

# Особенности приема сигнала с двукратной фазоразностной манипуляцией на фоне незамирающей согласованной по частоте и времени фазоманипулированной помехи с произвольным набором значений начальной фазы

## Peculiarities of dqpsk signal reception in the presence of non-fading frequency and time matched phase-shift keyed jamming with an arbitrary set of initial phase values

**Стищенко / Stitsenko A.**

Александр Иванович

(stitsenko@mail.ru)

кандидат технических наук.

ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия

им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина»

МО РФ, заместитель начальника отдела.

г. Воронеж

**Ключевые слова:** двукратная фазоразностная манипуляция – differential quadrature phase-shift keying; оптимальный некогерентный приём – optimum incoherent reception; приемно-решающее устройство – receiver decision device; фазоманипулированная помеха – phase-shift keyed jamming.

На основе доработанной математической модели воздействия сигналподобной помехи на оптимальный для белого шума некогерентный прием сигнала с двукратной фазоразностной манипуляцией выявлены особенности функционирования приемно-решающего устройства при обработке аддитивной смеси сигнала и незамирающей согласованной по частоте и времени фазоманипулированной помехи с произвольным набором значений начальной фазы.

In this paper, the peculiarities of the receiver decision device's performance when processing an additive mixture of a signal and non-fading frequency and time matched phase-shift keyed jamming with an arbitrary set of initial phase values are presented, based on the improved mathematical model used to describe the effects of a signal-like jamming on the incoherent DQPSK signal reception which is optimum for white noise.

**Особенности приема сигнала с двукратной фазоразностной манипуляцией на фоне незамирающей согласованной по частоте и времени фазоманипулированной помехи с произвольным набором значений начальной фазы**

Фазоманипулированные (ФМн) сигналы находят широкое применение в современных наземных и спутниковых системах связи как гражданского, так и военного назначения [1–7]. Особое место в семей-

стве ФМн-сигналов занимают сигналы с фазоразностной манипуляцией (ФРМ). При такой манипуляции информация в канале связи передается не значением начальной фазы элементарной посылки, а разностью начальных фаз двух соседних посылок (опорной и информационной). При однократной ФРМ (DPSK – differential phase shift keying) в передатчике формируется два варианта элементарной посылки, как правило, с противоположными начальными фазами. При двукратной ФРМ (ДФРМ, DQPSK – differential quadrature phase shift keying) передатчик генерирует четыре варианта элементарных посылок, передающих по два бита информации.

Для приема сигналов с ДФРМ первого порядка с разностями фаз ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ ) применяется оптимальное в условиях аддитивного гауссовского белого шума некогерентное приемно-решающее устройство (ПРУ) [8]. Особенности работы указанного ПРУ на фоне гауссовской помехи, гармонической помехи и ФМн-помехи со случайной начальной фазой рассмотрены в работах [8–14]. Однако в практике радиосвязи непреднамеренные и преднамеренные ФМн-помехи, воздействующие на рассматриваемое ПРУ, в основном характеризуются конечным набором значений начальной фазы (например, двух-, четырех- или восьмипозиционные). К тому же процесс воздействия ФМн-помехи на ПРУ определяется вполне конкретной ориентацией созвездия помехи относительно созвездия сигнала на фазовой плоскости, не меняющейся на длительности передачи кодовой комбинации. Поэтому выявление особенностей приема сигналов с ДФРМ на фоне незамирающей согласованной по частоте и времени ФМн-помехи с произвольным набором значений начальной фазы (далее – ФМн-помехи

с произвольной фазовой структурой), являющейся удовлетворительной моделью реальных сигналоподобных помех, представляется актуальным.

Цель работы – выявить особенности функционирования оптимального для белого шума некогерентного ПРУ при обработке аддитивной смеси сигнала с ДФРМ первого порядка с разностями фаз ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ ) и незамирающей согласованной по частоте и времени ФМн-помехи с произвольной фазовой структурой.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- доработать существующую математическую модель воздействия сигналоподобной помехи на оптимальный для белого шума некогерентный прием ДФРМ-сигнала применительно к воздействию незамирающей согласованной по частоте и времени ФМн-помехи с произвольной фазовой структурой;

- выявить особенности обработки аддитивной смеси сигнала и помехи на этапах демодуляции и декодирования.

Перейдем к решению первой задачи.

Функциональная схема ПРУ, реализующего алгоритм оптимального некогерентного приема ДФРМ-сигнала с разностями фаз ( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ ), показана на рис. 1 [8, стр. 171].

Прием ДФРМ-сигнала на фоне ФМн-помехи производится следующим образом. На вход ПРУ (рис. 1) подается входной сигнал, представляющий собой аддитивную смесь ДФРМ-сигнала и ФМн-помехи.

На  $n$ -ом такте приема элементарная посылка ДФРМ-сигнала описывается выражением

$$s_n(t, U_s, \omega_s, \varphi_0, \Theta_n) = U_s \cdot \sin(\omega_s t + \varphi_0 + \Theta_n)$$

для

$$t \in [nT_s, (n+1)T_s),$$

где:  $U_s$  – амплитуда напряжения сигнала (не зависит от времени  $t$ , то есть замирания в канале связи отсутствуют), [В];  $\omega_s$  – циклическая частота (не зависит от времени  $t$ ), [радиан/с];  $\varphi_0$  – постоянная составляющая начальной фазы сигнала, определяющая ориентацию сигнального созвездия на фазовой плоскости, [радиан] (для удобства будем называть ее «начальная фаза сигнала»);  $\Theta_n$  – переменная (информационная) составляющая начальной фазы сигнала на  $n$ -ом такте, обеспечивающая перенос информации в канале связи и принимающая значения  $0$ ,  $\pi/2$ ,  $\pi$  или  $3\pi/2$  радиан;  $T_s$  – длительность элементарной посылки сигнала, [с].

Незамирающая, согласованная по частоте и времени аддитивная ФМн-помеха, действующая на входе рассматриваемого ПРУ, на  $n$ -ом такте приема описывается выражением

$$\xi_n(t, U_\xi, \omega_\xi, \varphi_{\xi n}) = U_\xi \cdot \sin(\omega_\xi t + \varphi_{\xi n})$$

для

$$t \in [nT_s, (n+1)T_s),$$

где:  $U_\xi$  – амплитуда напряжения помехи (не зависит от времени  $t$ ), [В];  $\omega_\xi$  – циклическая частота помехи, равная  $\omega_s$ ;  $\varphi_{\xi n}$  – начальная фаза помехи на  $n$ -ом такте, принимающая равновероятно одно из значений заданного набора фаз, определяющего фазовую структуру помехи, [радиан].

