

УДК 621.391

**СИНХРОНИЗАЦИЯ СЛОЖНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ
С ХАОТИЧЕСКОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПАРАМЕТРОВ**

В.В. ДУБРОВСКИЙ, В.А. ЧЕРДЫНЦЕВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 22 февраля 2007*

Для канала с помехами приведены уравнения синхронизации и демодуляции сложного радиосигнала, вектор параметров которого содержит хаотические компоненты. На примере шумоподобного фазоманипулированного сигнала рассмотрены варианты построения помехоустойчивых устройств синхронизации и выделения сообщений.

Ключевые слова: детерминированный хаос, синхронный хаотический отклик, сложный шумоподобный сигнал, оптимальная фильтрация, помехоустойчивость.

Введение

Развитие телекоммуникационных технологий связано с расширением методов формирования и обработки сигналов. Появление устройств, генерирующих сложные колебания на основе динамического хаоса, позволило предложить варианты систем связи, обладающие качественно новыми свойствами. К ним относятся управление хаотическими режимами путем малых изменений параметров системы, разнообразие методов ввода информации в хаотический сигнал, возможность самосинхронизации передатчика и приемника, высокая степень конфиденциальности при передаче [1].

Результаты экспериментов по передаче информации с использованием хаотических сигналов выявили факторы, существенно влияющие на качество передачи: точность соответствия параметров хаотических модулей на передающей и приемной сторонах, искажения хаотического сигнала в радиоканале, помехи в радиоканале [1].

Снижение влияния указанных факторов возможно на пути применения сложных сигналов, имеющих базу $B=FT \gg 1$, где F — полоса спектра, T — продолжительность (период) сигнала. Расширение спектра сигнала осуществляется методом псевдослучайной манипуляции фазы несущего колебания или методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты [2]. В отличие от простых сигналов с хаотической амплитудной, фазовой или частотной модуляцией сложные сигналы позволяют осуществлять дополнительную хаотическую модуляцию параметров псевдослучайной поднесущей — псевдослучайной последовательности (ПСП), генерируемой независимо от колебаний несущей частоты радиосигнала.

Системы телекоммуникаций, использующие сложные сигналы с хаотической модуляцией параметров, могут обеспечивать *энергетическую, структурную и информационную скрытность* передачи сообщений, а также функционирование систем в условиях действия помех, сосредоточенных либо по времени, либо по спектру.

В настоящей статье на основе теории нелинейной фильтрации марковских процессов строятся структурные схемы синхронизации сложных фазоманипулированных сигналов с хаотической модуляцией задержки псевдослучайной поднесущей. Предполагается, что

формирование хаотического процесса и введение в него сообщений осуществляется в низкочастотной области путем нелинейного подмешивания. Выделение сообщений при этом достигается за счет синхронного отклика [1]. В соответствии с требованием обобщенной синхронизации качество синхронного отклика определяется точностью оценивания *случайно изменяющихся параметров радиосигнала – переносчика хаос-процесса*. Их можно назвать *синхропараметрами*. К таким параметрам относятся фаза, частота, амплитуда несущего колебания, а также задержка ПСП. На качество выделения сообщения помимо аддитивного канального шума влияют помехи, вызванные ошибками оценивания указанных синхропараметров радиосигнала. Для снижения взаимного влияния ошибок в передаваемый сигнал $\mathbf{s}(t, \boldsymbol{\lambda}, h)$ целесообразно ввести аддитивную компоненту, т. е. пилот-сигнал $\mathbf{s}_n(t, \boldsymbol{\lambda})$:

$$\mathbf{s}(t, \boldsymbol{\lambda}, h) = \mathbf{s}_n(t, \boldsymbol{\lambda}) + \mathbf{s}_h(t, \boldsymbol{\lambda}, \mathbf{h}), \quad (1)$$

где $\boldsymbol{\lambda} \equiv \vec{\lambda}(t)$ — вектор синхропараметров радиосигнала; $\mathbf{h} \equiv \vec{h}(t)$ — вектор хаос-процесса с нелинейно подмешанным сообщением.

Хаос-процесс \mathbf{h} , содержащий сообщение, выделяется коррелятором, в котором выделенный пилот-синхросигнал используется в качестве опорного.

