной заявке. Варианты осуществления настоящего изобретения не ограничиваются ВОС(1,1) или ВОС(5,1). В следующих примерах вместо ВОС(5,1) будет использоваться ВОС(6,1).

На фиг.4 показано несколько пунктирных линий 408-416, которые представляют задаваемые точки сигналов 404 и 406. Понятно, что пунктирные линии 408-416 показаны как находящиеся в середине элементов сигнала ВОС, только в целях иллюстрации. Понятно, что отрицательное изменение уровня сигнала внутри первого

элемента сигнала, n , совпадает с отрицательным изменением уровня сигнала внутри периода первого элемента сигнала второго сигнала 406 ВОС. В контексте настоящей заявки такое центрирование и согласование изменений уровней сигналов 404 и 406 ВОС

в заданных точках, то есть, в настоящем варианте осуществления, в средних точках, является таким, чтобы сигналы были в фазе или имели одинаковое фазовое состояние или соотношение. Следовательно, отрицательный переход первого сигнала 404 ВОС, совпадающий с отрицательным переходом второго сигнала 406 ВОС, находятся в фазе или имеют одинаковое фазовое состояние или соотношение (-,-). Верно также

обратное, то есть совпадающие положительные переходы также считаются находящимися в фазе или имеют одинаковое фазовое состояние или соотношение

(+,+). Следует отметить, что в контексте настоящей заявки фазовые состояния (+,+) и (-,-) являются, по существу, идентичными. Совпадение между положительным переходом первого сигнала 404 ВОС и отрицательным переходом второго сигнала 406 ВОС является таким, что первый и второй сигналы 404 и 406 ВОС определяются как находящиеся не в фазе или как противофазные. Соответствующее фазовое состояние или соотношение представляет собой (+,-). Также верно обратное, то есть

отрицательный переход первого сигнала 404 ВОС и положительный переход второго сигнала 406 ВОС считаются имеющими фазовое состояние или соотношение (-,+), и первый и второй сигналы 404 и 406 ВОС определяются как находящиеся не в фазе или как противофазные. Из иллюстрируемого варианта осуществления понятно, что никакой из сигналов ВОС для иллюстрируемых периодов элементов сигнала не является несинфазным. Все они имеют фазовое состояние (+,+). Специалистам должно быть понятно, что также могут иметь место эквиваленты таких фазовых изменений от (+,+) до (-,-) и от (+,-) до (-,+), в результате изменений состояния 420 кода расширения или состояния 422 символа данных.

Аддитивное объединение первого и второго сигналов 404 и 406 ВОС может образовывать, но в контексте настоящего изобретения точно образует сигнал 308, показанный на фиг.3. Однако сигналы согласно первому варианту осуществления настоящего изобретения формируются так, чтобы кросс-спектральные члены спектра мощности от суммирования первого и второго сигналов 404 и 406 ВОС для нескольких элементов сигнала заданного периода удалялись или усреднялись путем обеспечения комплементарности кросс-спектральных членов спектра мощности от суммирования первого и второго сигналов 404 и 406 ВОС элемента сигнала последующего периода, то есть чтобы они имели фазы, установленные, по меньшей мере, для снижения эффектов и предпочтительно, по существу, полного исключения вышеупомянутых кросс-спектральных членов. Это достигается путем обеспечения того, чтобы первый и второй сигналы 404 и 406 ВОС последующего периода элемента сигнала имели противоположное фазовое состояние или соотношение относительно фазового состояния или соотношения сигналов 404 и 406 ВОС более раннего периода элемента сигнала.

В иллюстрируемом варианте осуществления такой результат достигается посредством обработки второго сигнала 406 ВОС таким образом, чтобы в результате получался сигнал, показанный позицией 418. Рассматривая модифицированный сигнал 418 ВОС и первый сигнал 404 ВОС, можно понять, что фазовые состояния или соотношения периодически изменяются между синфазным состоянием, то есть (+,+), и несинфазным или противофазным, то есть (+,-). Следовательно, объединение первого сигнала 404 ВОС и второго модифицированного сигнала 418 ВОС дает составной сигнал 402 ВОС с желаемой спектральной плотностью мощности. Спектральная

плотность мощности СВОС не содержит кросс-спектральных членов, относящихся к первому сигналу 404 ВОС и второму сигналу 406 ВОС. Поэтому следует понимать, что спектральная плотность мощности сигнала 402 СВОС по существу соответствует

5 Обычно при условии, что в среднем синфазные части первого 404 и второго 406 сигналов ВОС уравниваются равным или соответствующим числом противофазных частей первого 404 и второго 406 сигналов ВОС, чистый вклад векторного произведения в спектральную плотность мощности должен быть нулевым.

10 На фиг.5 показана схема системы 500 для генерации составного сигнала 502 ВОС согласно уровню техники. Пара сигналов 504 и 506 ВОС, $\text{ВОС}(n,m)$ и $\text{ВОС}(k,m)$, при необходимости масштабированных перед объединением посредством преобразователей 508 и 510 масштаба, объединяются с использованием сумматора 512. Умножитель 514 используется для объединения ВОС поднесущей (СВОС) 502 с

15 кодом 516 расширения. Вклады мощности от пары сигналов ВОС контролируются преобразователями 508 и 510 масштаба с использованием коэффициентов γ и $(1-\gamma)$.

На фиг.6 показана схема системы 600 для генерации СВОС сигнала или сигнала модуляции символа расширения согласно варианту осуществления настоящего

20 изобретения. Система 600 содержит пару генераторов 602 и 604 сигнала ВОС для генерации соответствующих ВОС сигналов $\text{ВОС}(n,m)$ 606 и $\text{ВОС}(k,m)$ 608. При необходимости, сигналы 606 и 608 масштабируются посредством преобразователей 610 и 612 масштаба или другим подходящим средством согласно

25 желаемым вкладом мощности сигналов 606 и 608 ВОС в составной сигнал 614, то есть в сигнал 614 СВОС.

Инверсия или изменение фазового состояния или соотношения сигналов 606 и 608 ВОС управляется посредством надлежащего выбора коэффициентов α и β соответствующими умножителями 616 и 618 и генераторами 620 и 622. Следует

30 понимать, что иллюстрированная система 600 представляет собой общий случай. На практике только один из ВОС сигналов будет инвертироваться в любое время, и соответственно первый коэффициент, например α , будет в основном фиксированным или установленным равным +1. Сигналы 624 и 626 ВОС, имеющие выбранные фазы, объединяются посредством сумматора 628 для генерирования сигнала 614 СВОС.

35 Обычно сигнал 614 СВОС умножается умножителем 630 на сигнал 632 расширения, производимый генератором 634 сигнала расширения. Генератор 634 сигнала расширения приводится в действие осциллятором или генератором 636 скорости элементов кода. Могут быть реализованы варианты осуществления настоящего

40 изобретения, в которых по меньшей мере один из α и β генераторов действует в соответствии со скоростью 638 элементов кода тактового генератора или кратных ей значений.

