

УДК 621.396.933

## **Эффективность подавления структурных помех в широкополосной радионавигационной системе**

**Р.Г. Галеев, Т.В. Краснов\***

*Сибирский федеральный университет,  
Россия 660041, Красноярск, пр. Свободный, 79<sup>1</sup>*

Received 4.02.2011, received in revised form 11.02.2011, accepted 18.02.2011

---

*Приведены результаты разработки и моделирования компенсатора структурных помех для приемников широкополосной радионавигационной системы «Спрут». Имитационное моделирование компенсатора и корреляционного приемника, выполненное в среде Matlab-Simulink, свидетельствует, что предложенный адаптивный компенсатор обеспечивает высокую точность формирования копии структурной помехи. Предложенный адаптивный компенсатор структурной помехи позволяет повысить помехоустойчивость приемника шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией: допустимый уровень структурной помехи с использованием адаптивного компенсатора составляет более 80 дБ.*

*Ключевые слова: широкополосная система, шумоподобный сигнал, минимальная частотная манипуляция, компенсатор помехи, структурная помеха.*

---

### **Введение**

В радионавигационных системах (РНС) с кодовым разделением сигналов уровень взаимных помех определяется корреляционными свойствами используемых шумоподобных сигналов (ШПС). Для средневолновой широкополосной РНС «Спрут» большой дальности действия динамический диапазон сигналов опорных станций (ОС) составляет 80 дБ, что определяет требования к подавлению взаимных помех (до 80 дБ) [1].

Передача данных в РНС «Спрут» осуществляется в формате навигационного сигнала – совмещенный канал навигации и связи. Дополнительная фазовая манипуляция навигационного ШПС цифровым сообщением приводит к ухудшению корреляционных свойств сигналов [2]. Использование совмещенного канала возможно при условии, что мешающий сигнал (наиболее близкой ОС) превышает полезный сигнал (максимально удаленной ОС) не более чем на 40 дБ [3]. Это определяет необходимость ограничения рабочей зоны РНС минимальной дальностью  $D_{\min}=50$  км (по каждой ОС) при максимальной дальности  $D_{\max}=600$  км.

Необходимость снятия ограничений на рабочую зону РНС с совмещенным каналом при заданных показателях точности и помехоустойчивости системы требует дополнительного подавления мощных структурных помех до 40 дБ.

---

\* Corresponding author E-mail address: bers-redhold@yandex.ru

<sup>1</sup> © Siberian Federal University. All rights reserved

В широкополосной РНС «Спрут» используют ШПС с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ) [4]

$$s(t) = \sqrt{2P_c} \cdot D(t) \cdot \cos[2\pi f_0 t + \Theta(t)] = \\ = \sqrt{2P_c} \cdot D(t) \cdot [I(t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t)], \quad (1)$$

$$\Theta(t) = \frac{\pi}{2T} \int_0^t d(t) dt, \quad (2)$$

где  $P_c$  – мощность сигнала;  $D(t)$  – информационный сигнал (данные);  $f_0$  – несущая (центральная) частота (начальная фаза равна нулю);  $\Theta(t)$  – функция, определяющая закон угловой модуляции;  $I(t) = \cos \Theta(t)$  и  $Q(t) = \sin \Theta(t)$  – действительная и мнимая компоненты нормированной комплексной огибающей;  $d(t)$  – двоичный модулирующий сигнал, соответствующий кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП)  $d_0, d_1, \dots, d_{N-1}$  с элементами  $d_k \in \{-1, +1\}$ ;  $N$  – длина кодовой ПСП, определяющая период  $T_{\text{п}} = NT$  повторения ШПС;  $T$  – длительность элемента ШПС. В качестве модулирующих ПСП для каждой ОС используют циклические сдвиги  $M$ -последовательности длиной  $N = 2^{14} - 1 = 16383$  элемента<sup>1</sup>.

Структурная помеха (СП) также представляет собой ШПС с минимальной частотной манипуляцией, отличающийся от полезного сигнала, помимо кодовой задержки, амплитудой, информационным сигналом, временем запаздывания и частотным сдвигом.

В отсутствие дополнительной цифровой модуляции корреляционные свойства периодических МЧМ-ШПС характеризуются уровнем боковых лепестков нормированной периодической автокорреляционной функции (ПАКФ) равным  $1/N$  по модулю (около минус 85 дБ). Дополнительная фазовая модуляция МЧМ-ШПС приводит к увеличению уровня боковых лепестков нормированной ПАКФ до значения порядка  $1/\sqrt{2N} \approx -40$  дБ (эффективное значение), определяющего подавление структурной помехи в корреляторе навигационного приемника [5]. Как уже отмечалось, при динамическом диапазоне сигналов опорных станций 80 дБ требуется дополнительное подавление структурной помехи на 40 дБ.