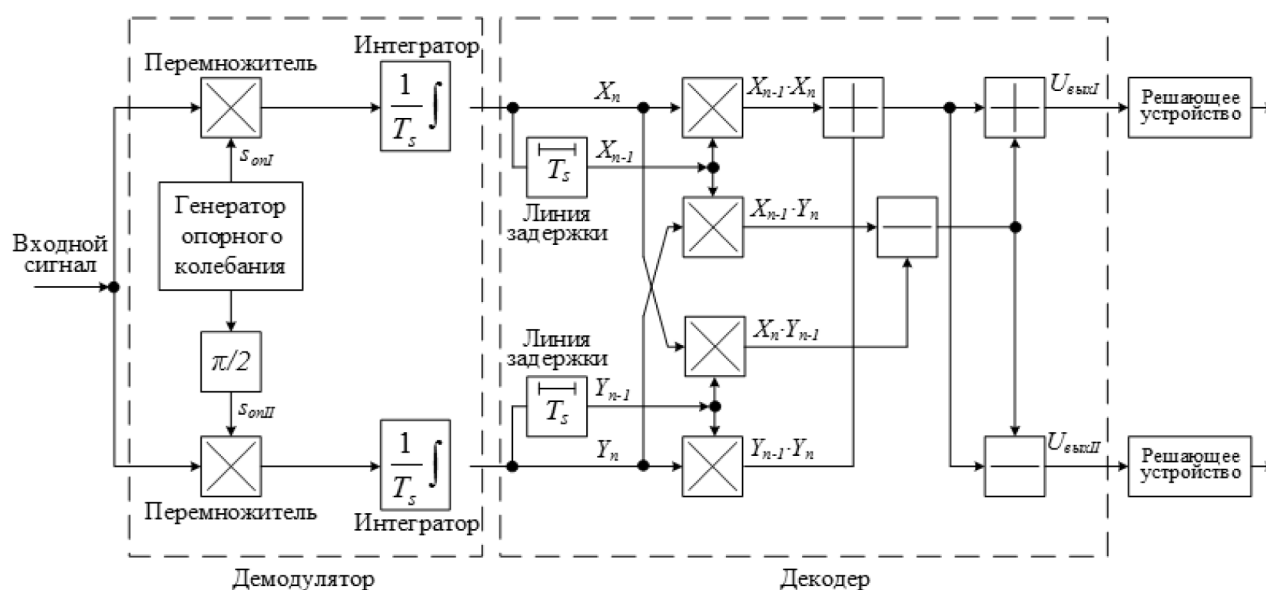


Рис. 1. Функциональная схема оптимального некогерентного ПРУ для приема ДРФМ-сигнала с разностями фаз  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  и  $270^\circ$

Положим, что тактовые моменты манипуляции ДФРМ-сигнала и ФМн-помехи совпадают.

На первом этапе обработки входной сигнал перемножается с опорными сигналами, формируемыми опорным генератором приемника для демодуляции ДФРМ-сигнала. На  $n$ -ом такте приема опорные сигналы в синфазном и квадратурном каналах описываются соответственно выражениями

$$s_{onI}(t, U_{on}, \omega_{on}, \varphi_{on}) = U_{on} \cdot \sin(\omega_{on}t + \varphi_{on})$$

для

$$t \in [nT_s, (n+1)T_s),$$

$$\begin{aligned} s_{onII}(t, U_{on}, \omega_{on}, \varphi_{on}) &= U_{on} \sin\left(\omega_{on}t + \varphi_{on} + \frac{\pi}{2}\right) = \\ &= U_{on} \cos(\omega_{on}t + \varphi_{on}) \end{aligned}$$

для

$$t \in [nT_s, (n+1)T_s),$$

где:  $U_{on}$  – амплитуда напряжения опорного сигнала, [В];  $\omega_{on}$  – циклическая частота опорного сигнала, равная  $\omega_s$ , [радиан/с];  $\varphi_{on}$  – начальная фаза опорного колебания, определяющая ориентацию вектора опорного колебания на фазовой плоскости (для обеспечения корректной работы ПРУ начальная фаза опорного колебания  $\varphi_{on}$  на всем интервале обработки кодовой комбинации не изменяется), [радиан].

Далее результаты перемножения подаются на интеграторы. Значения напряжений  $X_n$  и  $Y_n$  на выходах

интеграторов пропорциональны проекциям входного сигнала на координатные оси  $U_{on} \sin(\omega_{on}t + \varphi_{on})$  и  $U_{on} \cos(\omega_{on}t + \varphi_{on})$ , задаваемые в векторном пространстве опорным генератором [8]. Очевидно, что при известной начальной фазе сигнала  $\varphi_0$  и отсутствии помехи знаки напряжений  $X_n$  и  $Y_n$  однозначно определяют значение информационной составляющей фазы сигнала на текущей посылке  $\Theta_n$ .

После демодуляции аддитивной смеси ДФРМ-сигнала и ФМн-помехи на интервалах опорной (на  $(n-1)$ -ом такте) и информационной (на  $n$ -ом такте) посылок отклики с выходов двух каналов демодулятора подаются на декодер (перекодирующее устройство) напрямую (напряжения  $X_n$  и  $Y_n$ ) и через линии задержки на время  $T_s$  (напряжения  $X_{n-1}$  и  $Y_{n-1}$ ).

Решение о приеме символа («00», «01», «11» или «10») в каналах приема определяется знаком напряжений  $U_{выхI}$  и  $U_{выхII}$  на выходах соответствующих каналов декодера: положительное напряжение на выходе декодера (на входе решающего устройства) соответствует приему «0», а отрицательное – «1».

Правила кодирования и декодирования информации при ее передаче с помощью ДФРМ-сигнала с разностями фаз (0°, 90°, 180°, 270°) представлены в таблице 1.

На основе функциональной схемы ПРУ (рис. 1) для заданных исходных данных получим аналитические выражения для расчета значений напряжений на выходах декодера  $U_{выхI}$  и  $U_{выхII}$ . Напряжения, действующие на входе декодера на  $n$ -ом такте приема в результате демодуляции аддитивной смеси сигнала и помехи, рассчитываются по формулам:

Таблица 1

**Правила кодирования и декодирования информации при ее передаче с помощью ДФРМ-сигнала**

| Передаваемый символ (биты) | Требуемая разность фаз информационной и опорной посылок сигнала $\Theta_n - \Theta_{n-1}$ | Варианты сочетаний информационных фаз опорной и информационной посылок сигнала ( $\Theta_{n-1}, \Theta_n$ ) |                                              |                                    |                                               | Знак напряжения на выходе декодера |             |
|----------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------|------------------------------------|-----------------------------------------------|------------------------------------|-------------|
|                            |                                                                                           |                                                                                                             |                                              |                                    |                                               | $U_{выхI}$                         | $U_{выхII}$ |
| «00»                       | 0                                                                                         | (0, 0)                                                                                                      | $\left(\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$  | ( $\pi$ , $\pi$ )                  | $\left(\frac{3\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}\right)$ | +                                  | +           |
| «01»                       | $\frac{\pi}{2}$                                                                           | $\left(0, \frac{\pi}{2}\right)$                                                                             | $\left(\frac{\pi}{2}, \pi\right)$            | $\left(\pi, \frac{3\pi}{2}\right)$ | $\left(\frac{3\pi}{2}, 0\right)$              | +                                  | –           |
| «11»                       | $\pi$                                                                                     | (0, $\pi$ )                                                                                                 | $\left(\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}\right)$ | ( $\pi$ , 0)                       | $\left(\frac{3\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$  | –                                  | –           |
| «10»                       | $\frac{3\pi}{2}$                                                                          | $\left(0, \frac{3\pi}{2}\right)$                                                                            | $\left(\frac{\pi}{2}, 0\right)$              | $\left(\pi, \frac{\pi}{2}\right)$  | $\left(\frac{3\pi}{2}, \pi\right)$            | –                                  | +           |

$$X_n(U_s, U_\xi, \omega_s, T_s, \varphi_0, \varphi_{on}, \Theta_n, \varphi_{\xi_n}) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left[ s_n(t, U_s, \omega_s, \varphi_0, \Theta_n) + \xi_n(t, U_\xi, \omega_s, \varphi_{\xi_n}) \right] \cdot s_{onI}(t, U_{on}, \omega_s, \varphi_{on}) dt;$$

$$Y_n(U_s, U_\xi, \omega_s, T_s, \varphi_0, \varphi_{on}, \Theta_n, \varphi_{\xi_n}) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left[ s_n(t, U_s, \omega_s, \varphi_0, \Theta_n) + \xi_n(t, U_\xi, \omega_s, \varphi_{\xi_n}) \right] \cdot s_{onII}(t, U_{on}, \omega_s, \varphi_{on}) dt;$$