На фиг.7 показана схема 700 системы для генерации сигнала СВОС или сигнала модуляции символа расширения согласно варианту осуществления настоящего

45 изобретения. Система, по существу, подобна той, что описана со ссылкой на фиг.6, но для инверсии фазы или фазового состояния/соотношения, управляемой или реагирующей на эпохи кода/формы расширения. Система 700 содержит пару генераторов 702 и 704 сигнала ВОС для генерации соответствующих ВОС сигналов 706

50 $\text{ВОС}(n,m)$ и 708 $\text{ВОС}(k,m)$. При необходимости, сигналы 706 и 708 масштабируются посредством преобразователей 710 и 712 масштаба или другим подходящим средством согласно желаемым вкладом мощности сигналов 706 и 708 ВОС в составной сигнал 714, то есть в сигнал 714 СВОС.

Инверсия или изменение фазового состояния или соотношения сигналов 706 и 708 ВОС управляется посредством соответствующего выбора коэффициентов α и β соответственными умножителями 716 и 718 и генераторами 720 и 722. Следует понимать, что иллюстрированная система 700 представляет собой общий случай. На практике только один из сигналов ВОС будет инвертироваться в любое время, и соответственно первый коэффициент, например α , будет в основном фиксированным или установленным равным +1. ВОС сигналы 724 и 726, имеющие выбранные фазы, объединяются посредством сумматора 728 для генерирования сигнала 714 СВОС. Обычно сигнал 714 СВОС умножается умножителем 730 на код 732 расширения, производимый генератором 734 кода расширения. Генератор 734 кода расширения приводится в действие осциллятором 736. Код расширения имеет связанное множество расположенных с равными интервалами эпох 738. Знак, то есть $\{+1, -1\}$, коэффициента β изменяется в начале каждого периода кода, то есть каждую эпоху, или периода элемента сигнала кода. Длительность состояний коэффициента β соответствует длительности элемента кода или элемента сигнала. Однако могут быть реализованы варианты осуществления настоящего изобретения, в которых фаза периодического изменения знака может быть установлена так, чтобы изменение происходило чаще, чем в начале каждого периода кода. Также могут быть реализованы варианты осуществления, в которых состояние коэффициента β изменяется на кратных величинах или долях периода кода.

На фиг.8 показана схема 800 системы для генерации сигнала СВОС согласно варианту осуществления настоящего изобретения. Система 800 представляет собой линейную систему, эквивалентную системе, описанной со ссылкой на фиг.7. ВОС сигналы 802 и 804 генерируются соответствующими генераторами 806 и 808 сигналов ВОС. Сигналы 802 и 804 дополнительно масштабируются посредством преобразователей 810 и 812 масштаба согласно желаемым вкладам мощности в сигнал 814 СВОС. Масштабированные сигналы 816 и 818 ВОС умножаются соответствующими умножителями 820 и 822 на коэффициенты α и β согласно желаемым относительным фазам или фазовым состояниям, по меньшей мере, на протяжении текущего элемента сигнала или другого интервала по сравнению с фазовым состоянием или соотношением сигналов ВОС на протяжении предыдущего элемента сигнала или другого интервала. Результирующие сигналы 824 и 826 умножаются соответствующими умножителями 828 и 830 на сигналы 832 и 834 расширения, генерируемые соответствующими генераторами 836 и 838 сигнала расширения. СВОС сигнал 814 получается путем суммирования сигналов 840 и 842 с использованием сумматора 844.

Следует отметить, что второй вариант осуществления может быть реализован, принимая во внимание то, что комбинация генератора 838 кода расширения и генератора коэффициента β может быть заменена новым генератором кода расширения, производящим последовательность В в противоположность последовательности А. Соответственно комбинация генератора коэффициента β , умножителя 822, генератора 838 кода расширения и умножителя 830 может быть заменена соответствующим генератором 846 кода расширения, как показано на фиг.8. При этом необходимо, чтобы сигналы расширения, производимые генераторами 836 и 846 кода расширения, были, по существу, статистически независимыми случайными сигналами, так чтобы в среднем набор фазовых состояний (+,+) и (-,-) уравнивался набором фазовых состояний (+,-) и (-,+). Если требуется некоторая доля кросс-спектральных членов, то фазовые состояния (+,+) и (-,-) не должны

уравновешивать набор фазовых состояний (+,-) и (-,+). На желаемую долю кросс-спектральных членов влияет уровень неуравновешенности.

На фиг.9 показана схема 900 системы для генерации сигнала модуляции символа расширения согласно варианту осуществления настоящего изобретения. Система, по существу, подобна описанной со ссылкой на фиг.6, но для инверсии фазы или фазового состояния/соотношения, управляемых или выбираемых в соответствии с периодом символа или его кратными величинами или долями. Система 900 содержит пару генераторов 902 и 904 ВОС сигнала для генерации соответствующих ВОС сигналов ВОС(n,m) 906 и ВОС(k,m) 908.

При необходимости, сигналы 906 и 908 масштабируются посредством преобразователей 910 и 912 масштаба или другого подходящего средства согласно желаемым вкладам мощности сигналов 906 и 908 ВОС в составной сигнал 914, то есть в сигнал 914 модуляции символа расширения.

Инверсия или изменение фазового состояния или соотношения ВОС сигналов 906 и 908 управляется посредством соответствующего выбора коэффициентов α и β соответствующими множителями 916 и 918 и генераторами 920 и 922. Следует понимать, что иллюстрированная система 900 представляет собой общий случай. На практике только один из ВОС сигналов будет инвертироваться в любое время, и соответственно первый коэффициент α будет в основном фиксированным или установленным равным +1. ВОС сигналы 924 и 926, имеющие выбранные фазы, объединяются посредством сумматора 928 для генерирования СВОС сигнала 914. Обычно сигнал 914 СВОС умножается множителем 930 на код 932 расширения, производимый генератором 934 кода расширения. Генератор 934 кода расширения приводится в действие осциллятором 936. Знак, то есть $\{+1, -1\}$, коэффициента β изменяется в каждом периоде кода, или кратных величинах периода или его долях.

Результирующая комбинация сигнала 914 СВОС и сигнала расширения умножается на информационный сигнал 940 с использованием множителя 942 для генерации комбинации сигнала СВОС, сигнала кода расширения и информационного сигнала.

Следует понимать, что могут быть реализованы варианты осуществления, согласно которым используют отдельную кодовую последовательность для модуляции символа расширения ВОС(n,m) и ВОС(k,m). Длительность кодовой последовательности в данном примере идентична длительности двух модуляций символа расширения, но это не обязательно. Например, могут быть реализованы варианты осуществления настоящего изобретения, в которых один из генераторов кода расширения имеет период, который является кратной величиной периода другого генератора кода расширения. Кроме того, могут быть реализованы варианты осуществления настоящего изобретения, в которых длины последовательностей кода расширения не имеют рациональной численной зависимости. Коды расширения обычно выбираются из одного и того же семейства, но это тоже не обязательно. Чтобы усредненный спектр имел, по существу, нулевые кросс-спектральные члены, два кода должны иметь такие характеристики независимых случайных последовательностей, чтобы их взаимная корреляция (при нулевом временном сдвиге) была, по существу, нулевой. Указанное обстоятельство также справедливо для вариантов осуществления, которые описаны со ссылкой на фиг.6-8. Время усреднения для спектра для вариантов осуществления, описанных со ссылкой на фиг.9, представляет собой длительность кодовой последовательности. Если два генератора кодов имеют различные длины последовательностей, то обычно можно найти подходящее время усреднения. В пределе, это должна быть такая длительность, чтобы обе последовательности

возвращались к их исходным начальным положениям (имеющим длину последовательности, которая является самым низким общим кратным значением делителей длин отдельных последовательностей). Однако, по существу, приемлемые результаты можно обычно получать для более коротких интервалов, чем самое

длинное общее кратное значение двух кодовых последовательностей. Могут быть реализованы другие варианты осуществления, которые влияют на корреляцию модуляции символа расширения между несущими ВОС(n,m) и ВОС(k,m). Указанный метод использует (медленную) модуляцию двоичных данных,

предпочтительно мультипликативно, в одну из составляющих модуляции расширения. Он имеет такой же эффект, как периодическое изменение заданных значений фазы, но по более длинному периоду длительностей многих битов данных.