Постановка задачи и общее уравнение синхронизации

В общем случае априорные сведения о наблюдаемом процессе и сообщениях задаются уравнениями

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{s}(t, \boldsymbol{\lambda}, h) + \mathbf{n}(t), \quad (2)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\lambda}}{dt} = \mathbf{K}(t, \boldsymbol{\lambda}) + \mathbf{n}_0(t), \quad (3)$$

$$\frac{d\mathbf{h}(t)}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{h}, t). \quad (4)$$

Здесь $\mathbf{r}(t)$ — вектор-столбец наблюдений размерности m ; $\mathbf{s}(t, \boldsymbol{\lambda}, h)$ — сигнал, являющийся векторной функцией-столбцом размерности m , непрерывный по всем аргументам; $\mathbf{n}(t)$ — вектор-столбец белых гауссовских шумов размерности m , имеющих нулевые математические ожидания и матричную корреляционную функцию

$$\mathbf{M}[\mathbf{n}(t_1)\mathbf{n}^T(t_2)] = \mathbf{N}\delta(t_2 - t_1). \quad (5)$$

Матрица \mathbf{N} есть симметрическая, ее элементами являются двухсторонние спектральные интенсивности соответствующих компонент, включая взаимные спектральные интенсивности.

В уравнении (3) $\boldsymbol{\lambda}$ — вектор-столбец синхропараметра сигнала размерности n ; $\mathbf{K}(t, \boldsymbol{\lambda})$ — векторная функция-столбец размерности n , непрерывная по всем аргументам; $\mathbf{n}_0(t)$ — вектор-столбец белых шумов синхропараметров сигнала размерности n с нулевыми математическими ожиданиями матричной корреляционной функцией $\mathbf{N}_0\delta(t_2 - t_1)$.

Уравнение (4) описывает хаотический процесс, содержащий нелинейно подмешанное сообщение: $\mathbf{h}(t)$ — вектор-столбец хаос-процесса размерности l ; $\mathbf{f}(\mathbf{h}, t)$ — векторная функция-столбец размерности l .

Решение задачи обобщенной синхронизации заключается в формировании апостериорной плотности вероятности (АПВ) объединенного вектор-столбца $\mathbf{X} = \{\boldsymbol{\lambda}, \mathbf{h}\}$ размерности $l + n = p$, включающего синхропараметры $\boldsymbol{\lambda}$ и хаос-процессы $\mathbf{h}(t)$:

$\mathbf{X} = [\lambda_1, \dots, \lambda_n, h_1, \dots, h_l]^T$. Оценки компонент этого вектора определяются в соответствии с критерием максимума АПВ.

При заданных условиях уравнение для АПВ $W(t, \mathbf{X})$ представляет частный случай интегро-дифференциального случая уравнения Стратоновича [3]. В общем случае это уравнение не имеет точного решения. Квазиоптимальный алгоритм синхронизации предполагает гауссовскую аппроксимацию АПВ, справедливую при относительно высокой точности воспроизведения вектора $\mathbf{X}(t)$.

Векторно-матричная форма записи уравнений для математических ожиданий $\mathbf{X}^*(t)$ и корреляционной матрицы ошибки оценки $\mathbf{R}(t)$ имеют вид [3]

$$\frac{d\mathbf{X}^*(t)}{dt} = \mathbf{A}(t, \mathbf{X}^*) + \mathbf{R}(t)\mathbf{F}_1(t, \mathbf{X}^*), \quad (6)$$

$$\frac{d\mathbf{R}(t)}{dt} = \mathbf{N}_0 + \mathbf{A}(t, \mathbf{X}^*)\mathbf{R}(t) + \mathbf{R}(t)\mathbf{F}_2(t, \mathbf{X}^*)\mathbf{R}(t). \quad (7)$$