### Устройство компенсации структурной помехи

В настоящее время для подавления широкополосных структурных помех используют компенсаторы, в которых структурную помеху обнаруживают в приемнике мешающего сигнала, формируют оценку структурной помехи, а затем вычитают эту оценку из входного сигнала. Для формирования оценки структурной помехи приемником мешающего сигнала оценивают информационный символ, а затем модулируют широкополосный сигнал с использованием этой оценки. Недостатком таких компенсаторов является необходимость применения блока задержки входного сигнала на время, равное длительности информационного символа, а также невысокая точность формирования копии помехи и, как следствие, низкая эффективность подавления структурной помехи.

Для повышения эффективности подавления СП компенсатор должен с высокой точностью осуществлять слежение за параметрами СП (временем, фазой несущего колебания СП, амплитудой), а также компенсировать СП в режиме реального времени. Компенсатор должен обеспечивать подавление структурной помехи не менее чем на 40 дБ при условии, что СП превышает полезный сигнал на 35 дБ и более.

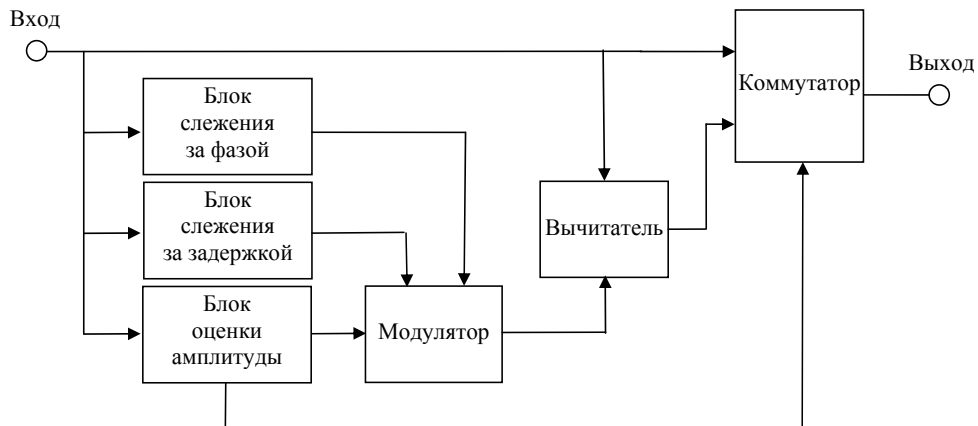


Рис. 1. Структурная схема устройства компенсации СП

Структурная схема устройства компенсации СП (рис. 1) содержит блок слежения за фазой (БСФ), блок слежения за задержкой (БСЗ), блок оценки амплитуды (БОА), модулятор для формирования копии СП, вычитатель и коммутатор.

Для обеспечения требуемой точности фазовой и кодовой синхронизации в схеме компенсатора целесообразно использовать дискриминаторы периодического ШПС с МЧМ, оптимальные по критерию минимума дисперсии эквивалентных фазовых и временных флуктуаций [4, 6], а в качестве петлевых фильтров применяются астатические фильтры. Дискриминационные характеристики указанных дискриминаторов представлены на рис. 2.

Функциональная схема устройства компенсации изображена на рис. 3, где используются следующие обозначения: К – коммутатор,  $V_1$ ,  $V_2$  и  $V_3$  – вычитатели, ПМС – приемник мешающего сигнала, БСФ – блок слежения за фазой, БСЗ – блок слежения за задержкой, БОА – блок оценки амплитуды, ФД – фазовый дискриминатор, ВД – временной дискриминатор,  $Пм_1$ ,  $Пм_2$ , ...,  $Пм_{14}$  – перемножители, С – сумматор,  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ,  $I_4$  – интеграторы,  $S_1$  и  $S_2$  – преобразователи с характеристикой  $f(x) = \text{sign}(x)$ , ПФ1 и ПФ2 – первый и второй петлевые фильтры, ПГ – подстраиваемый генератор, ДЧ – делитель частоты, УФВ – управляемый фазовращатель, ГК – генератор кода, СОКС – синтезатор опорных квадратурных сигналов, ДШ – дешифратор, Мод – модулятор, Атт – аттенюатор с коэффициентом передачи  $2/M$ , ФНЧ – фильтр нижних частот, ПЭ – пороговый элемент.