Такой вариант осуществления схематически изображен на фиг.10. Система 1000, изображенная на фиг.10, содержит первый и второй генераторы 1002 и 1004 сигнала ВОС, производящие соответствующие ВОС сигналы 1006 и 1008.

Сигналы ВОС(n,m) и ВОС(k,m) при необходимости масштабируются для определения их соответствующих вкладов мощности в сигнал 1010 СВОС. Масштабированные сигналы 1012 и 1014 объединяются соответствующими умножителями 1016 и 1018 с соответствующими кодами 1020 и 1022 расширения, производимыми соответствующими генераторами 1024 и 1026 кода расширения. ВОС сигналы 1028 и 1030, используемые в качестве сигналов модуляции символа расширения, объединяются с соответствующими информационными сигналами 1032 и 1034 для получения полного объединенного сигнала модуляции символа расширения, символа кода и данных. Эта модуляция используется в качестве модуляции основного диапазона для преобразования с повышением частоты в желательную несущую частоту для передачи. Однако существует условие, состоящее в том, что информационные сигналы являются достаточно случайными, чтобы влиять на кросс-спектральные члены в объединенном сложном спектре мощности и предпочтительно устранять их.

Могут быть реализованы варианты осуществления, в которых используются сигналы с различными показателями степени и постоянные огибающие сигналов. Следует понимать, что любые ограничения, которые нацелены на сохранение унитарности или постоянной величины $(I^2 + Q^2)^{1/2}$, не обязательно должны применяться, если желательны и приемлемы огибающие сигнала с варьируемым показателем степени.

На фиг.11 показан вариант осуществления приемника 1100, выполненного с возможностью обработки сигналов, возникающих в результате передачи уплотненных сигналов двоичной смещенной несущей. Сигналы, передаваемые с каждого спутника в видимой группировке, принимаются антенной 1102 и обрабатываются в радиочастотном (РЧ) процессоре 1104, который усиливает, фильтрует сигналы и изменяет частоту сигналов, как известно в уровне техники. Выход 1106 РЧ процессора соединен с устройством 1108 преобразования в цифровую форму, которое производит преобразованные в цифровую форму выборки 1110 принятого сигнала.

Оцифрованные выборки 1110 принятого сигнала в иллюстративном варианте осуществления подаются в корреляционный процессор 1112, который выполняет корреляцию оцифрованных выборок 1110 принятого сигнала с группой опорных сигналов 1114, производимых генератором 1116 опорных сигналов, в корреляционном банке 1118. Конкретная форма опорных сигналов 1114 зависит от типа принимаемых

сигналов и выбранной опции для последующей обработки. Например, для объединенного сигнала двоичной смещенной несущей, известной как СВОС, может быть использован многоуровневый опорный сигнал, объединяющий остаточный несущий сигнал, кодовый сигнал и модуляцию двоичной поднесущей. Модуляция кода и двоичной поднесущей обеспечивается в ранней, немедленной, очень ранней и очень поздней формах, и с версиями несущего сигнала как в синфазном, так и в квадратурном соотношении с опорным осциллятором несущей приемника (не показан), который составляет часть генератора 1116 опорных сигналов.

Предпочтительно, в генератор 1116 опорных сигналов также включаются генератор опорных кодов и генератор опорных поднесущих в дополнение к генератору опорных несущих. Выходные сигналы отдельных элементов генератора опорных сигналов объединяются, формируя упомянутый составной сигнал двоичной смещенной несущей.

В одном аспекте настоящего изобретения может быть реализован вариант осуществления сигнала составной двоичной смещенной несущей в виде уплотненного по времени сигнала, посредством которого отдельные части модуляции передаются во временной последовательности. Одна реализация такого сигнала имеет две части многоуровневого сигнала модуляции, передаваемого в определенной временной последовательности. Конкретные варианты осуществления такого сигнала показаны на фиг.12, где каждый сигнал имеет две составляющие многоуровневого сигнала модуляции. Первый из опорных сигналов 1202 представляет собой третичный символ расширения, состоящий из уровней 0, +1, 0, -1, 0 в последовательности. Существуют три символа расширения, показанных для сигнала 1202, представляющие собой элементы кода +1, +1, -1. Вертикальные пунктирные линии указывают границы между отдельными элементами кода. Второй сигнал 1204 иллюстрирует 5-уровневый символ расширения, имеющий уровни 0, +1, +2, +1, 0, -1, -2, -1, 0 для каждого символа расширения. Заданные значения элемента кода идентичны таковым в 1202. Третий сигнал 1206 на фиг.12 представляет собой уплотненную по времени версию второго сигнала 1204 символа расширения. В третьем сигнале 1206 первые два элемента кода показаны как третичные сигналы и характеризуют составляющие {+1, 0, -1} в сигнале 1202. Третий элемент кода в третьем сигнале 1206 представляет внешние уровни {+2, -2} сигнала 1204, но передаются после первых двух элементов кода в положении третьего элемента кода и с заданным значением элемента кода -1. Четвертый сигнал 1208 на фиг.12 представляет собой опорный сигнал, основанный на мультиплексировании по времени двух сигналов двоичной смещенной несущей, ВОС(n,m) и ВОС(k,1). Первые два элемента кода показаны с символом ВОС(1,1) расширения, тогда как последующие два элемента кода показаны с символом ВОС(2,2) расширения. Заданные значения для элементов кода 3 и 4 представляют собой -1 и +1 соответственно. Длительность элемента кода не является одинаковой для каждой составляющей сигнала 1208 с частотой $m \times 1,023$ МГц и $l \times 1,023$ МГц, тогда как составляющие поднесущей находятся на различных смещениях от несущего сигнала $n \times 1,023$ МГц и $k \times 1,023$ МГц соответственно. Иллюстративный опорный сигнал формируется так, что эти части занимают различные не перекрывающиеся друг друга временные сегменты передаваемого сигнала. В одном варианте осуществления опорный сигнал соответствует идентичному формату.

Альтернативные варианты осуществления используют общий формат приемника по фиг.11, но расщепляют составляющие сигнала так, что они переносятся через отдельные соединения в корреляционный процессор 1112 и корреляционный

банк 1118. В одном варианте осуществления составляющие опорного сигнала генерируются непрерывно и пропускаются по времени таким образом, что генератор 1116 опорных сигналов имеет выходы сигнала только в моменты времени, соответствующие тем, которые подходят для каждой составляющей. Указанные
5 сигналы могут быть двоичными, третичными или иметь некоторое другое число уровней амплитуды в зависимости от сложности формата передаваемого сигнала. Дополнительный этап обработки в генераторе сигналов, на котором преобразуют непрерывные сигналы во время генерации в требуемый формат вывода, использует
10 временной селектор, который допускает прохождение сигнала в то время, когда это требуется, и предотвращает прохождение на выход в противном случае.