Здесь введены обозначения:

$$\mathbf{A}(t, \mathbf{X}^*) = [K_1(t, \lambda), \dots, K_n(t, \lambda), f_1(t, \mathbf{h}), \dots, f_l(t, \mathbf{h})]^T \equiv [a_1(t, \mathbf{X}^*), \dots, a_p(t, \mathbf{X}^*)]^T,$$

$$\mathbf{F}(t, \mathbf{X}^*) = -\frac{1}{2} [\mathbf{r}(t) - \mathbf{s}(t, \mathbf{X}^*)]^T \mathbf{N}^{-1} [\mathbf{r}(t) - \mathbf{s}(t, \mathbf{X}^*)],$$

$$\mathbf{F}(t, \mathbf{X}^*) = \left[\frac{\partial \mathbf{F}(t, \mathbf{X}^*)}{\partial X_1}, \dots, \frac{\partial \mathbf{F}(t, \mathbf{X}^*)}{\partial X_p} \right], \quad \mathbf{A}(t, \mathbf{X}^*) = \begin{bmatrix} \frac{\partial a_1(t, \mathbf{X}^*)}{\partial X_1}, \dots, \frac{\partial a_1(t, \mathbf{X}^*)}{\partial X_p} \\ \dots \\ \frac{\partial a_p(t, \mathbf{X}^*)}{\partial X_1}, \dots, \frac{\partial a_p(t, \mathbf{X}^*)}{\partial X_p} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{F}_2(t, \mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 F(t, \mathbf{X})}{\partial X_1}, \frac{\partial^2 F(t, \mathbf{X})}{\partial X_1 \partial X_2}, \dots, \frac{\partial^2 F(t, \mathbf{X})}{\partial X_1 \partial X_p} \\ \dots \\ \frac{\partial^2 F(t, \mathbf{X})}{\partial X_p \partial X_1}, \frac{\partial^2 F(t, \mathbf{X})}{\partial X_p \partial X_2}, \dots, \frac{\partial^2 F(t, \mathbf{X})}{\partial X_p} \end{bmatrix}.$$

Техническая реализация приведенных уравнений сопряжена с определенными трудностями. При $p > 2$ общее количество уравнений определяется p уравнениями для оценок X_i^* и $p(p+1)/2$ уравнениями для элементов корреляционной матрицы $R_{ij}(t) = R_{ji}(t)$.

Существенное упрощение алгоритма синхронизации возможно путем усреднения зависящих от времени членов уравнения (7). При этом периодические функции времени заменяются их средними за период значениями. Для стационарного решения задачи синхронизации можно считать $d\mathbf{R}(t)/dt = 0$. При указанных условиях уравнения (7) переходят в систему алгебраических и могут быть решены.

Таким образом, структурная схема устройства синхронизации определяется уравнением (6), в котором следует принять $\mathbf{R}(t) = \mathbf{R} = \text{const}$. С учетом априорной независимости

синхропараметра λ и хаос-процесса \mathbf{h} смешанные моменты $R_{h\lambda} \cong 0$. Если при этом формирование сигнала осуществляется в соответствии с (1), то оценки $\lambda^*(t)$ могут формироваться на основе укороченных уравнений, определяемых компонентами $\mathbf{s}_\pi(t, \lambda)$ и $\mathbf{s}_h(t, \lambda)$ сигнала (1):

$$\frac{d\lambda^*(t)}{dt} = \mathbf{K}(t, \lambda^*) + \mathbf{R}_{\lambda\lambda} \mathbf{F}_1(t, \lambda^*), \quad (8)$$

$$\frac{d\mathbf{h}^*(t)}{dt} = \mathbf{K}(t, \mathbf{h}^*) + \mathbf{R}_{hh} \mathbf{F}_1(t, \mathbf{h}^*, \lambda^*); \quad (9)$$

В уравнении (9) используются оценки $\lambda^*(t)$, сформированные в (8). Таким образом, исключаются перекрестные связи из блока оценки $\mathbf{h}(t)$ в блок оценки $\lambda(t)$.

Приведенные уравнения позволяют осуществить структурный синтез квазиоптимальных устройств синхронизации сигналов с хаотической модуляцией параметров.

Заметим, что в рассматриваемой задаче процесс может быть представлен также многомерным отображением

$$\mathbf{h}_k = \mathbf{f}(\mathbf{h}_{k-1}), \quad (10)$$

где значения \mathbf{h}_k и \mathbf{h}_{k-1} разделены интервалом $\Delta = t_{k+1} - t_k$; $\mathbf{f}(\cdot)$ – векторная функция-столбец размерности l . В этом случае на интервале Δ формируется оценка \mathbf{h}_k^* максимального правдоподобия, которая используется для синхронного отклика и выделения нелинейно-подмешанного к хаос-процессу сообщения.

Синхронизация сложных фазоманипулированных сигналов с хаотической модуляцией задержки

Приведенные выше уравнения конкретизируем для сложного радиосигнала с псевдослучайной фазовой манипуляцией несущего колебания и хаотической модуляцией задержки псевдослучайной поднесущей.