Преобразуем выражения (1) и (2) к удобному для выполнения расчетов виду:

$$X_n(U_s, U_\xi, \omega_s T_s, \varphi_0, \varphi_{on}, \Theta_n, \varphi_{\xi_n}) = \frac{U_s U_{on}}{2} \cos(\Theta_n + \varphi_0 - \varphi_{on}) + \frac{U_s U_{on}}{4 T_s \omega_s} \sin(\Theta_n + \varphi_0 + \varphi_{on}) - \frac{U_s U_{on}}{4 T_s \omega_s} \sin(\Theta_n + \varphi_0 + \varphi_{on} + 2 \omega_s T_s) + \frac{U_\xi U_{on}}{2} \cos(\varphi_{\xi_n} - \varphi_{on}) + \frac{U_\xi U_{on}}{4 T_s \omega_s} \sin(\varphi_{\xi_n} + \varphi_{on}) - \frac{U_\xi U_{on}}{4 T_s \omega_s} \sin(\varphi_{\xi_n} + \varphi_{on} + 2 \omega_s T_s);$$

$$Y_n(U_s, U_\xi, \omega_s T_s, \varphi_0, \varphi_{on}, \Theta_n, \varphi_{\xi_n}) = \frac{U_s U_{on}}{2} \sin(\Theta_n + \varphi_0 - \varphi_{on}) + \frac{U_s U_{on}}{4 T_s \omega_s} \cos(\Theta_n + \varphi_0 + \varphi_{on}) - \frac{U_s U_{on}}{4 T_s \omega_s} \cos(\Theta_n + \varphi_0 + \varphi_{on} + 2 \omega_s T_s) + \frac{U_\xi U_{on}}{2} \sin(\varphi_{\xi_n} - \varphi_{on}) + \frac{U_\xi U_{on}}{4 T_s \omega_s} \cos(\varphi_{\xi_n} + \varphi_{on}) - \frac{U_\xi U_{on}}{4 T_s \omega_s} \cos(\varphi_{\xi_n} + \varphi_{on} + 2 \omega_s T_s).$$

Исходя из алгоритма оптимального некогерентного приема [8], напряжения, действующие на выходе декодера на  $n$ -ом такте приема в результате декодирования аддитивной смеси сигнала и помехи, вычисляются по формулам:

$$U_{выхI n} = (X_{n-1} \cdot Y_n - X_n \cdot Y_{n-1}) + (X_{n-1} \cdot X_n + Y_{n-1} \cdot Y_n); \quad (5)$$

$$U_{выхII n} = (X_{n-1} \cdot X_n + Y_{n-1} \cdot Y_n) - (X_{n-1} \cdot Y_n - X_n \cdot Y_{n-1}). \quad (6)$$

Результат подстановки выражений (3) и (4) в выражения (5) и (6) приведен в таблице 2 (табличная форма

представления результатов вычисления напряжений  $U_{выхI n}$  и  $U_{выхII n}$  выбрана для удобства представления и упрощения их анализа).

Выражения для вычисления напряжений  $U_{выхI n}$  и  $U_{выхII n}$  содержат по 24 слагаемых. Через  $A, B, C, D, F, E$  в таблице 2 обозначены следующие выражения:

$$A = \frac{U_s^2 U_{on}^2}{4 \omega_s T_s}, \quad B = \frac{U_\xi^2 U_{on}^2}{4 \omega_s T_s}, \quad C = \frac{U_s U_\xi U_{on}^2}{4 \omega_s T_s},$$

$$D = \frac{U_s^2 U_{on}^2 \sqrt{2}}{16 (\omega_s T_s)^2}, \quad F = \frac{U_\xi^2 U_{on}^2 \sqrt{2}}{16 (\omega_s T_s)^2}, \quad E = \frac{U_s U_\xi U_{on}^2 \sqrt{2}}{16 (\omega_s T_s)^2}.$$

Анализ таблицы 2 позволяет сделать следующие выводы.

Напряжения  $U_{выхI n}$  и  $U_{выхII n}$ , как и следовало ожидать, не зависят от начальной фазы опорного колебания  $\varphi_{on}$ , поскольку рассматриваемое ПРУ является некогерентным.

Напряжения  $U_{выхI n}$  и  $U_{выхII n}$  зависят от начальной фазы сигнала  $\varphi_0$ , то есть результат демодуляции и декодирования аддитивной смеси сигнала и рассматриваемой помехи зависит от взаимной ориентации сигнального и помехового созвездия на фазовой плоскости.

Знаки напряжений  $U_{выхI n}$  и  $U_{выхII n}$  не зависят от значения опорного напряжения  $U_{on}$ , потому что амплитуда всех слагаемых пропорциональна  $U_{on}^2$ . Следовательно, значение  $U_{on}$  не влияет на качество приема ДФРМ-сигнала на фоне ФМн-помехи. Подобный вывод сделан в работе [15] в отношении сигнала с двукратной фазовой манипуляцией.

Слагаемые для вычисления напряжений  $U_{выхI n}$  и  $U_{выхII n}$  представляют собой гармонические функции и делятся на три группы: первая группа представляет собой результат обработки только сигнала (строки 1, 5, 9, 12, 18 и 20), вторая – только ФМн-помехи (строки 4, 8, 15, 17, 22 и 24), третья – результат совместной обработки сигнала и ФМн-помехи (строки 2, 3, 6, 7, 10, 11, 13, 14, 16, 19, 21 и 23). Следовательно, рассматриваемое в работе ПРУ является нелинейным, то есть для него принцип суперпозиции не выполняется.

Слагаемые с 1 по 4 не зависят, а с 5 по 24 зависят от значения произведения  $\omega_s T_s$ , имеющего размерность «радиан» и показывающего значение набега фазы сигнала на длительности элементарной посылки. Причем у части слагаемых от  $\omega_s T_s$  зависит не только амплитуда, но и фаза (строки 5-8, 12, 13, 16-19, 21 и 22).

Заметим, что существующие результаты оценки помехоустойчивости оптимального для белого шума некогерентного приема ДФРМ-сигнала в условиях воздействия ФМн-помехи со случайной начальной фазой [13, ф. (7) и (8)] выполнены на основе математической модели, включающей только слагаемые из первых четырех строк таблицы 2 (выделены цветом).