В альтернативном варианте осуществления временной селектор для сигналов может быть удален, так, чтобы составляющие сигнала были постоянно доступны на входе в корреляционный процессор. Рабочие характеристики приемника,
15 использующего версии непрерывных опорных сигналов, могут быть субоптимальными, но при этом предоставлять возможность экономии за счет сложности приемника.

Вышеперечисленные варианты осуществления были описаны со ссылкой на I и Q каналы, имеющие одинаковые скорости передачи элементов сигнала. Однако варианты осуществления не ограничиваются такими условиями. Могут быть реализованы варианты осуществления, в которых используются различные скорости передачи элементов сигнала.

Хотя варианты осуществления настоящего изобретения были описаны со ссылкой на частоты L1 и L2, варианты осуществления не ограничиваются такими условиями. Могут быть реализованы варианты осуществления, в которых могут использоваться частоты или полосы частот согласно требованиям системы, использующей изобретение. Например, варианты осуществления настоящего изобретения также
25 могут быть полезными в нижней части L-диапазона (то есть E5a и E5b), средней (то есть E6) и верхней части L-диапазона (то есть E2-L1-E1). Следует понимать, что такие варианты осуществления могут использовать сигналы, имеющие по меньшей мере три составляющие, а не две составляющие, как описано выше.

Кроме того, варианты осуществления настоящего изобретения были описаны со
35 ссылкой на стандартную ВОС несущую. Однако специалистам должно быть понятно, что также могут быть реализованы варианты осуществления, использующие альтернативную ВОС несущую.

Далее, следует понимать, что могут быть реализованы варианты осуществления, в
40 которых число полуциклов поднесущей, приходящихся на элемент сигнала, может быть по меньшей мере одним из четного, нечетного, целого кратного и нецелого кратного числа элементов сигнала, то есть имеется рациональное численное соотношение между числом полуциклов поднесущей и длительностью элемента сигнала.

Вышеописанные варианты осуществления настоящего изобретения были
45 сосредоточены на передающей стороне согласно изобретению, то есть на генерации, модуляции и передаче сигналов, таких как, например, сигналы модуляции символа расширения, составные сигналы, составные ВОС сигналы и дальномерные коды, объединенные с поднесущей или поднесущими и т.п. Однако специалистам должно
50 быть понятно, что для приема и обработки сигналов требуются обратная система, способ, устройство и приемник. Как только специалист разработал систему для генерации и передачи таких сигналов, разработка надлежащего приемника будет

состоять лишь в применении операций, обратных операциям передачи.

Следовательно, варианты осуществления настоящего изобретения также относятся к системам, способам, устройству и приемникам для обработки сигналов, таких как описаны выше.

Хотя в вышеупомянутых математических выражениях, относящихся к вышеупомянутым вариантам осуществления, в некоторых случаях намеренно использовались верхние индексы "*sin*" и "*cos*", например, в уравнениях (3) и (3-1), специалистам должно быть понятно, что они равным образом применимы к тем членам, которые явно их не используют. Также следует понимать, что могут быть реализованы варианты осуществления, в которых верхние индексы "*sin*" и "*cos*" взаимно заменяются.

Вышеупомянутые варианты осуществления были описаны со ссылкой на аддитивное объединение составляющих ВОС. Варианты осуществления не ограничиваются такими условиями. Могут быть реализованы варианты осуществления, в которых используется какая-либо другая форма объединения. Например, в качестве альтернативы, может использоваться мультипликативное объединение. В качестве дополнительной альтернативы аддитивному или мультипликативному объединению можно использовать выходной сигнал из логической сети, которая обрабатывает несколько входных сигналов ВОС для получения составного выходного сигнала, который может быть двоичным или многоуровневым выходным сигналом.

Хотя вышеупомянутые варианты осуществления были описаны со ссылкой на выходной сигнал из по меньшей мере одного генератора коэффициентов α и β , являющийся сигналом прямоугольной формы, варианты осуществления не ограничиваются этим. Например, β генератор может быть сформирован посредством комбинации генератора A кода расширения в сочетании с по меньшей мере одним дополнительным генератором C кода расширения.

Вышеупомянутые варианты осуществления были описаны со ссылкой на коды расширения одинаковой длины. Однако варианты осуществления не ограничиваются этим. Например, могут быть реализованы варианты осуществления, в которых один из генераторов кода расширения имеет период, который является кратным числом или дольным числом периода кода расширения другого генератора кода расширения. Кроме того, могут быть реализованы варианты осуществления, в которых длины последовательностей кода расширения не имеют рациональной численной зависимости. Например, длины последовательностей кода расширения могут быть простыми числами, произведениями простых чисел или их кратными.

Следует понимать, что вышеупомянутые варианты осуществления были описаны без выражения фазовых соотношений между сигналами модуляции символа расширения. Могут быть реализованы варианты осуществления, в которых, в примерном случае, когда имеется две модуляции символа расширения, формирующие составной ВОС сигнал (СВОС), упомянутые два сигнала символа расширения имеют квадратурное фазовое соотношение или некоторое другое несинфазное фазовое соотношение.

Формула изобретения

1. Способ уменьшения кросс-спектральных составляющих сигнала расширения для сигнала навигации, причем способ содержит этап, на котором генерируют следующие друг за другом во времени первые и вторые части сигнала расширения, причем первая

часть представляет собой аддитивное объединение первых соответствующих частей первого (404) и второго (418) сигналов двоичной смещенной несущей (ВОС), имеющих первое фазовое состояние, и вторая часть представляет собой аддитивное объединение вторых соответствующих частей упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, причем упомянутые соответствующие вторые части имеют второе фазовое состояние, которое является противоположным первому фазовому состоянию.

2. Способ по п.1, содержащий этап, на котором определяют первые соответствующие части упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС так, чтобы они имели упомянутое первое фазовое состояние согласно заданным изменениям уровня (408-416) текущих соответствующих частей упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС.

3. Способ по п.2, в котором заданные изменения уровня (408-416) по меньшей мере текущих соответствующих частей первого (404) и второго (418) сигналов ВОС являются одинаковыми.

4. Способ по любому из предшествующих пунктов, в котором по меньшей мере текущие соответствующие части упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС содержат заданное число элементов сигнала первого (404) и второго (418) сигналов ВОС.

5. Способ по п.1, в котором первые соответствующие части упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС содержат заданное число элементов сигнала первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, охватывающих период сигнала (402, 422) расширения.

6. Способ по п.1, в котором первый (404) и второй (418) сигналы ВОС содержат, по меньшей мере, три сигнала.

7. Способ по п.1, в котором упомянутое аддитивное объединение первых соответствующих частей первого (404) и второго (418) сигналов ВОС представляет собой мультиплексированные по времени части первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, и в котором аддитивное объединение вторых соответствующих частей упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС представляет собой мультиплексированные по времени части первого (404) и второго (418) сигналов ВОС.

8. Способ генерации сигнала составной двоичной смещенной несущей (СВОС) из первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, причем сигнал СВОС имеет заданную спектральную плотность мощности, содержащую уменьшенные кросс-спектральные составляющие спектральных плотностей мощности первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, усредненных по меньшей мере по двум заданным временным интервалам (элемент сигнала n ; элемент сигнала $n+1$), причем способ содержит этапы, на которых устанавливают такие состояния первого (404) и второго (418) сигналов ВОС по последующему заданному временному интервалу (элемент сигнала $n+1$) из по меньшей мере двух заданных временных интервалов (элемент сигнала n ; элемент сигнала $n+1$), которые комплементарны состояниям первого (404) и второго (418) сигналов ВОС по текущему заданному временному интервалу (элемент сигнала n), из по меньшей мере двух заданных временных интервалов (элемент сигнала n ; элемент сигнала $n+1$).