Формирование радиосигнала осуществляется в соответствии с выражением (1) по схеме, приведенной на рис. 1. Генератор колебаний тактовой частоты (ГТЧ) через формирователи (Ф) обеспечивает управление генератором псевдослучайных последовательностей (ГПСП). В один из каналов управления ГПСП включен фазовый модулятор (ФМ), с помощью которого осуществляется модуляция фазы колебаний тактовой частоты хаотической последовательностью, вырабатываемой генератором (ГХП).

От источника информации (ИИ) в хаос-процесс нелинейно подмешивается информационная последовательность $\{x_k\}$. Синхронизация ГХП осуществляется от ГТЧ путем деления тактовой частоты f_m на N , где N — натуральное число. За счет фазовой модуляции колебаний тактовой частоты хаос-процессом происходит модуляция задержки ПСП, вырабатываемой ГПСП₂. Псевдослучайные последовательности $g_1(t)$ и $g_2(t)$ поступают на фазовые манипуляторы (ФМн), на другие входы которых подаются квадратурные составляющие колебания несущей частоты, вырабатываемые генератором ГН. После сумматора образуется радиосигнал, который может быть представлен следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{dh^*(t)}{dt} = f(h^*, t) + x^*(t) + k_1 r(t) \frac{\partial g_2(t - \tau_0 - h^*)}{\partial h^*} \sin(\omega_0 t + \varphi^*), \\ \frac{d\tau_0^*(t)}{dt} = k_2 r(t) \frac{\partial g_1(t - \tau_0)}{\partial \tau_0^*} \cos(\omega_0 t + \varphi^*), \\ \frac{d\varphi^*(t)}{dt} = k_3 r(t) g_1(t - \tau_0) \sin(\omega_0 t + \varphi^*), \\ \frac{dx^*(t)}{dt} = -\alpha x^*(t) + k_4 r(t) \frac{\partial g_2(t - \tau_0 - h^*)}{\partial h^*} \sin(\omega_0 t + \varphi^*). \end{cases} \quad (13)$$

Коэффициенты k_1, k_2, k_3 определяются стационарными дисперсиями, k_4 — смешанным моментом R_{hx} . Производные функций g_1 и g_2 по параметрам τ_0^* и h^* реализуются в виде отношений конечных разностей вида

$$\frac{\partial g_1(t - \tau_0^*)}{\partial \tau_0^*} = \frac{1}{\tau_s} \left[g_1(t - \tau_0^* + \frac{\tau_s}{2}) - g_1(t - \tau_0^* - \frac{\tau_s}{2}) \right], \quad (14)$$

где $\tau_s = 1/f_T$ — длительность элемента ПСП, определяемая тактовой частотой f_T .

Структурная схема, построенная в соответствии с уравнениями (13) и (14), представлена на рис. 2, где использованы следующие обозначения: РСОС — регистр сдвига с обратными связями, реализующий ГПСЧ; генератор, управляемый напряжением, — ГУН; управляемый генератор — УГ; фазовый дискриминатор — ФД. Схема слежения за задержкой (ССЗ) обеспечивает синхронизацию генератора ПСП₁, включающего ГУН и РСОС₁; схема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) формирует с помощью УГ опорные колебания для синхронных детекторов СД₁ и СД₂, выделяющих из принятой смеси $r(t)$ компоненты, содержащие псевдослучайные поднесущие $g_1(t)$ и $g_2(t)$. Перемножители Π_1 и Π_2 играют роль демодулятора и дискриминатора схемы выделения h^* соответственно.