Устройство компенсации структурных помех работает следующим образом. Входной сигнал, представляющий аддитивную смесь полезного сигнала, структурной помехи и шума, поступает на сигнальный вход вычитателя  $V_1$  и вход фазового дискриминатора (ФД) блока слежения за фазой.

В фазовом дискриминаторе входной сигнал перемножается с опорными квадратурными сигналами, соответственно  $\cos(\omega_0 t)$  и  $\sin(\omega_0 t)$  частоты  $\omega_0$ , равной средней частоте структурной помехи. Указанные сигналы вырабатываются подстраиваемым генератором блока слежения за фазой. Подстраиваемый генератор формирует квадратурные сигналы несущей частоты  $\cos \hat{\Phi}$  и  $\sin \hat{\Phi}$ ,  $\hat{\Phi} = \omega_0 t - \hat{\phi}$  – оценка полной фазы,  $\hat{\phi}$  – оценка ошибки синхронизации по фазе несущего колебания. Квадратурные видеочастотные составляющие структурной помехи пере-

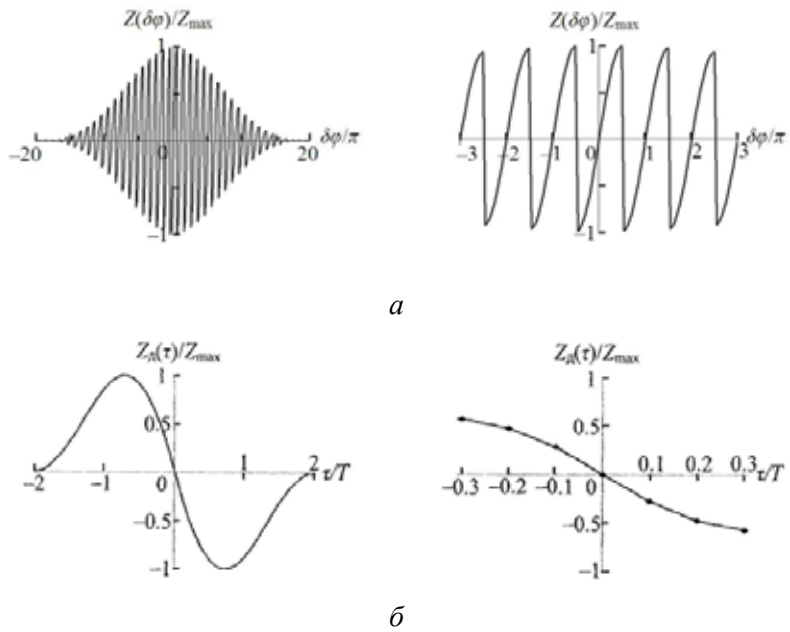


Рис. 2. Дискриминационные характеристики: *а* – фазового дискриминатора, *б* – когерентного временного дискриминатора