9. Способ по п.8, в котором этап установления выполняется таким образом, что генерируются по меньшей мере первая и вторая комплементарные кросс-спектральные составляющие спектральных плотностей мощности первого (404) и второго (418) сигналов ВОС по меньшей мере по двум заданным временным интервалам (элемент сигнала n ; элемент сигнала $n+1$).

10. Способ по п.9, в котором заданная спектральная плотность мощности, содержащая по меньшей мере уменьшенные кросс-спектральные составляющие спектральных плотностей мощности первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, усредненных по меньшей мере по двум заданным временным интервалам (элемент сигнала n; элемент сигнала n+1), содержит, по существу, нулевые кросс-спектральные составляющие спектральных плотностей мощности первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, усредненных по меньшей мере по двум заданным временным интервалам (элемент сигнала n; элемент сигнала n+1).

11. Генератор (600) сигналов, содержащий средство для генерации следующих друг за другом во времени первых и вторых частей сигнала, причем первая часть представляет собой аддитивное объединение первых соответствующих частей первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, имеющих первое фазовое состояние, и вторая часть представляет собой аддитивное объединение вторых соответствующих частей упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов двоичной смещенной несущей (ВОС), причем упомянутые соответствующие вторые части имеют второе фазовое состояние, которое является противоположным первому фазовому состоянию.

12. Генератор сигналов по п.11, содержащий средство для определения первых текущих соответствующих частей упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, чтобы они имели упомянутое первое фазовое состояние согласно заданным изменениям уровня первых соответствующих частей упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС.

13. Генератор сигналов по п.12, в котором заданные изменения уровня первых соответствующих частей первого (404) и второго (418) сигналов ВОС являются одинаковыми.

14. Генератор сигналов по любому из пп.11-13, в котором первые соответствующие части первого (404) и второго (418) сигналов ВОС содержат заданное число элементов сигнала первого (404) и второго (418) сигналов ВОС.

15. Генератор сигналов по п.11, в котором первые соответствующие части первого (404) и второго (418) сигналов ВОС содержат заданное число элементов сигнала первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, охватывающих период сигнала расширения.

16. Генератор сигналов по п.11, в котором первый (404) и второй (418) сигналы ВОС содержат, по меньшей мере, три сигнала.

17. Генератор сигналов по п.11, в котором упомянутое аддитивное объединение первых соответствующих частей первого (404) и второго (418) сигналов ВОС представляет собой мультиплексированные по времени части первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, и в котором аддитивное объединение вторых соответствующих частей упомянутых первого (404) и второго (418) сигналов ВОС представляет собой мультиплексированные по времени части первого (404) и второго (418) сигналов ВОС.

18. Генератор сигналов для генерации сигнала составной двоичной смещенной несущей (СВОС) из первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, причем сигнал СВОС имеет заданную спектральную плотность мощности, содержащую уменьшенные кросс-спектральные составляющие спектральных плотностей мощности первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, усредненных по меньшей мере по двум заданным временным интервалам; причем генератор содержит средство для установления таких состояний первого (404) и второго (418) сигналов ВОС по последующему заданному временному интервалу из по меньшей мере двух заданных временных интервалов,

которые комплементарны состояниям первого (404) и второго (418) сигналов ВОС по текущему заданному временному интервалу из по меньшей мере двух заданных временных интервалов.

5 19. Генератор сигналов по п.18, в котором средство для установления является таким, что генерируются по меньшей мере первая и вторая комплементарные кросс-спектральные составляющие спектральных плотностей мощности первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, по меньшей мере, по двум заданным временным интервалам.

10 20. Генератор сигналов по п.19, в котором заданная спектральная плотность мощности, содержащая уменьшенные кросс-спектральные составляющие спектральных плотностей мощности первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, усредненных по меньшей мере по двум заданным временным интервалам, содержит, по существу, нулевые кросс-спектральные составляющие спектральных плотностей
15 мощности первого (404) и второго (418) сигналов ВОС, усредненных по меньшей мере по двум заданным временным интервалам.

21. Приемное устройство, содержащее средство, выполненное с возможностью приема сигнала, формируемого посредством способа по любому из пп.1-10.

20 22. Приемное устройство, содержащее средство, выполненное с возможностью приема сигнала, формируемого системой по любому из пп.11-20.

23. Машиночитаемый носитель, на котором хранится программа, содержащая выполняемые инструкции, которые конфигурированы для осуществления при их выполнении способа по любому из пп.1-10.
25