Таблица 2

Слагаемые для вычисления значений напряжений  $U_{выхI n}$  и  $U_{выхII n}$

| №<br>п/п | $U_{выхI n}$                                                                                                              | $U_{выхII n}$                                                                                                             |
|----------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1        | $\frac{U_s^2 U_{on}^2 \sqrt{2}}{4} \sin\left(\frac{\pi}{4} - (\Theta_{n-1} - \Theta_n)\right)$                            | $\frac{U_s^2 U_{on}^2 \sqrt{2}}{4} \cos\left(\frac{\pi}{4} - (\Theta_{n-1} - \Theta_n)\right)$                            |
| 2        | $\frac{U_s U_{\xi} U_{on}^2 \sqrt{2}}{4} \sin\left(\frac{\pi}{4} - (\varphi_{\xi n-1} - (\Theta_n + \varphi_0))\right)$   | $\frac{U_s U_{\xi} U_{on}^2 \sqrt{2}}{4} \cos\left(\frac{\pi}{4} - (\varphi_{\xi n-1} - (\Theta_n + \varphi_0))\right)$   |
| 3        | $\frac{U_s U_{\xi} U_{on}^2 \sqrt{2}}{4} \cos\left(\frac{\pi}{4} - (\varphi_{\xi n} - (\Theta_{n-1} + \varphi_0))\right)$ | $\frac{U_s U_{\xi} U_{on}^2 \sqrt{2}}{4} \sin\left(\frac{\pi}{4} - (\varphi_{\xi n} - (\Theta_{n-1} + \varphi_0))\right)$ |
| 4        | $\frac{U_{\xi}^2 U_{on}^2 \sqrt{2}}{4} \sin\left(\frac{\pi}{4} - (\varphi_{\xi n-1} - \varphi_{\xi n})\right)$            | $\frac{U_{\xi}^2 U_{on}^2 \sqrt{2}}{4} \cos\left(\frac{\pi}{4} - (\varphi_{\xi n-1} - \varphi_{\xi n})\right)$            |
| 5        | $-A \cdot \sin(\Theta_{n-1} + \Theta_n + 2\varphi_0 + 2\omega_s T_s)$                                                     | $-A \cdot \sin(\Theta_{n-1} + \Theta_n + 2\varphi_0 + 2\omega_s T_s)$                                                     |
| 6        | $-C \cdot \sin(\varphi_{\xi n-1} + \Theta_n + \varphi_0 + 2\omega_s T_s)$                                                 | $-C \cdot \sin(\varphi_{\xi n-1} + \Theta_n + \varphi_0 + 2\omega_s T_s)$                                                 |
| 7        | $-C \cdot \sin(\varphi_{\xi n} + \Theta_{n-1} + \varphi_0 + 2\omega_s T_s)$                                               | $-C \cdot \sin(\varphi_{\xi n} + \Theta_{n-1} + \varphi_0 + 2\omega_s T_s)$                                               |
| 8        | $-B \cdot \sin(\varphi_{\xi n-1} + \varphi_{\xi n} + 2\omega_s T_s)$                                                      | $-B \cdot \sin(\varphi_{\xi n-1} + \varphi_{\xi n} + 2\omega_s T_s)$                                                      |
| 9        | $A \cdot \sin(\Theta_{n-1} + \Theta_n + 2\varphi_0)$                                                                      | $A \cdot \sin(\Theta_{n-1} + \Theta_n + 2\varphi_0)$                                                                      |
| 10       | $C \cdot \sin(\varphi_{\xi n-1} + \Theta_n + \varphi_0)$                                                                  | $C \cdot \sin(\varphi_{\xi n} + \Theta_{n-1} + \varphi_0)$                                                                |
| 11       | $2E \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \Theta_n - \varphi_0))$                                                       | $2E \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \Theta_n - \varphi_0))$                                                       |
| 12       | $-D \cdot \cos(\pi/4 - (\Theta_{n-1} - \Theta_n + 2\omega_s T_s))$                                                        | $-D \cdot \sin(\pi/4 - (\Theta_{n-1} - \Theta_n + 2\omega_s T_s))$                                                        |
| 13       | $-E \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \Theta_n - \varphi_0 + 2\omega_s T_s))$                                       | $-E \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \Theta_n - \varphi_0 + 2\omega_s T_s))$                                       |
| 14       | $C \cdot \sin(\varphi_{\xi n} + \Theta_{n-1} + \varphi_0)$                                                                | $C \cdot \sin(\varphi_{\xi n-1} + \Theta_n + \varphi_0)$                                                                  |
| 15       | $B \cdot \sin(\varphi_{\xi n-1} + \varphi_{\xi n})$                                                                       | $B \cdot \sin(\varphi_{\xi n-1} + \varphi_{\xi n})$                                                                       |
| 16       | $-E \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n} - \Theta_{n-1} - \varphi_0 - 2\omega_s T_s))$                                     | $-E \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n} - \Theta_{n-1} - \varphi_0 - 2\omega_s T_s))$                                     |
| 17       | $-F \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \varphi_{\xi n} + 2\omega_s T_s))$                                            | $-F \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \varphi_{\xi n} + 2\omega_s T_s))$                                            |
| 18       | $-D \cdot \cos(\pi/4 - (\Theta_{n-1} - \Theta_n - 2\omega_s T_s))$                                                        | $-D \cdot \sin(\pi/4 - (\Theta_{n-1} - \Theta_n - 2\omega_s T_s))$                                                        |
| 19       | $-E \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \Theta_n - \varphi_0 - 2\omega_s T_s))$                                       | $-E \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \Theta_n - \varphi_0 - 2\omega_s T_s))$                                       |
| 20       | $2D \cdot \cos(\pi/4 - (\Theta_{n-1} - \Theta_n))$                                                                        | $2D \cdot \sin(\pi/4 - (\Theta_{n-1} - \Theta_n))$                                                                        |
| 21       | $-E \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n} - \Theta_{n-1} - \varphi_0 + 2\omega_s T_s))$                                     | $-E \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n} - \Theta_{n-1} - \varphi_0 + 2\omega_s T_s))$                                     |
| 22       | $-F \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \varphi_{\xi n} - 2\omega_s T_s))$                                            | $-F \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \varphi_{\xi n} - 2\omega_s T_s))$                                            |
| 23       | $2E \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n} - \Theta_{n-1} - \varphi_0))$                                                     | $2E \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n} - \Theta_{n-1} - \varphi_0))$                                                     |
| 24       | $2F \cdot \cos(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \varphi_{\xi n}))$                                                            | $2F \cdot \sin(\pi/4 - (\varphi_{\xi n-1} - \varphi_{\xi n}))$                                                            |

На рис. 2 приведены зависимости напряжений  $U_{\text{выхI}}$  и  $U_{\text{выхII}}$  от отношения «сигнал-помеха» на входе ПРУ по напряжению  $U_s/U_\xi$  при  $\omega_s T_s = 5$  (сплошная линия) и  $\omega_s T_s = 7,5$  (пунктирная линия), а также при учете только слагаемых 1–4 из таблицы 2 (штриховая линия). Зависимости на рис. 2 построены для следующих исходных данных:  $\varphi_0 = 0$ ,  $\Theta_{n-1} = 270^\circ$ ,  $\Theta_n = 0^\circ$ ,  $\varphi_{\xi n-1} = 75^\circ$ ,  $\varphi_{\xi n} = 190^\circ$  (в соответствии с таблицей 1 передается символ «01»).

Из рис. 2 видно, что области значений отношения «сигнал-помеха», при которых наблюдается ошибка декодирования переданного символа ( $U_{\text{выхI}} < 0$ ,  $U_{\text{выхII}} > 0$ ), при учете всех слагаемых и учете только слагаемых 1–4 заметно отличаются. Также отчетливо наблюдается зависимость выходных напряжений от величины  $\omega_s T_s$ . Таким образом, величина  $\omega_s T_s$  определяет эффективность воздействующей на ПРУ ФМн-помехи наряду с ее фазовой структурой  $\{\varphi_\xi\}$  и отношением «сигнал-помеха»  $U_s/U_\xi$ .

В целях выявления особенностей влияния величины  $\omega_s T_s$  на выходные напряжения декодера построим зависимости  $U_{\text{выхI}}(\omega_s T_s)$  и  $U_{\text{выхII}}(\omega_s T_s)$  для нескольких значений отношения «сигнал-помеха». На рис. 3 приведены результаты вычислений  $U_{\text{выхI}}(\omega_s T_s)$  и  $U_{\text{выхII}}(\omega_s T_s)$  для следующих исходных данных:  $\varphi_0 = 0$ ,  $\Theta_{n-1} = 0^\circ$ ,  $\Theta_n = 0^\circ$ ,  $\varphi_{\xi n-1} = 75^\circ$ ,  $\varphi_{\xi n} = 190^\circ$ ,  $U_s/U_\xi = 0,91; 1,17; 1,54; 20$ .

Разность фаз  $\Theta_n - \Theta_{n-1} = 0$ , поэтому моделируется передача символа «00», для правильного приема которого в соответствии с таблицей 1 требуется, чтобы при декодировании одновременно выполнялись неравенства:  $U_{\text{выхI}n} \geq 0$  и  $U_{\text{выхII}n} \geq 0$ .