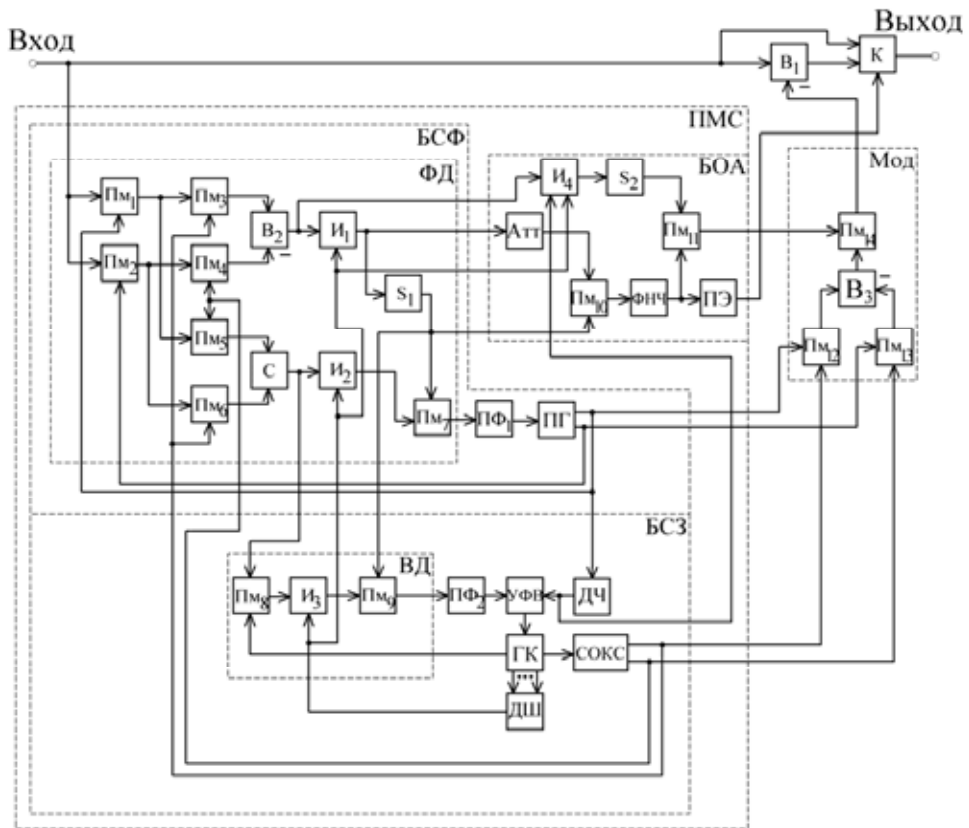


Рис. 3. Функциональная схема устройства компенсации СП

множаются с опорными видеочастотными сигналами, формируемыми синтезатором опорных квадратурных сигналов блока слежения за задержкой. При идеальной кодовой синхронизации опорные квадратурные сигналы  $\hat{I} = I(t - \hat{\tau})$  и  $\hat{Q} = Q(t - \hat{\tau})$  являются точными копиями квадратурных видеочастотных компонентов  $I(t)$  и  $Q(t)$  принимаемой структурной помехи  $\hat{\tau}$  – оценка ошибки по кодовой задержке). Кодовая задержка обусловлена задержкой трассы распространения сигналов.

Результаты перемножения квадратурных составляющих входного и опорных сигналов объединяются в вычитателе  $B_2$  и сумматоре, образуя соответственно «косинусную» и «синусную» квадратурные составляющие, пропорциональные  $\cos\varphi(t)$  и  $\sin\varphi(t)$ , где  $\varphi(t)$  – фазовая ошибка системы синхронизации (составляющие удвоенной частоты  $\omega_0$  подавляются при последующей обработке). Интеграторы  $I_1$  и  $I_2$  в квадратурных каналах ФД осуществляют интегрирование поступающих на их входы квадратурных составляющих сжатой по спектру структурной помехи на интервалах, равных периоду  $T_n$  повторения ШПС (одинаковому для полезного сигнала и структурной помехи). Сброс интеграторов осуществляется с шагом  $T_n$  синхроимпульсами, вырабатываемыми дешифратором БСЗ.

Результаты  $z_1$  и  $z_2$  интегрирования в квадратурных каналах ФД, пропорциональные величинам  $A\cos\varphi$  и  $A\sin\varphi$ , где  $A$  – амплитуда СП, поступают на перемножитель  $Пм_7$ , формирующий сигнал ошибки  $z_d(\varphi)$ , пропорциональный фазовому рассогласованию принимаемой структурной помехи и опорных сигналов частоты  $\omega_0$ . При этом составляющая  $z_2$  поступает на сигнальный вход перемножителя  $Пм_7$  непосредственно, а составляющая  $z_1$  – на опорный вход через преобразователь  $S_1$ , благодаря чему исключается влияние цифровой модуляции  $D(t) \in [1, -1]$  структурной помехи на формирование сигнала ошибки  $z_d(\varphi)$ .

Выходной сигнал петлевого фильтра  $ПФ_1$ , сглаживающего флуктуации сигнала ошибки  $z_d(\varphi)$ , обусловленные действием шума, используется для управления частотой и фазой опорных сигналов, формируемых подстраиваемым генератором.

Блок слежения за задержкой работает следующим образом. Сигнал с выхода сумматора ФД в когерентном временном дискриминаторе (ВД) перемножается с опорной инверсной кодовой последовательностью  $-d(t)$ . Прямой код  $d(t) \in [1, -1]$  используется при формировании опорных видеочастотных сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$  в синтезаторе опорных квадратурных сигналов. Оба кода (прямой и инверсный) формируются генератором кода. Результат перемножения интегрируется на интервалах, равных периоду  $T_n$  повторения ШПС, в результате чего образуется сигнал ошибки. Далее в перемножителе  $Пм_9$  полученный сигнал ошибки перемножается с сигналом преобразователя  $S_1$ , благодаря чему исключается влияние цифровой модуляции структурной помехи на формирование сигнала ошибки, пропорционального временному рассогласованию принятой СП и опорных квадратурных сигналов  $I(t)$  и  $Q(t)$ . Петлевой фильтр  $ПФ_2$  сглаживает флуктуации сигнала ошибки, формируя управляющий сигнал для управляемого фазовращателя. Сигнал тактовой частоты  $f_T = 1/T$  формируется делителем частоты путем деления несущей частоты  $f_0$ :  $f_T = f_0/m$ ,  $m$  – целое.