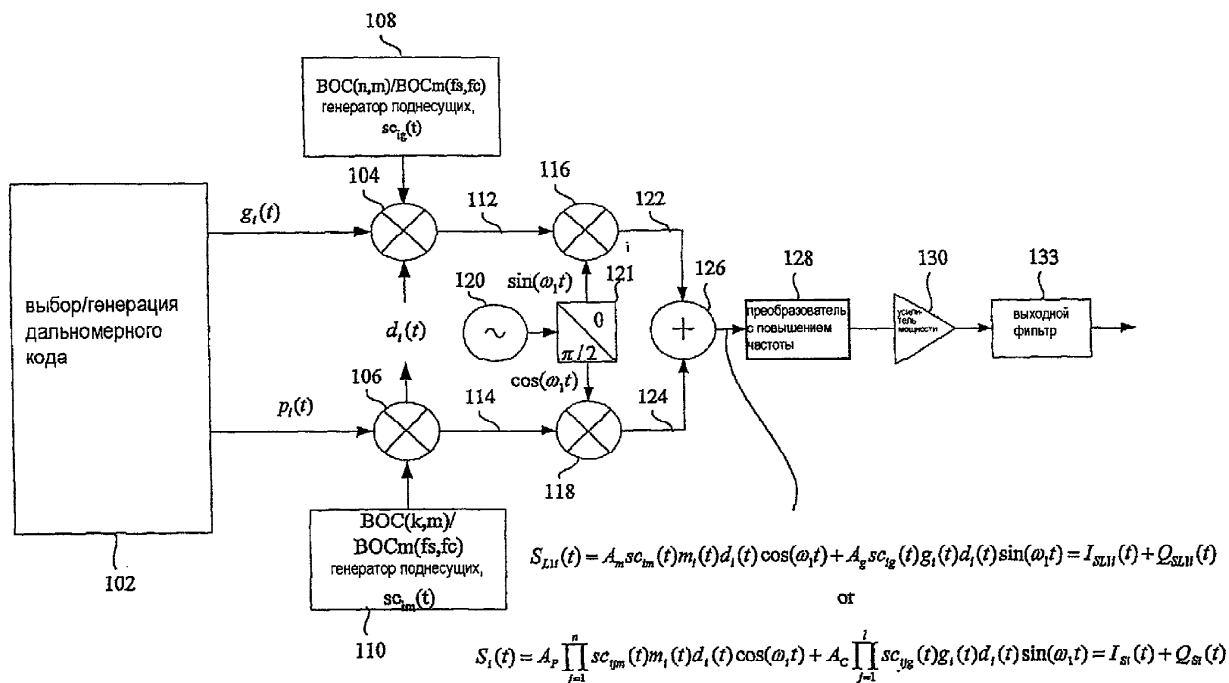
30

35

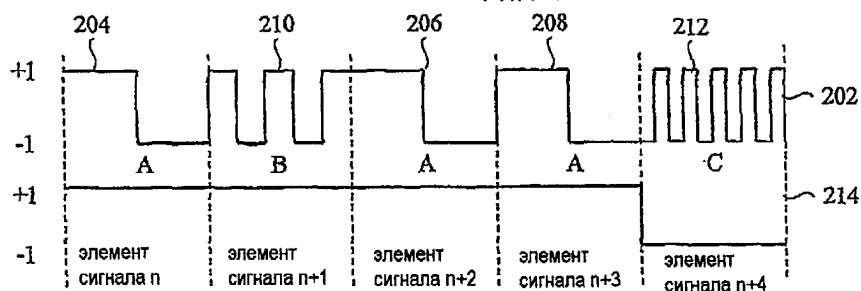
40

45

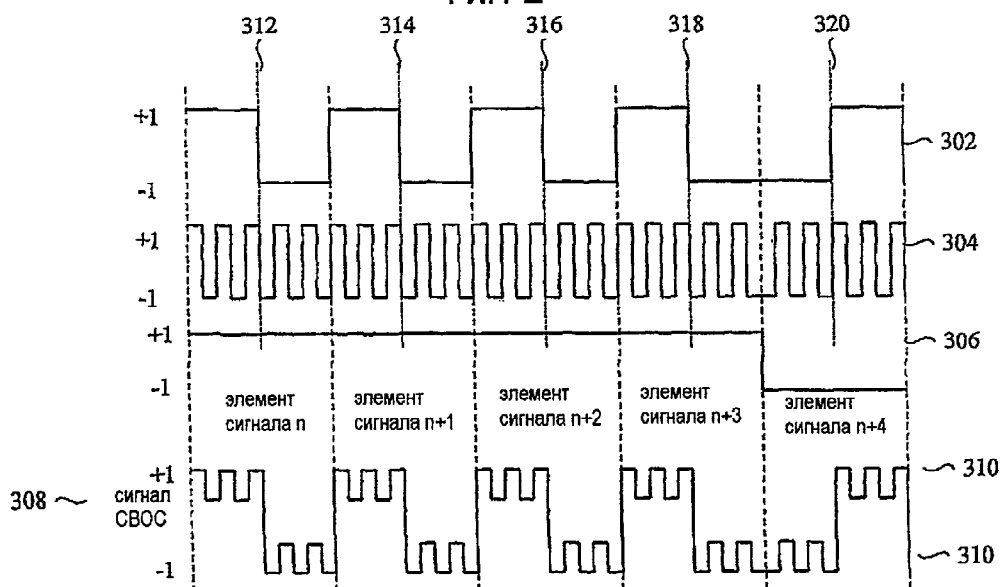
50



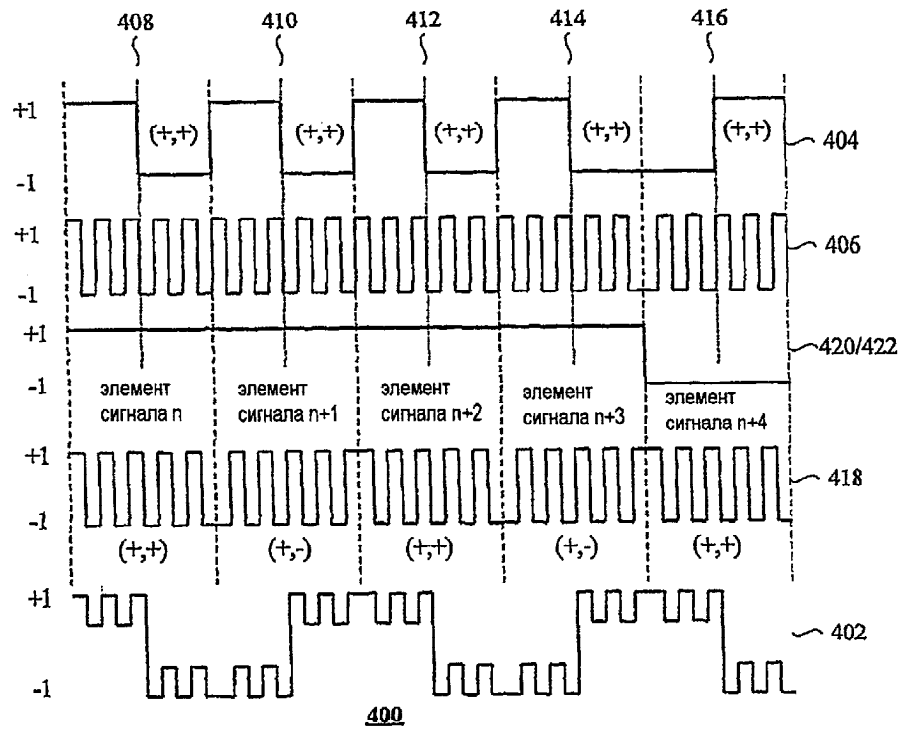
Фиг. 1