Из рис. 3 видно, что зависимости  $U_{\text{выхI}}(\omega_s T_s)$  и  $U_{\text{выхII}}(\omega_s T_s)$  представляют собой затухающее колебание с периодом, равным  $\pi$ . Амплитуда колебания обратно пропорциональна  $\omega_s T_s$ . При увеличении  $\omega_s T_s$  значения коэффициентов  $A, B, C, D, E, F$  в слагаемых с 5 по 24 (таблица 2) стремятся к нулю, а следовательно выходные напряжения декодера стремятся к значению суммы слагаемых 1–4. При  $U_s/U_\xi = 20$  переданный символ «00» декодируется правильно при любом значении  $\omega_s T_s$ . При  $U_s/U_\xi = 1,54$  в первом канале в определенных интервалах значений  $\omega_s T_s$  условие  $U_{\text{выхI}n} \geq 0$  не выполняется и возникает ошибка декодирования (вместо символа «00» принимается символ «10»). При  $U_s/U_\xi = 1,17$  ошибка в первом канале имеет место уже при любом значении  $\omega_s T_s$ . Уменьшение отношения «сигнал-помеха» до 0,91 вызывает появление ошибки одновременно в двух каналах ( $U_{\text{выхI}n} < 0$  и  $U_{\text{выхII}n} < 0$ , следовательно, вместо «00» декодируется символ «11»).

В результате анализа приведенных на рис. 3 зависимостей установлено:

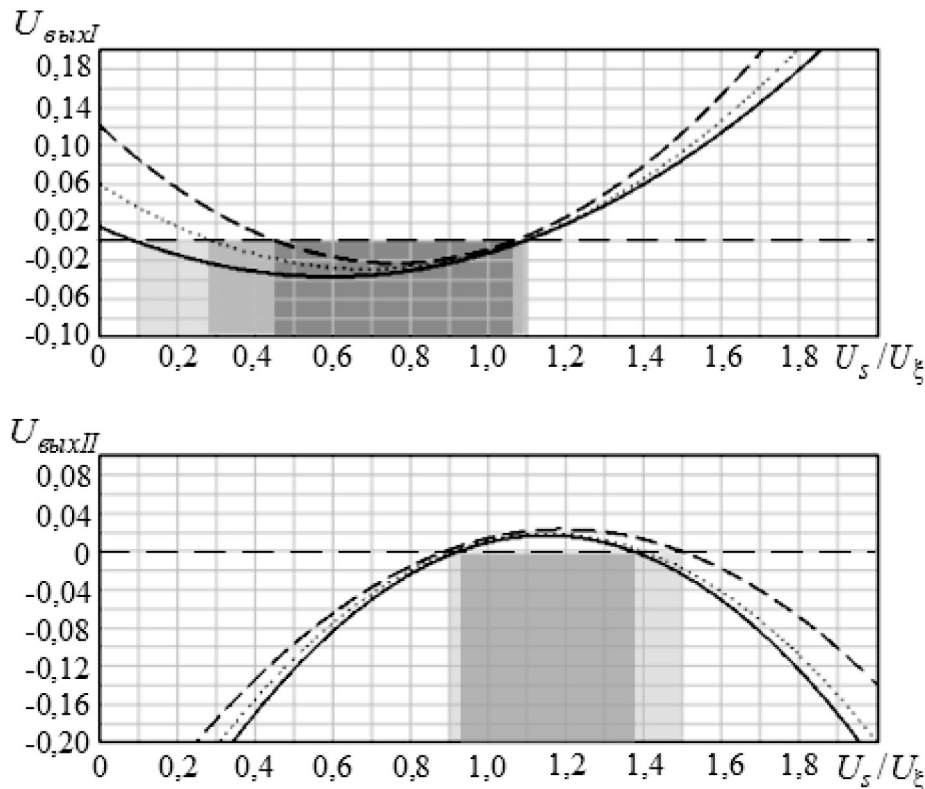


Рис. 2. Зависимость  $U_{\text{выхI}}(U_s/U_\xi)$  и  $U_{\text{выхII}}(U_s/U_\xi)$  при учете слагаемых 1–4 (штриховая линия) и всех слагаемых (сплошная линия –  $\omega_s T_s = 5$ , пунктирная линия –  $\omega_s T_s = 7,5$ )

1) при  $U_s/U_\xi \gg 1$  решение о переданном символе принимается правильно независимо от значения величин  $\omega_s T_s$ ,  $\varphi_0$ ,  $\varphi_{\xi n-1}$ ,  $\varphi_{\xi n}$ ;

2) если напряжения сигнала и помехи сопоставимы, то эффективность действующей на входе ПРУ ФМн-помехи зависит не только от начальных фаз  $\varphi_{\xi n-1}$  и  $\varphi_{\xi n}$ , но и от значения  $\omega_s T_s$ , а следовательно и от значений  $\varphi_0$  и  $\varphi_{on}$ , поскольку они также изменяют фазовый набег на длительности элементарной посылки;

3) в условия воздействия незамирающей, согласованной по частоте и времени ФМн-помехи с произвольной фазовой структурой на выходе рассматриваемого ПРУ могут возникать как одиночные (в первом или во втором канале), так и парные (одновременно в двух каналах) ошибки.

Заметим, что известные результаты исследований помехоустойчивости приема ДФРМ-сигнала на фоне различных помех [8–14] построены на оценке результатов декодирования (оценке негативных последствий воздействия помехи). Однако в случае ошибочного приема символа проведение анализа выходных напряжений  $U_{выхI}$  и  $U_{выхII}$  не может дать определенного ответа на вопрос о том, какие из обработанных элементарных посылок сигнала были приняты (демодулированы) неправильно, так как декодирование является результатом совместной обработки результатов демодуляции двух посылок. В интересах понимания природы (причин появления) одиночных и парных ошибок на выходе декодера представляется целесообразным изучить влияние параметров ФМн-помехи, а также величин  $\omega_s T_s$ ,  $\varphi_0$  и  $\varphi_{on}$  на выходные напряжения демодулятора на  $n$ -ом такте приема  $X_n(U_s, U_\xi, \omega_s T_s, \varphi_0, \varphi_{on}, \Theta_n, \varphi_{\xi n})$  и  $Y_n(U_s, U_\xi, \omega_s T_s, \varphi_0, \varphi_{on}, \Theta_n, \varphi_{\xi n})$ , рассчитываемые по формулам (3) и (4).

Чтобы понять, является ли результат демодуляции посылки ошибочным, необходимо выяснить условия правильной демодуляции. С этой целью исследуем особенности демодуляции сигнала в зависимости от величин  $\omega_s T_s$ ,  $\varphi_0$  и  $\varphi_{on}$  при отсутствии ФМн-помехи на входе ПРУ ( $U_\xi = 0$ ).

Пусть  $\varphi_{on} = 0$ ,  $\omega_s T_s = 7,5$ ,  $U_s = 1$ ,  $U_{on} = 1$ . Построим зависимости напряжений  $X_n$  и  $Y_n$  от начальной фазы сигнала  $\varphi_0$  при передаче элементарной посылки с фазой  $\Theta_n = 0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$  (рис. 4). Величины  $U_s$  и  $U_{on}$  не меняют знак функций  $X_n$  и  $Y_n$ , поэтому в их учете при исследовании процесса правильной демодуляции нет необходимости.