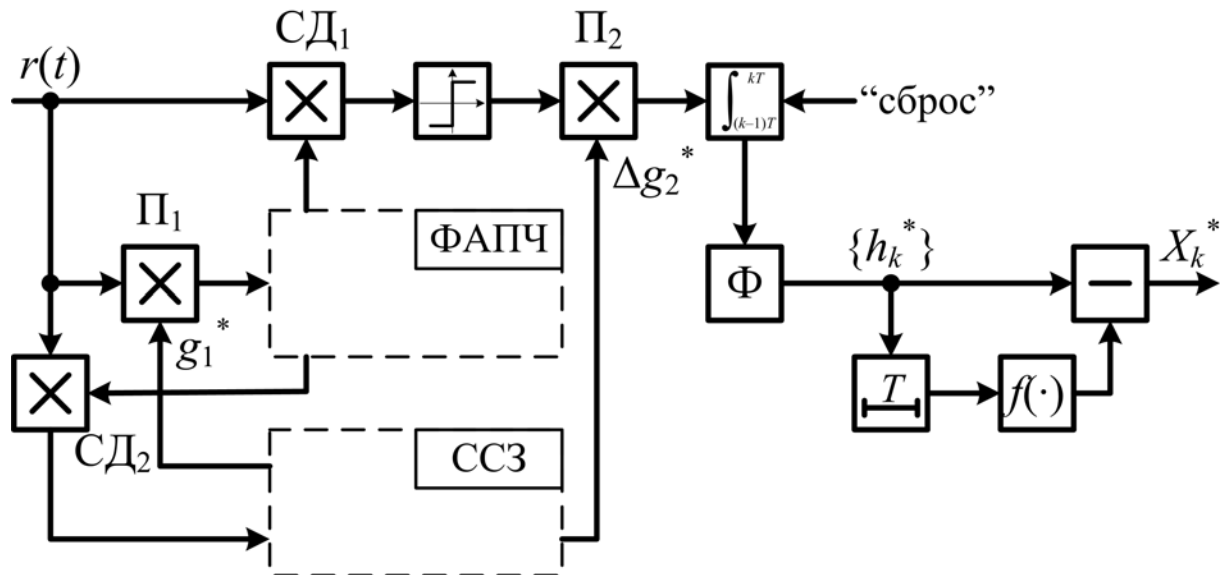


Рис. 2. Упрощенная схема синхронизации и выделения информации для сложного фазоманипулированного сигнала

В предложенном варианте схемы синхронизация по задержке τ_0 и фазе φ осуществляется за счет пилот-сигнала с ПСП₁. Выделение хаотического процесса и сообщения

обеспечивается синхронным детектированием и схемой управления фазой колебаний тактовой частоты в фазовом модуляторе (ФМ).

Схема предполагает начальную синхронизацию ГПСП, обеспечивающую работу в области большой корреляции принятых и опорных ПСП. Ошибки оценки h^* влияют на точность синхронизации опорной последовательности дискриминатора ССЗ, что приводит к ошибкам выделения сообщения $x^*(t)$.

Для исключения указанного влияния и стабилизации опорного значения τ_0^* после синхронного детектора СД₁ выделение хаос-процесса осуществляется с помощью дискриминатора задержки П₂.

Рассмотрим синхронизацию хаотического процесса, формируемого на основе одномерного отображения $h_k = f(h_{k-1}) + x_k$ с тактовым интервалом $\Delta = N\tau_s$. Сообщение x_k выделяется с помощью синхронного отклика, т.е.

$$x_k^* = h_k^* - f(h_{k-1}^*), \quad (15)$$

где оценка h_k^* формируется в соответствии с выражением

$$h_k^* = \frac{1}{\Delta} \int_{(k-1)\Delta}^{k\Delta} r(t) \left[g_2(t - \tau_0^* + \frac{\tau_s}{2}) - g_2(t - \tau_0^* - \frac{\tau_s}{2}) \right] \sin(\omega_0 t + \varphi^*) dt. \quad (16)$$

Схема, реализующая алгоритмы (15) и (16), приведена на рис. 3, где устройства ФАПЧ и ССЗ не раскрываются (см. рис. 2). После интегратора со сбросом (16) включается формирователь оценки h_k^* и нелинейный согласованный фильтр (15), обеспечивающий синхронный отклик x_k^* .