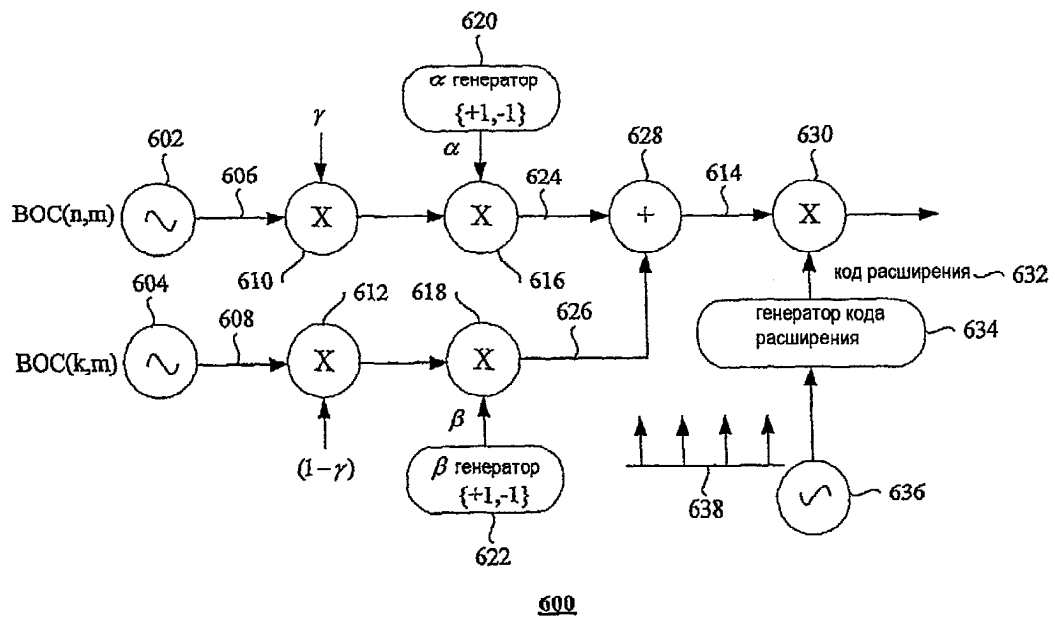
Фиг. 2



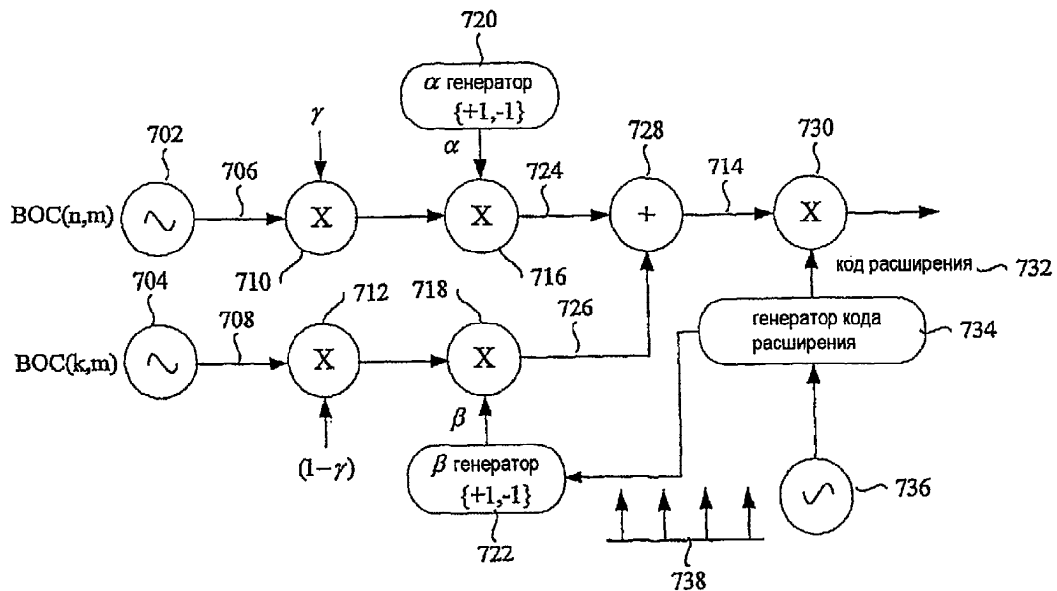
Фиг. 3



Фиг. 4

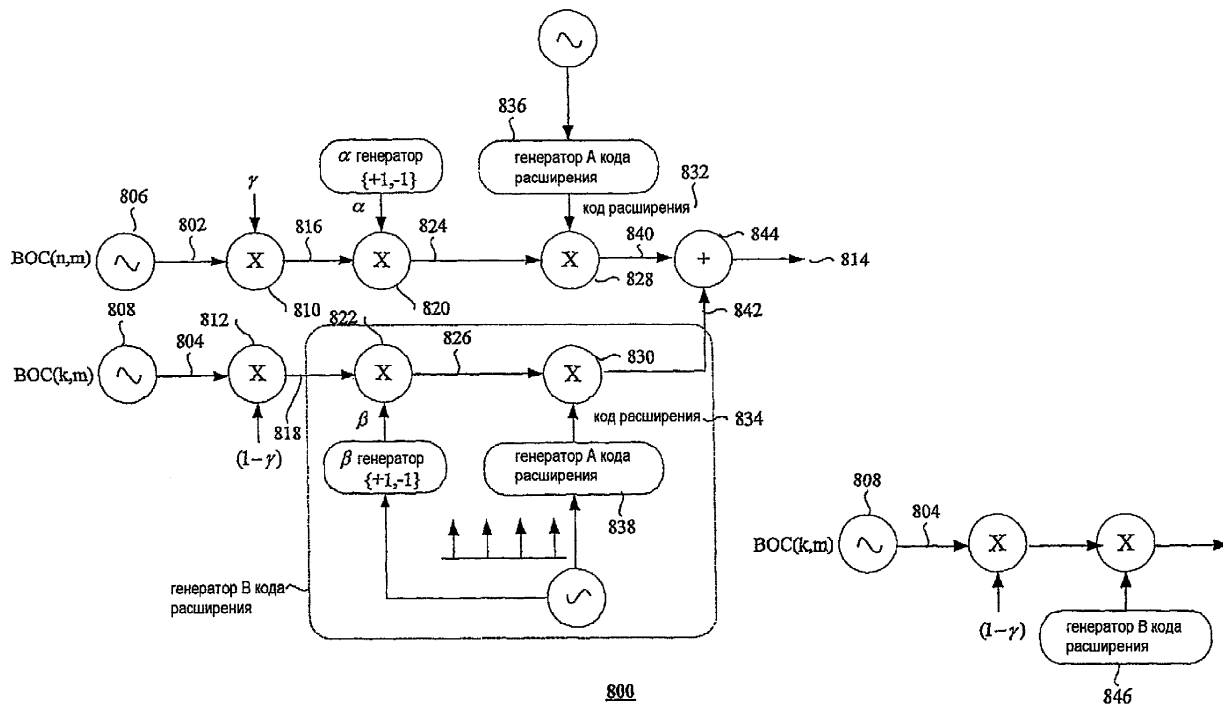


Фиг. 6

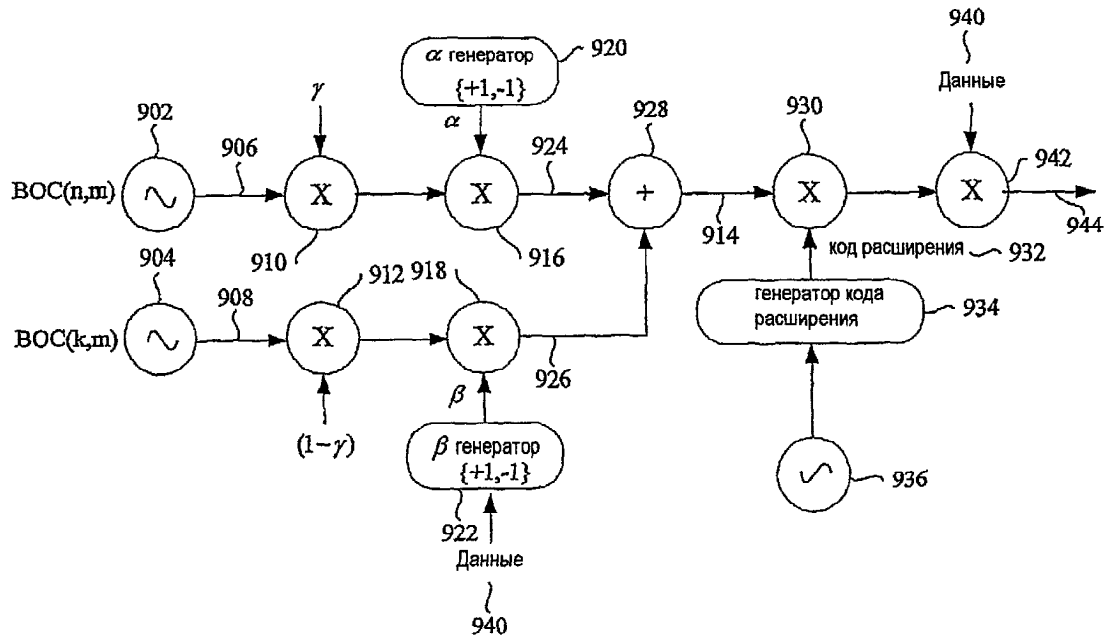


700