На вход генератора кода сигнал тактовой частоты поступает через управляемый фазовращатель. Формируемая генератором кода кодовая последовательность (прямой код  $d(t)$ ) поступает на вход синтезатора опорных квадратурных сигналов, определяя знак приращения фазы  $\pi/2$  на интервалах, равных длительности  $T$  элемента кода.

С выходов синтезатора опорных квадратурных сигналов опорные квадратурные сигналы  $I(t)$  и  $Q(t)$  поступают на входы умножителей ФД, а также на входы умножителей модулятора. Дешифратор, подключенный к дополнительным выходам генератора кода, формирует синхроимпульсы с частотой повторения  $F_n = 1/T_n$  для интеграторов  $I_1$ ,  $I_2$  и  $I_3$  фазового и временного дискриминаторов, а также для интегратора  $I_4$  блока оценки амплитуды.

Блок оценки амплитуды работает следующим образом. Результат  $z_1$  интегрирования в синфазном канале ФД поступает на аттенуатор, формирующий оценку амплитуды СП с учетом текущего информационного символа:  $D\hat{A} = 2z_1 / M$ , где  $M = T_H / T_D$  – число отсчетов на интервале интегрирования,  $T_D$  – интервал дискретизации. Полученный сигнал перемножается с сигналом преобразователя  $S_1$ , благодаря чему исключается влияние цифровой модуляции СП на формирование оценки амплитуды СП. Фильтр нижних частот служит для сглаживания флуктуаций оценки  $A$  амплитуды помехи. При превышении оценкой заданного порогового уровня на выходе порогового элемента формируется команда, поступающая на коммутатор, на включение вычитателя  $B_1$  в тракт приема полезного сигнала.

Интегратор  $I_4$  осуществляет интегрирование поступающей на его вход синфазной составляющей, сжатой по спектру структурной помехи на интервалах, равных длительности элемента  $T$ . При этом на первый синхронизирующий вход интегратора  $I_4$  поступают синхроимпульсы тактовой частоты  $f_t$  с выхода делителя частоты, что обеспечивает установку на выходе интегратора  $I_4$  текущего значения результата интегрирования  $z_{1k}$  на интервале  $0 < t \leq kT$ ,  $k = 1, 2, \dots, N$ , где  $N$  – длина кода. Результат интегрирования  $z_{1k}$  поступает на вход преобразователя  $S_2$ , осуществляющего оценку информационного символа  $D_k$  структурной помехи на момент  $t = kT$ . Умножитель  $П_{м11}$  формирует оценку амплитуды СП с применением оценки  $\hat{D}_k$  информационного символа, которая используется в модуляторе для формирования копии структурной помехи.

Модулятор работает следующим образом. Умножители  $П_{м12}$  и  $П_{м13}$  осуществляют формирование квадратурных составляющих копии структурной помехи путем перемножения опорных видеочастотных сигналов  $\hat{I} = I(t - \hat{\tau})$  и  $\hat{Q} = Q(t - \hat{\tau})$ , вырабатываемых синтезатором опорных квадратурных сигналов, с опорными квадратурными сигналами  $\cos \hat{\Phi}$  и  $\sin \hat{\Phi}$  соответственно, формируемыми подстраиваемым генератором.

В умножителе  $П_{м14}$  формируется копия структурной помехи с точностью до амплитуды (с учетом цифровой модуляции СП) путем перемножения выходного сигнала единичной амплитуды вычитателя  $B_3$  и оценки амплитуды, сформированной умножителем  $П_{м11}$ .

Выходной сигнал вычитателя  $B_1$ , представляющий собой смесь полезного сигнала, остатка подавленной СП и шума, поступает на второй вход коммутатора. Коммутатор по команде с выхода порогового элемента осуществляет включение вычитателя  $B_1$  в тракт приема полезного сигнала.

