

**ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА КОМПЕНСАЦИИ ФАЗОВОГО СДВИГА ПРИ СИНХРОННОМ
ДЕТЕКТИРОВАНИИ СИГНАЛОВ ЦИФРОВЫХ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ**

**ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДУ КОМПЕНСАЦІЇ ФАЗОВОГО ЗСУВУ ПРИ СИНХРОННОМУ
ДЕТЕКТУВАННІ СИГНАЛІВ ЦИФРОВИХ ВИДІВ МОДУЛЯЦІЇ**

**APPLICATION OF A PHASE SHIFT INDEMNIFICATION METHOD FOR MAINTENANCE
OF SYNCHRONOUS DETECTING SIGNALS OF DIGITAL MODULATION**

Аннотация. В работе произведен анализ возможности применения метода компенсации фазового сдвига демодулируемого сигнала для обеспечения синхронного детектирования одно- и двумерных сигналов цифровых видов модуляции.

Анотація. В роботі здійснено аналіз можливості застосування методу компенсації фазового зсуву сигналу, що демодулюється, для забезпечення синхронного детектування одно- та двовимірних сигналів цифрових видів модуляції.

Summary. In work the analysis of an opportunity of application of a method of indemnification of a phase shift demodulating signal for maintenance of synchronous detecting one- and two-dimensional signals of digital kinds of modulation is made.

Постоянно возрастающие требования к скорости передачи данных, обусловленные увеличением их объемов, сделали актуальной проблему повышения качества функциональных узлов оборудования, оптимизации существующих и разработки новых алгоритмов обработки сигналов. В частности, существенно возросли требования к точности систем синхронизации демодуляторов.

В большинстве современных цифровых систем передачи работа демодуляторов основана на когерентном детектировании, и, следовательно, система восстановления несущего колебания является их неотъемлемой частью. На сегодняшний день разработано большое количество различных методов получения синхронного опорного колебания, зачастую оптимизированных для демодуляции сигналов конкретных видов модуляции, но почти все из них основаны на использовании фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) [1]. Схемы, использующие фазовую автоподстройку, в общем случае нелинейные системы с обратной связью, и поэтому их глубокий анализ, особенно в условиях действия шума, затруднительный [2]. При разработке систем ФАПЧ используют линейные модели, но при этом неизбежно вводится допущение, что входное отношение сигнал/шум достаточно велико, а дисперсия фазы такова, что можно считать $\sin(\theta) = \theta$, где θ – разность фаз демодулируемого сигнала и опорного колебания. В [3] предложен метод синхронного детектирования амплитудно-модулированных сигналов, основанный на компенсации разности фаз θ путем преобразования демодулируемого сигнала (далее – метод компенсации фазового сдвига).

Можно указать следующие положительные отличия детектирования с компенсацией фазового сдвига по сравнению с детектированием, использующем систему ФАПЧ:

- схема, реализующая метод, не является системой с обратной связью, а, следовательно, ее анализ может быть осуществлен более простыми методами;
- в процессе компенсации фазового сдвига не используются нелинейные преобразования (кроме двустороннего ограничения для снятия амплитудной модуляции), требуется вычисление не разности фаз θ , а значений $\cos(\theta)$ и $\sin(\theta)$, которые образуются после переноса спектра ограниченного по амплитуде детектируемого сигнала в область низких частот (перемножения на опорное колебание и фильтрации с помощью ФНЧ).

При детальном исследовании приведенной схемы был выявлен следующий существенный недостаток – с помощью ее можно осуществлять детектирование только АМ сигналов, амплитуда кото-

рых не принимает отрицательных значений (классическая АМ с несущей). С энергетической точки зрения сигнал АМ с $A(t) > 0$ не является перспективным.

Однако в литературе не описан анализ возможности применения метода компенсации фазового сдвига для синхронного детектирования сигналов цифровых видов модуляции как одномерных, так и двумерных. Поэтому целью статьи является проведение такого анализа для сигналов ФМ-2 и ФМ-4.

1. Математическая постановка задачи. Пусть опорное колебание синхронного детектора $u_{оп}(t) = \cos \omega_0 t$, а демодулируемый сигнал $z(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \theta)$. Процесс компенсации разности фаз θ согласно [3] описывается следующим выражением:

$$z_s(t) = z(t) \cos(\theta) + \tilde{z}(t) \sin(\theta), \tag{1}$$

где $z_s(t)$ – демодулируемый сигнал после линейного преобразования;

$\tilde{z}(t) = A(t) \sin(\omega_0 t + \theta)$ – преобразованный по Гильберту сигнал $z(t)$.

Раскрыв выражение (1)

$$\begin{aligned} z_s(t) &= A(t) \cos(\omega_0 t + \theta) \cos(\theta) + A(t) \sin(\omega_0 t + \theta) \sin(\theta) = \\ &= A(t) \cos(\omega_0 t + \theta - \theta) = A(t) \cos \omega_0 t, \end{aligned} \tag{2}$$

убеждаемся, что демодулируемый сигнал и опорное колебание $u_{оп}(t)$ совпадают по фазе.