Из рис. 4 видно, что зависимости  $X_n(\varphi_0)$  и  $Y_n(\varphi_0)$  являются гармоническими функциями с периодом  $2\pi$  и меняют знак в точках с абсциссами, отличными от  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ . Для удобства обозначим точки смены знака следующим образом:

–  $x1$  и  $y1$  – точки на отрезке  $[0, 2\pi]$ , в которых функции  $X_n(\varphi_0)$  и  $Y_n(\varphi_0)$  меняют соответственно знак с «+» на «-»;

–  $x2$  и  $y2$  – точки на отрезке  $[0, 2\pi]$ , в которых функции  $X_n(\varphi_0)$  и  $Y_n(\varphi_0)$  меняют соответственно знак с «-» на «+».

Расстояние между точками смены знака в каждом канале равно  $\pi$ :  $|y2 - y1| = \pi$ . Сдвиг точек  $x1$  и  $x2$  относительно  $0, \pi/2, \pi$  или  $3\pi/2$  обозначим  $\Delta x$ , сдвиг точек  $y1$  и  $y2$  –  $\Delta y$ . Значение сдвига зависит от  $\varphi_{on}$  и  $\omega_s T_s$ . При  $\varphi_{on} = 0$  и  $\omega_s T_s = l \cdot \pi$ , где  $l$  – любое натуральное число, смена знака функций  $X_n(\varphi_0)$  и  $Y_n(\varphi_0)$  происходит в точках  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ .

В общем случае исследуемые функции  $X_n(\varphi_0)$  и  $Y_n(\varphi_0)$  имеют одинаковый период, но не совпадают по фазе и амплитуде. Сдвиги в каналах не равны:

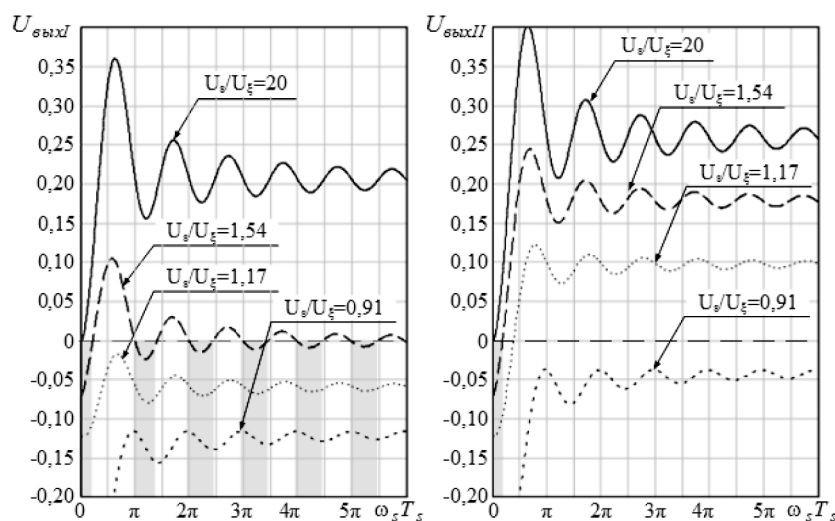


Рис. 3. Зависимость напряжений  $U_{выхI}$  и  $U_{выхII}$  от  $\omega_s T_s$  при фиксированных значениях отношения «сигнал-помеха» на входе ПРУ

$\Delta x \neq \Delta y$ . Так для исходных данных  $\varphi_{on} = 0$ ,  $\omega_s T_s = 7,5$  участки значений начальной фазы сигнала  $\varphi_0$  с одинаковыми знаками напряжений  $X_n$  и  $Y_n$  имеют длину  $\frac{\pi}{2} + (\Delta x + \Delta y)$ , а участки с разными знаками  $-\frac{\pi}{2} - (\Delta x + \Delta y)$  (на  $2(\Delta x + \Delta y)$  короче). Важно, что данные участки значений фазы  $\varphi_0$  следуют друг за другом в определенном порядке, а величины  $\omega_s T_s$ ,  $\varphi_{on}$ ,  $\Theta_n$  лишь сдвигают их по фазе (по кругу).

Из анализа рис. 4 также следует, что если при  $\varphi_{on} = 0$  выбрать значение  $\varphi_0$  вблизи точек  $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ , то расчетное значение одного из напряжений  $X_n$  или  $Y_n$  будет близко к нулю. При наличии помех данное обстоятельство является потенциально «опасным» для демодуляции, так как помехе «легче» своим фазовым сдвигом  $\varphi_{\xi_n}$  изменить знак функции  $X_n$  или  $Y_n$ . С практической точки зрения абсолютные значения откликов демодулятора должны быть соизмеримы. Данное условие при  $\varphi_{on} = 0$  обеспечивается сдвигом сигнального созвездия относительно опорного колебания на  $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$  или  $7\pi/4$ .

С учетом изложенного порядок демодуляции переданной элементарной посылки в зависимости от начальной фазы сигнала  $\varphi_0$  при заданных значениях величин  $\omega_s T_s$ ,  $\varphi_{on}$ ,  $\Theta_n$  и отсутствии помех определяется четырьмя участками  $\varphi_0$  на отрезке  $[0, 2\pi]$ , в пределах которых напряжения  $X_n(\varphi_0)$  и  $Y_n(\varphi_0)$  имеют разные сочетания знаков. Выбор одного из четырех вариантов сочетаний знаков напряжений  $X_n$  и  $Y_n$  в качестве правильного при демодуляции

переданной элементарной посылки с информационной фазой  $\Theta_n$  определяется значениями величин  $\omega_s T_s$ ,  $\varphi_{on}$ ,  $\Theta_n$ . Формализованные правила демодуляции переданной элементарной посылки приведены в таблице 3.

Найдем выражения для вычисления значений точек  $x_1, x_2, y_1$  и  $y_2$ .

На первом этапе найдем корни уравнений  $X_n(\varphi_0) = 0$  и  $Y_n(\varphi_0) = 0$  на отрезке  $[0, 2\pi]$ . Обозначим корни уравнения  $Y_n(\varphi_0) = 0$  через функции  $a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  и  $a2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$ , а корни уравнения  $X_n(\varphi_0) = 0$  – через функции  $b1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  и  $b2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$ .

Значения корней  $a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  и  $a2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  вычисляются по формулам:

$$a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = \begin{cases} \arccos\left(-\sqrt{\frac{K1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}{L1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2 + K1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}}\right), \\ \text{если } M1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) \geq 0 \\ \arccos\left(\sqrt{\frac{K1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}{L1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2 + K1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}}\right), \\ \text{если } M1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) < 0 \end{cases}, \quad (7)$$