Адаптивный компенсатор СП может быть реализован с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), рассматриваемых в настоящее время как наиболее перспективная элементная база для построения цифровой аппаратуры. При этом все операции, соответствующие блокам на функциональной схеме, изображенной на рис. 3, выполняются в течение одного интервала дискретизации последовательно. Поэтому к очередному моменту

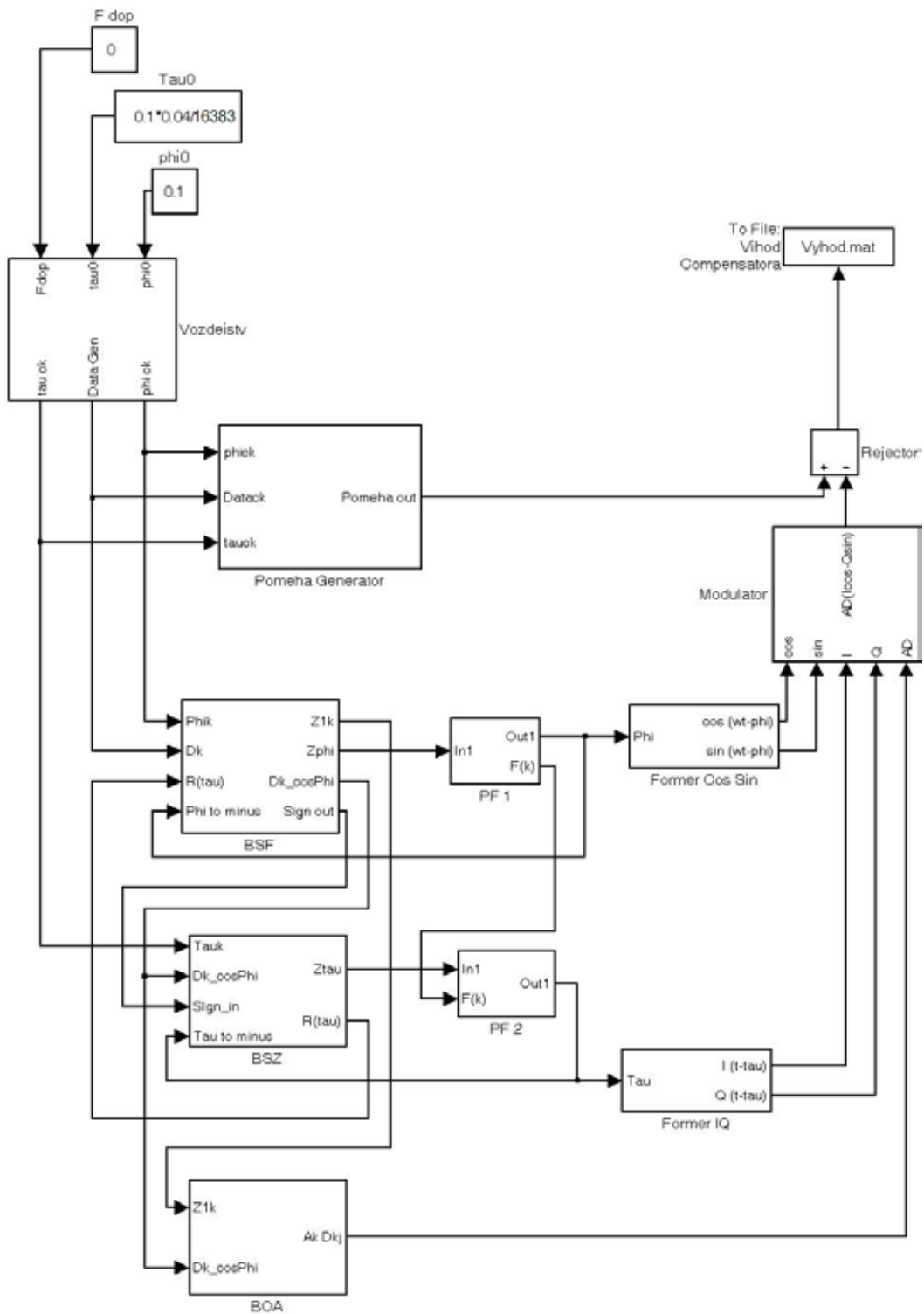


Рис. 4. Модель компенсатора в среде Matlab-Simulink

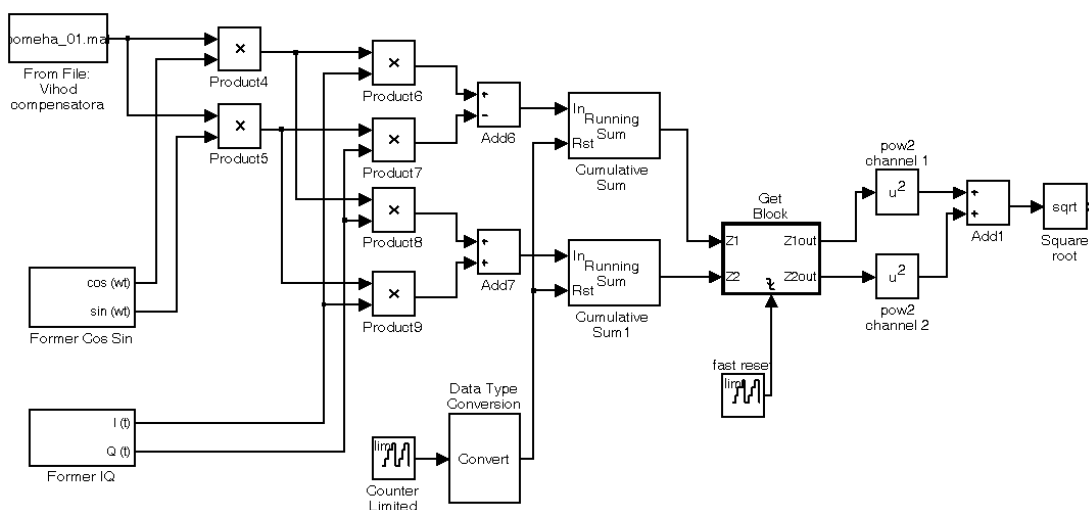
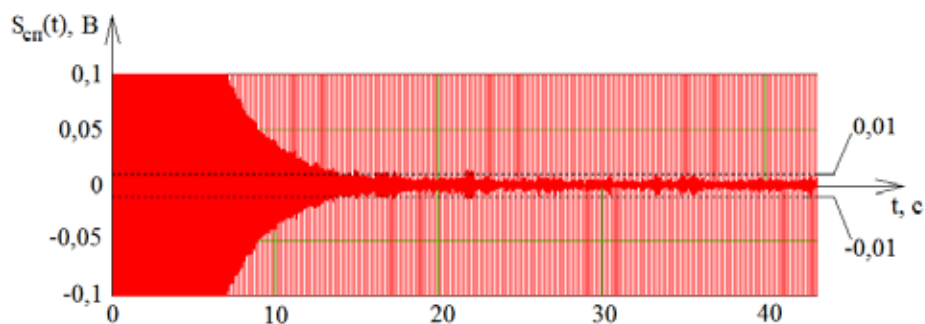


Рис. 5. Модель корреляционного приемника в среде Matlab-Simulink

Рис. 6. Временная диаграмма структурной помехи на выходе компенсатора при  $A = 1$  В, отношении СП/сигнал 35 дБ и отношении СП/шум минус 5 дБ

выборки на входах вычитателя присутствуют отсчет считанного входного сигнала и отсчет сформированной копии помехи, что устраняет необходимость применения блока задержки на время формирования копии помехи.