Фиг. 7

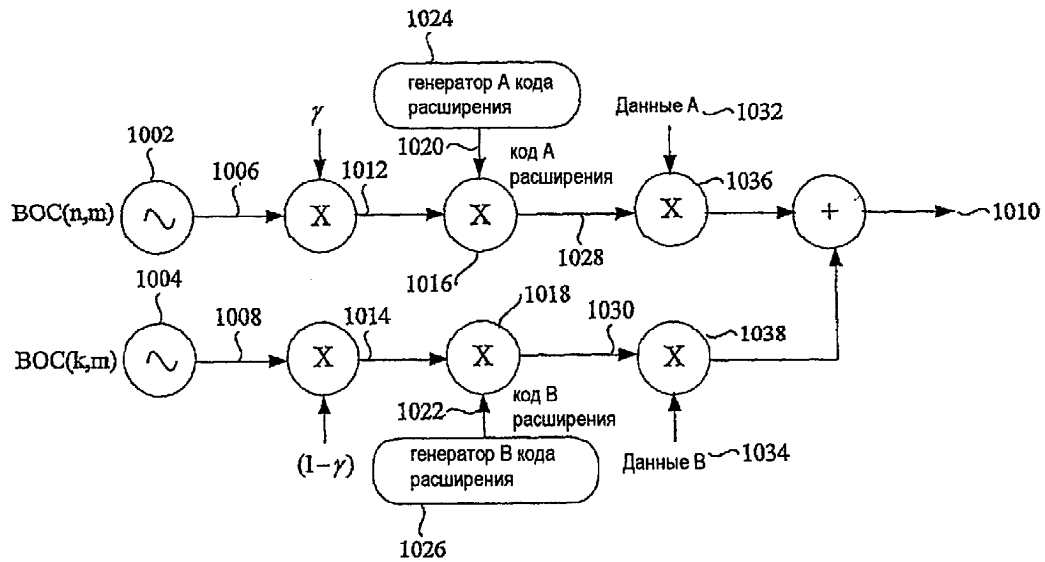


Фиг. 8



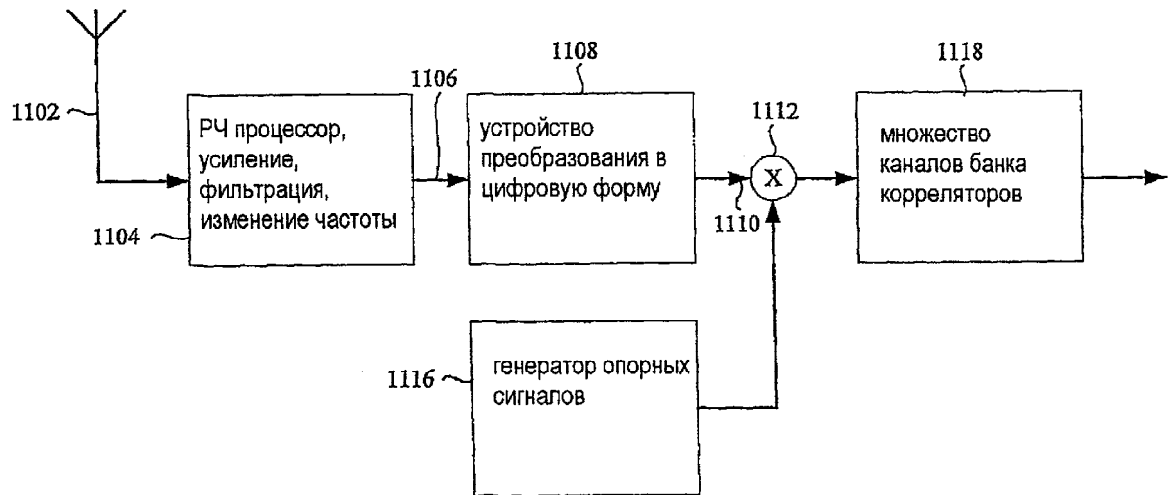
900

Фиг. 9



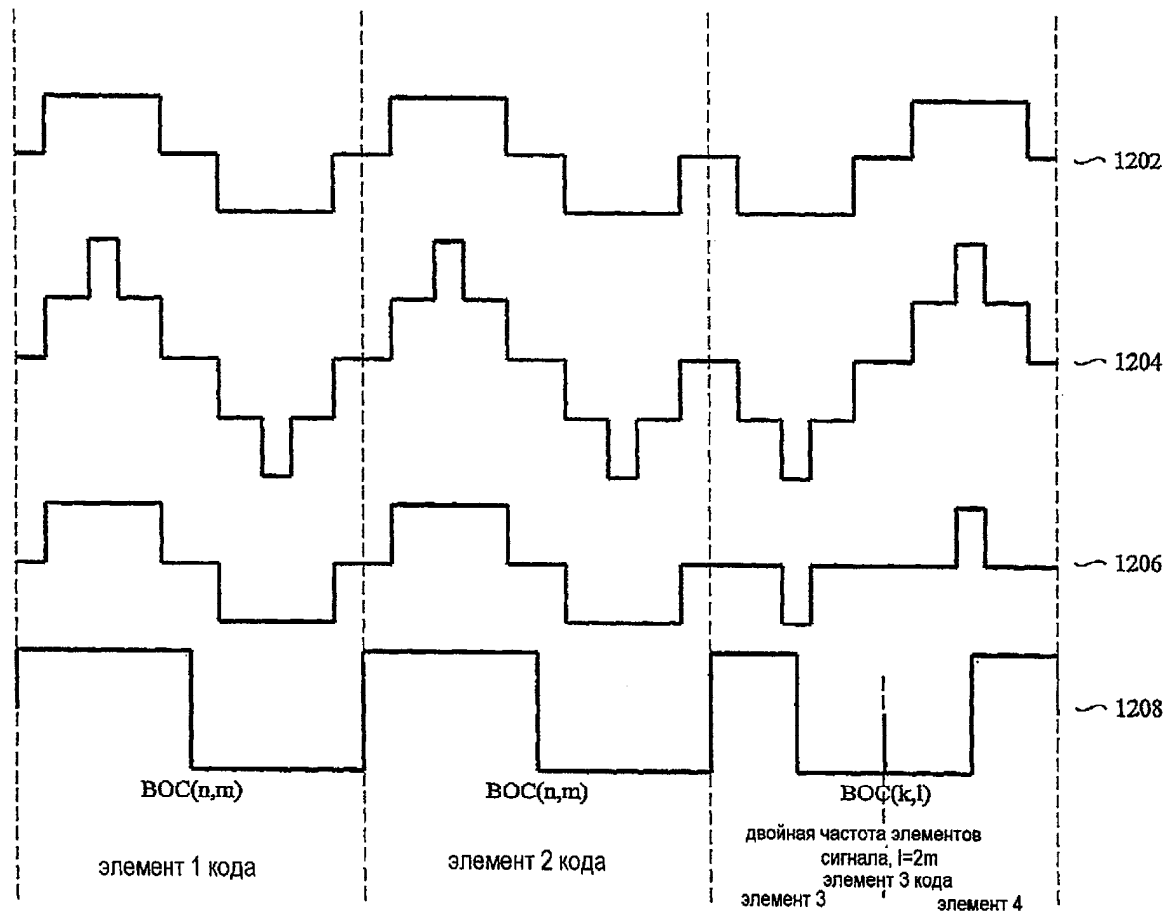
1000

Фиг. 10



1100

Фиг. 11



1200

Фиг. 12