$$a2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) + \pi, \quad (8)$$

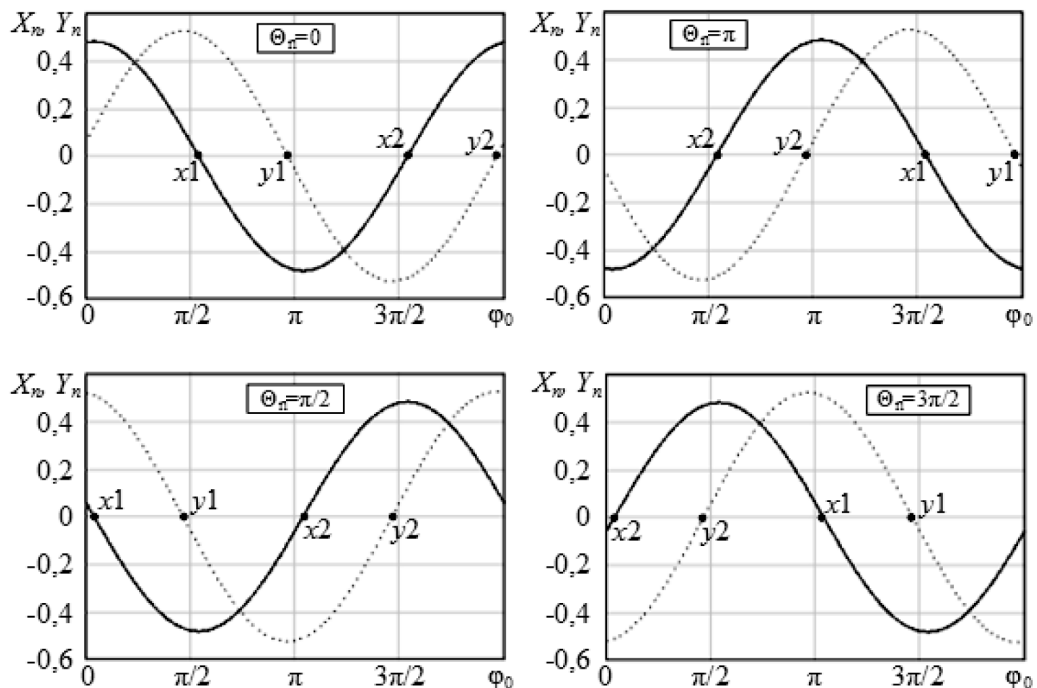


Рис. 4. Зависимость напряжений  $X_n$  (сплошная линия) и  $Y_n$  (пунктирная линия) от  $\varphi_0$  при передаче элементарной посылки с фазами  $\Theta_n = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$

где

$$K1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = 2\omega_s T_s \cdot \sin(\Theta_n - \varphi_{on}) - \cos(\Theta_n + \varphi_{on}) + \cos(\Theta_n + \varphi_{on} + 2\omega_s T_s);$$

$$L1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = 2\omega_s T_s \cdot \cos(\Theta_n - \varphi_{on}) + \sin(\Theta_n + \varphi_{on}) - \sin(\Theta_n + \varphi_{on} + 2\omega_s T_s);$$

$$M1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = \frac{d}{d\varphi_{on}} \left( \frac{K1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}{L1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2 + K1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2} \right).$$

Значения корней  $b1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  и  $b2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  вычисляются по формулам:

$$b1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) =$$

$$\begin{cases} \arccos \left( -\sqrt{\frac{K2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}{L2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2 + K2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}} \right), & \text{если } M2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) \geq 0 \\ \arccos \left( \sqrt{\frac{K2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}{L2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2 + K2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}} \right), & \text{если } M2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) < 0 \end{cases}, \quad (9)$$

$$b2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = b1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) + \pi, \quad (10)$$

где

$$K2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = -2\omega_s T_s \cdot \cos(\Theta_n - \varphi_{on}) + \sin(\Theta_n + \varphi_{on}) - \sin(\Theta_n + \varphi_{on} + 2\omega_s T_s);$$

$$L2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = 2\omega_s T_s \cdot \sin(\Theta_n - \varphi_{on}) + \cos(\Theta_n + \varphi_{on}) - \cos(\Theta_n + \varphi_{on} + 2\omega_s T_s);$$

$$M2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) =$$

$$= \frac{d}{d\varphi_{on}} \left( \frac{K2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2}{L2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2 + K2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)^2} \right).$$

Чтобы соотнести корни  $a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$ , и  $a2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  с точками смены знака  $x1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  и  $x2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$ , необходимо вычислить знак первой производной функции  $X_n(\varphi_0)$  в точке  $a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$ :

$$x1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = \begin{cases} a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n), & \text{если } \frac{d}{d\varphi_0} X_n(a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)) < 0 \\ a2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n), & \text{если } \frac{d}{d\varphi_0} X_n(a1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)) > 0 \end{cases} \quad (11)$$

$$x2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = x1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) + \pi. \quad (12)$$

Аналогично определяются точки  $y1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$  и  $y2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)$ :

$$y1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = \begin{cases} b1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n), & \text{если } \frac{d}{d\varphi_0} Y_n(b1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)) < 0 \\ b2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n), & \text{если } \frac{d}{d\varphi_0} Y_n(b1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n)) > 0 \end{cases} \quad (13)$$

$$y2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) = y1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n) + \pi. \quad (14)$$

Далее рассмотрим влияние ФМн-помехи на процесс демодуляции элементарной посылки. Пусть  $\omega_s T_s = 7,5$ ,  $\Theta_n = 0$ ,  $U_s = 1$ ,  $U_{on} = 1$ ,  $\varphi_{on} = 0$ ,  $\varphi_{\xi_n} = 2\pi/3$ . На рис. 5 приведены зависимости напряжений  $X_n$  и  $Y_n$  от  $\varphi_0$  при отсутствии помехи ( $U_{\xi} = 0$ ) и при ее наличии ( $U_{\xi} = 0,7$  и  $U_{\xi} = 1,4$ ).

Таблица 3

**Правила демодуляция элементарной посылки ДФРМ-сигнала в зависимости от  $\varphi_0$  при заданных значениях величин  $\omega_s T_s$ ,  $\varphi_{on}$ ,  $\Theta_n$  и отсутствии помех**

| № п/п | Участок значений фазы $\varphi_0$                                                      | Знаки напряжений « $X_n(\varphi_0)$ » - « $Y_n(\varphi_0)$ » |
|-------|----------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|
| 1     | $[x1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n), y1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n))$ | — +                                                          |
| 2     | $[y1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n), x2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n))$ | — —                                                          |
| 3     | $[x2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n), y2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n))$ | + —                                                          |
| 4     | $[y2(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n), x1(\omega_s T_s, \varphi_{on}, \Theta_n))$ | + +                                                          |

Анализ графиков на рис. 5 показывает, что ФМн-помеха изменяет положение кривых  $X_n(\varphi_0)$  и  $Y_n(\varphi_0)$  относительно беспомехового приема и при определенных значениях фазы  $\varphi_0$  (выделены цветом) возникают ошибки демодуляции. При остальных значениях фазы  $\varphi_0$  посылка будет демодулирована правильно. Значит, при передаче элементарной посылки с информационной фазой  $\Theta_n$  на фоне действия посылки ФМн-помехи с фазой  $\varphi_{\xi n}$  результат демодуляции зависит не только от значения  $U_s/U_{\xi}$ , но и от значений величин  $\omega_s T_s, \varphi_0, \varphi_{on}$ .

Из вышеизложенного следует, что при условии  $0 < U_s/U_{\xi} < 3$  (при  $U_s/U_{\xi} > 3$  ФМн-помеха теряет эффективность [13]) потенциально существует такой набор значений величин  $\omega_s T_s, \varphi_0, \varphi_{on}$ , при котором ФМн-помеха с заданным значением  $\varphi_{\xi n}$  не влияет на результат демодуляции переданной элементарной

посылки с информационной фазой  $\Theta_n$ . В отношении ФМн-помехи данный вывод звучит следующим образом: для заданных значений  $\omega_s T_s, \varphi_0, \varphi_{on}, \Theta_n$  существуют такие значения  $\varphi_{\xi n}$ , при которых ФМн-помеха не повлияет на результат демодуляции даже при  $U_s/U_{\xi} \ll 1$ .