### Результаты моделирования

Эффективность работы компенсатора оценивалась на основе имитационной модели функциональной схемы. Современной и одной из наиболее перспективных сред структурного моделирования сложных систем является *Matlab-Simulink* [7]. Созданная в этой среде модель компенсатора представлена на рис. 4. Модель имитирует аддитивную смесь полезного ШПС и СП с заданными параметрами (задержкой и фазой, амплитудой и информационным сигналом) в соответствии с заданным начальным значением, доплеровским частотным сдвигом и характеристиками шума, а также реализует описанный алгоритм работы компенсатора. Степень подавления структурной помехи компенсатором определяют погрешностью оценок амплитуды, задержки и фазы СП.



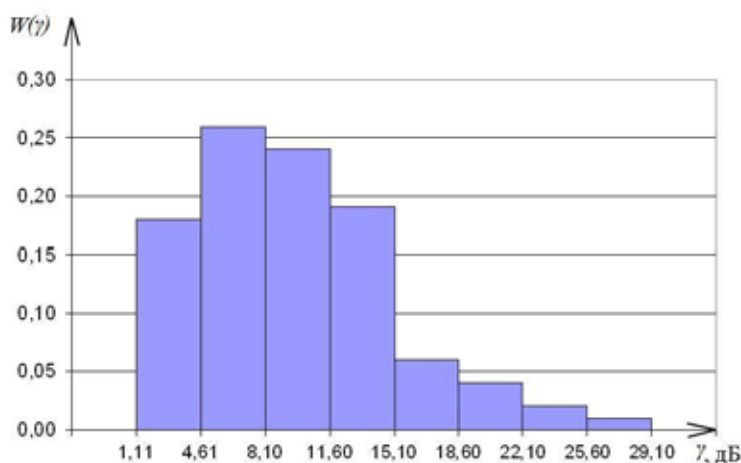


Рис. 7. Гистограмма плотности распределения величины  $\gamma$

Модель на рис. 5 имитирует корреляционный приемник полезного сигнала при идеальной кодовой и фазовой синхронизации.