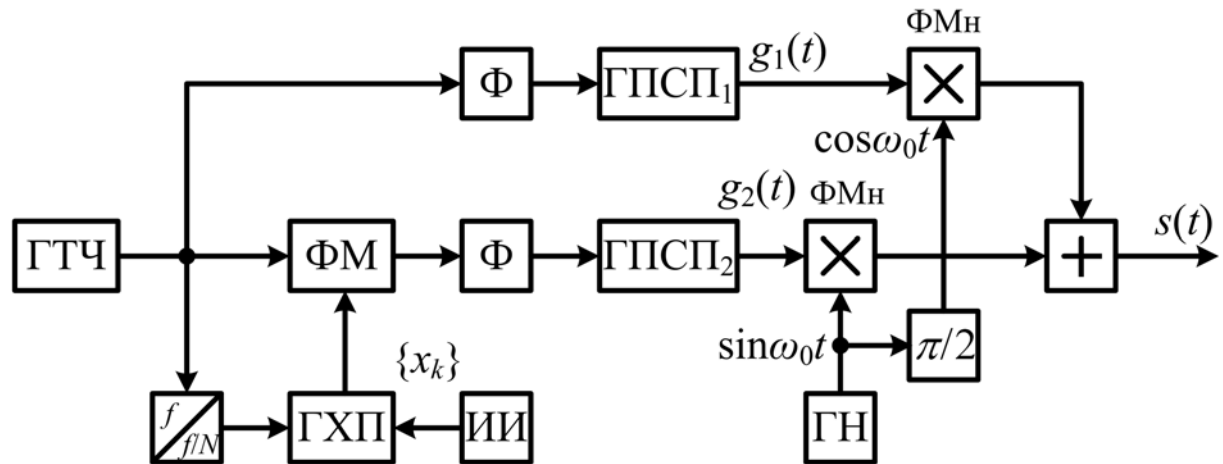


Рис. 3. Схема выделения хаос-процесса с синхронным откликом

Для нормировки уровня сигнала, поступающего на вход перемножителя П₂ (дискриминатора задержки) включен жесткий ограничитель (sign) с требуемым уровнем ограничения. При гауссовом шуме такое преобразование слабого сигнала снижает отношение сигнал/шум в $\pi/2$ раз, однако обеспечивает нормировку хаос-процесса h_k^* и синхронный отклик.

Для определения ошибок синхронизации и их влияния на качество синхронного отклика в стационарном режиме работы требуется решить систему алгебраических уравнений. В предположении высокой точности воспроизведения параметров τ_0 , φ и h можно

ограничиться рассмотрением дисперсий ошибок σ_τ^2 , σ_ϕ^2 и σ_h^2 . С учетом принятых моделей процессов (12) и выполнения неравенств $\sigma_\tau \ll \tau_s$, $\sigma_\phi \ll 1$ справедливы следующие выражения [4]:

$$\begin{cases} \sigma_\tau^2 = \sqrt{\frac{2N_\tau \Delta \tau_s^2}{q}}, & \sigma_\phi^2 = \sqrt{\frac{N_\phi \Delta}{q}}, \\ \sigma_h^2 \cong \frac{\tau_s^2}{q} \left(1 - \frac{\sigma_\phi^2}{2}\right) \left(1 - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{\sigma_\tau}{\tau_s}\right), \end{cases} \quad (17)$$

где $q = a_0^2 \Delta / N_0$ — отношение сигнал/шум. Если требуемое отношение сигнал/шум q обеспечивает устойчивое формирование синхронного отклика, то в полосе сигнала допустимо снижение сигнал/шум в N раз, где $N = \Delta / \tau_s$.

Заключение

Приведенные уравнения обобщенной синхронизации хаотического радиосигнала позволяют решить задачу выделения хаотического процесса с нелинейно-подмешанным сообщением. Полученные решения конкретизированы для шумоподобного сигнала (11). В случае передачи объединенного хаос-процесса через радиоканал отличительной особенностью системы является введение *пилот-сигнала* в суммарный радиосигнал. Это позволяет обеспечить устойчивую синхронизацию по фазе несущего колебания и задержке ПСП, что, в свою очередь, приводит к возможности получения *синхронного отклика* на выходе схемы обработки в условиях действия сосредоточенных как по времени, так и по частоте, помех.

SYNCHRONIZATION OF COMPLEX SIGNALS WITH CHAOTIC MODULATION OF PARAMETRES

V.V. DUBROVSKY, V.A. CHERDYNTSEV

Abstract

The equations of complex signal synchronization and demodulation for noisy channel are produced. Parameters of the signal contain chaotic components. The demodulation algorithms of phase-modulated pseudonoise signal are concretized. Variants of structural schemes of noise-immune devices are considered.

Литература

1. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос: Новые носители информации для систем связи. М., 2002.
2. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. и др. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М., 1985.
3. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М., 1983.
4. Чердынцев В.А. Статистическая теория совмещенных радиотехнических систем. Минск, 1980.