Таким образом, доработанная в статье математическая модель оптимального некогерентного приема ДФРМ-сигнала на фоне согласованной по частоте и времени ФМн-помехи произвольной фазовой структуры в отличие от ранее известных моделей полностью учитывает особенности преобразования аддитивной смеси сигнала и помехи в каналах рассматриваемого ПРУ и позволяет исследовать помехоустойчивость рассматриваемого ПРУ в условиях воздействия широкого класса ФМн-помех. С применением разработанной методики установлено, что помехоу-

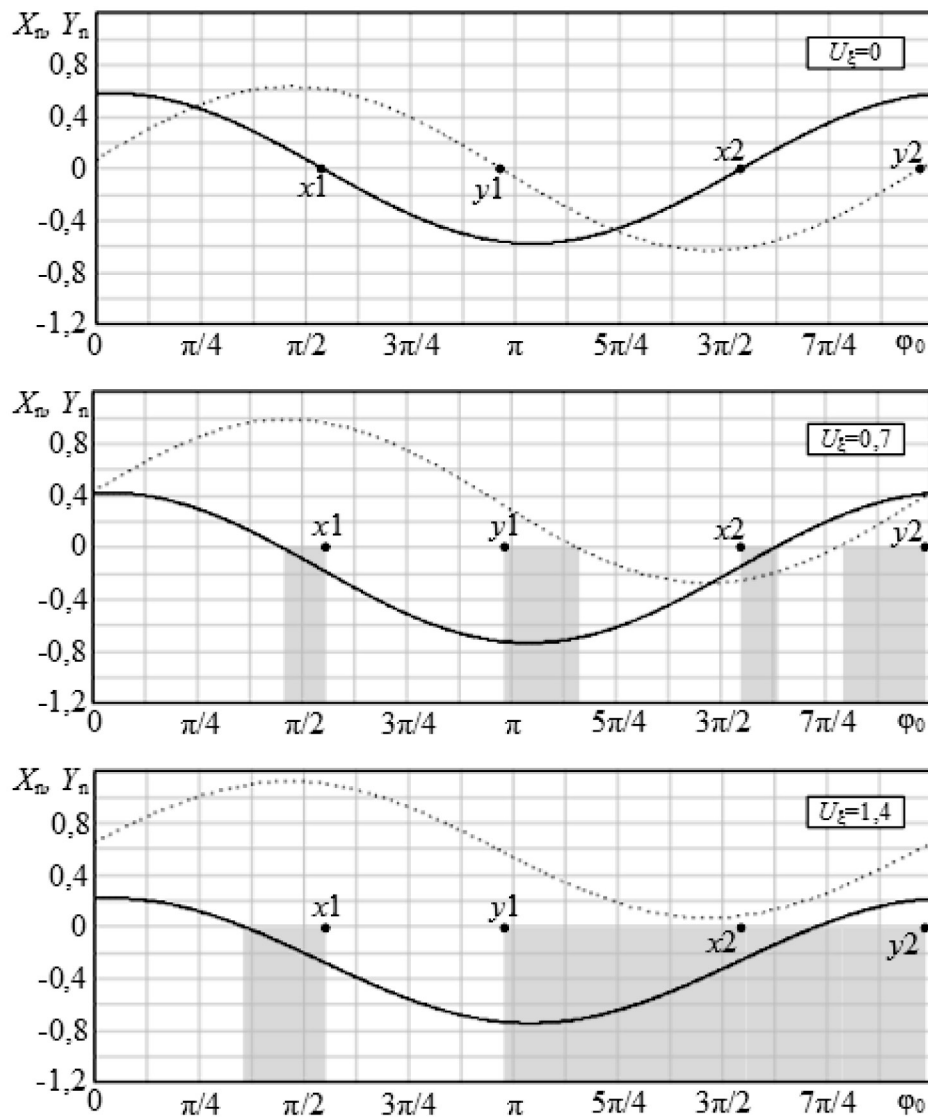


Рис. 5. Зависимость напряжений  $X_n$  (сплошная линия) и  $Y_n$  (пунктирная линия) от  $\varphi_0$  при  $U_{\xi} = 0$ ,  $U_{\xi} = 0,7$  и  $U_{\xi} = 1,4$

стойчивость ДФРМ-сигнала на фоне согласованной по частоте и времени ФМн-помехи произвольной фазовой структуры зависит не только от  $U_s/U_\xi$ , но и от значений величин  $\omega_s T_s, \varphi_0$ . Также установлено, что при определенных значениях  $\omega_s T_s, \varphi_0, \varphi_{on}$  действующая на входе рассматриваемого ПРУ ФМн-помеха с  $U_\xi > U_s$  и заданным значением  $\varphi_{\xi n}$  не влияет на результат демодуляции переданной элементарной посылки с информационной фазой  $\Theta_n$ .

Доработанная автором математическая модель оптимального некогерентного приема ДФРМ-сигнала послужит основой для разработки методики расчета вероятности искажения символа и бита ДФРМ-сигнала на фоне рассмотренной ФМн-помехи.

## Литература

1. Чельшев, В. Д. Зарубежные радиоэлектронные системы наземного и спутникового мобильного радиосервиса / В.Д. Чельшев, В.В. Якимовец. – Санкт-Петербург : ВАС, 2012. – 388 с.
2. Плаунов, С. Системы и средства связи тактического звена управления сухопутных войск США / С. Плаунов, С. Носиков // Зарубежное военное обозрение. – 2012. – № 4. – С. 42–47.
3. Кукк, К. И. Спутниковая связь: прошлое, настоящее, будущее / К.И. Кукк. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2016. – 256 с.
4. Анализ развития состава орбитальных группировок США на период до 2025 года / С.И. Марчук, А.В. Раскин, С.Е. Таразевич, И.В. Тарасов // Стратегическая стабильность. – 2014. – № 4 (69). – С. 68–71.
5. Крылов, А. М. Космические системы военной связи США: анализ состояния и развития / А.М. Крылов, К.А. Крайденко // Вестник ГЛОНАСС. – 2013. – № 1 (10). – С. 34–41.
6. Московитов, Н. Перспективы создания глобальной информационной сети Министерства обороны США / Н. Московитов, Г. Рыбаков // Зарубежное военное обозрение. – 2013. – № 7. – С. 8–19.
7. Храмов, В. Ю. Состояние и перспективы развития систем спутниковой связи тактического звена управления США и стран НАТО / В.Ю. Храмов, П.А. Чепурнов // Информация и Космос. – 2016. – № 2. – С. 22–26.
8. Окунев, Ю. Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами / Ю.Б. Окунев. – Москва : Радио и связь, 1991. – 296 с.
9. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов [и др.] ; под редакцией А.Г. Зюко. – Москва : Радио и связь, 1985. – 272 с.
10. Гиршов, В. С. Помехоустойчивость когерентного приема многопозиционных сигналов с фазоразностной манипуляцией / В.С. Гиршов // Радиотехника. – 1988. – № 1. – С. 47–49.
11. Ложкин, К. Ю. Достоверность когерентного приема простых сигналов с двукратной фазоразностной мани-

пуляцией на фоне помехи произвольной структуры / К.Ю. Ложкин, В.Н. Поддубный // Радиотехника. – 1999. – № 12. – С. 34–38.

12. Помехоустойчивость цифрового некогерентного демодулятора двоичных сигналов с относительной фазовой манипуляцией / А.Н. Глушков, В.П. Литвиненко, Б.В. Матвеев, О.В. Чернояров // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (Крымико'2015) : материалы докладов 25-ой Международной Крымской конференции. В 2-х томах. Том 1. – Севастополь, 06–12 сентября 2015 г. – 2015. – С. 217–218.

13. Ложкин, К. Ю. Помехоустойчивость некогерентного и когерентного приема ДФРМ-сигнала в условиях воздействия фазоманипулированной, гармонической или гауссовской помех / К.Ю. Ложкин, А.И. Стиценко // Журнал Сибирского федерального университета. Серия: Техника и технологии. – Т. 10, № 2. – 2017. – С. 260–270.

14. Некогерентный прием сигналов с m-ичной относительной фазовой манипуляцией / С.А. Глинько, А.В. Позов, А.И. Приходько, Е.С. Шостак // The Scientific Heritage. – 2020. – № 45-1 (45). – С. 54–60.

15. Звонарев, В. В. Методика расчета помехоустойчивости приема сигнала с четырехпозиционной квадратурной манипуляцией при воздействии гармонической когерентной помехи / В.В. Звонарев, В.Ф. Пименов, А.С. Попов // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. – 2020. – № 673. – С. 79–89.