На рис. 6 представлена временная диаграмма структурной помехи при амплитуде  $A = 1$  В на входе компенсатора, при отношении СП/шум минус 5 дБ. Как видно из рисунка, по завершении переходного процесса (при выбранных параметрах следящих фильтров и ФНЧ блока оценки амплитуды время переходного процесса составляет около 20 с) устройство обеспечивает подавление СП около 46 дБ.

Для оценки эффективности подавления СП в корреляционном приемнике с компенсатором было проведено статистическое моделирование с числом испытаний 100. На рис. 7 изображена гистограмма плотности распределения  $W(\gamma)$  величины  $\gamma$ , равной отношению сигнал/СП на выходе корреляционного приемника при отношении сигнал/СП минус 80 дБ на входе компенсатора. С помощью компенсатора в 100 % испытаний на выходе приемника полезного сигнала обеспечивается превышение полезного сигнала над СП на уровне более 1,11 дБ. Восемнадцатипроцентный квантиль распределения  $\gamma$  соответствует значению  $\gamma \approx 4,61$  дБ.

Помехоустойчивость устройства при воздействии узкополосных помех определяется, главным образом, применяемой системой слежения за фазой и характеризуется максимально допустимым превышением узкополосной помехи над полезным сигналом 40 дБ [4].

### Заключение

Предложенный адаптивный компенсатор структурной помехи позволяет повысить помехоустойчивость приемника ШПС с МЧМ: допустимый уровень структурной помехи благодаря применению адаптивного компенсатора СП увеличивается с 40 дБ до 80 дБ, что соответствует динамическому диапазону сигналов опорных станций РНС «Спрут».

Рассмотренное устройство компенсации СП может быть реализовано на современной цифровой элементной базе, в частности, с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

*Работа публикуется при поддержке Программы развития Сибирского федерального университета.*

<sup>1</sup>. Относительная задержка ПСП двух ОС кратна  $T_{\text{ш}}/4$ .

### Список литературы

1. Бондаренко В.Н. Основные направления разработки радионавигационной аппаратуры в Красноярском государственном техническом университете / В. Н. Бондаренко, А. М. Алешечкин, В. И. Кокорин // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2007. – № 5. – С. 54–62.
2. Бондаренко В.Н. Сравнительный анализ способов передачи данных в широкополосных радионавигационных системах с частотно-манипулированными шумоподобными сигналами / В. Н. Бондаренко // Журнал СФУ. Техника и технологии. – 2008. – Т. 1. – № 1. – С. 92–100.
3. Бондаренко В.Н. Широкополосная радионавигационная система для морских потребителей / В. Н. Бондаренко, А. М. Алешечкин, В. И. Кокорин и др. // VI Росс. НТК «Соврем. сост. и пробл. навиг. и океанографии» НО–2007: Труды конф. – СПб., 2007 г.
4. Бондаренко В.Н. Система фазовой синхронизации приёмника периодического шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54. – № 2. – С. 1–8.
5. Бондаренко В.Н. Корреляционные свойства шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией при дополнительной цифровой модуляции / В.Н. Бондаренко, А.Г. Клевлин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2008. – Вып.2. – С. 3–10.
6. Бондаренко В.Н. Система кодовой синхронизации приёмника периодического шумоподобного сигнала / В. Н. Бондаренко // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2008. – Вып.1. – С. 3–13.
7. Дьяконов В.П. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6. Основы применения: научное издание / В. П. Дьяконов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 798 с.

## Efficiency of Rejection of Adjacent-Channel Interference in the Wideband Radionavigation System

**Rinat G. Galeev and Timur V. Krasnov**  
*Siberian Federal University,  
79 Svobodny, Krasnoyarsk, 660041 Russia*

---

*The article contains results of development and modeling the adjacent-channel interference compensator for receivers of wideband radio navigation system "Sprut". Imitation modeling of the compensator and the correlation receiver was lead in CAE-system Matlab-Simulink and proves that the designed compensator provides high-accurate forming of the interference's copy.*

*Designed adaptive adjacent-channel interference compensator allows to increase interference immunity of receiver of noise-like signals with minimum shift keying: Admissible level of adjacent-channel interference is more than 80 dB due to using the compensator.*

*Keywords: Wideband system, noise-like signal, minimum shift keying, interference compensator, adjacent-channel interference*

---