Схема, реализующая описанный метод, приведена на рис. 1.

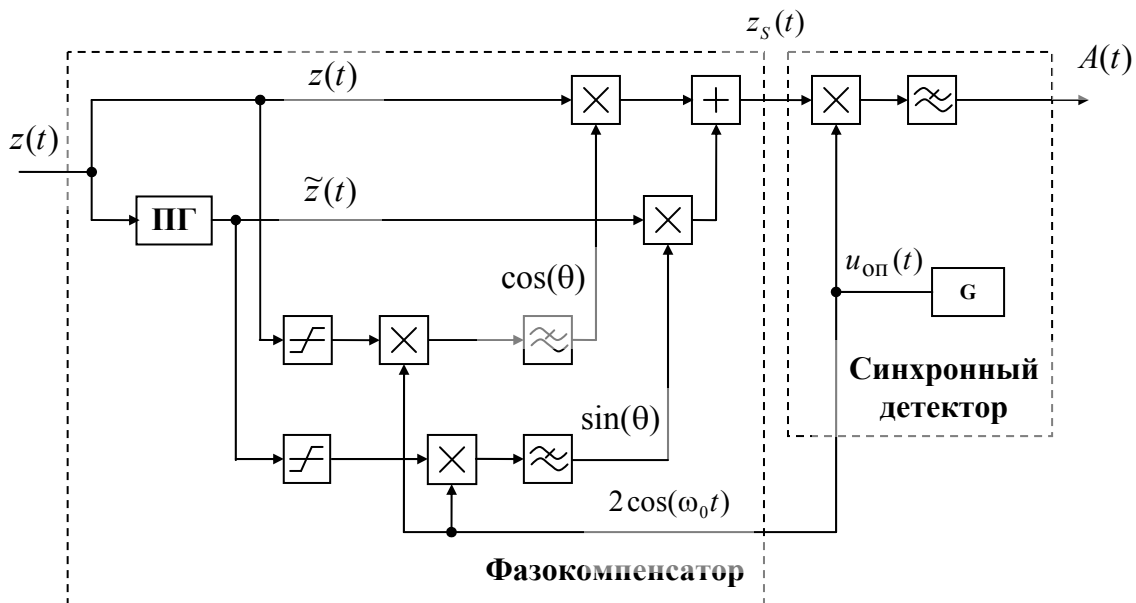


Рисунок 1 – Схема, реализующая синхронное детектирование АМ сигнала путем компенсации фазового сдвига демодулируемого сигнала

Если амплитуда сигнала $A(t)$ принимает отрицательные значения, то на выходе фазокомпенсатора образуется сигнал

$$z_s(t) = |A(t)| \cos(\omega_0 t). \tag{3}$$

Происходит это по следующей причине: при отрицательной амплитуде входного сигнала выделяются косинус и синус разности фаз также со знаком минус, после их умножения на детектируемый и детектируемый преобразованный по Гильберту сигналы соответственно, знак уничтожается.

2. Применение метода компенсации фазового сдвига при синхронном детектировании сигнала ФМ-2. Аналитическое выражение элементарных сигналов при ФМ-2 следующее

$$s_i(t) = a_i \sqrt{2} A(t) \cos(\omega_0 t), \quad i = 0, 1, \quad (4)$$

где a_i – число, определяющее энергию радиоимпульсов ($a_0 = -a$, $a_1 = a$); $A(t)$ – функция, определяющая форму радиоимпульсов.

Соотношение (4) можно переписать

$$s_1(t) = a \sqrt{2} A(t) \cos(\omega_0 t), \quad s_0(t) = a \sqrt{2} A(t) \cos(\omega_0 t + 180^\circ).$$

На рис. 2 приведено сигнальное созвездие ФМ-2 – пространство одномерное, базисная функция $\sqrt{2} \cos \omega_0 t$.

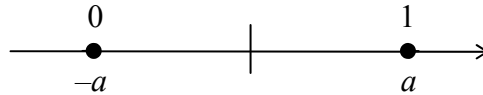


Рисунок 2 – Сигнальное созвездие ФМ-2

Рассмотрим, какие изменения приобретают параметры сигнала после распространения по каналу связи.

1. Вследствие действия аддитивной помехи, как амплитуда, так и фаза сигнала приобретают случайные приращения. Влияние помехи будет рассмотрено отдельно.
2. В случае радиоканалов движение приемника относительно передатчика вызывает доплеровский сдвиг частоты. Фазовый сдвиг, обусловленный доплеровским сдвигом, является медленно меняющейся функцией времени. Следовательно, его распределение равномерное на интервале $(-\pi, \pi)$.
3. Случайный характер моментов включения опорных генераторов передатчика и приемника, неопределенность длины пути (времени) распространения сигнала, а также нестабильность опорных генераторов обуславливают сдвиг по фазе демодулируемого сигнала относительно опорного колебания детектора на некоторую величину, которая также равномерно распределена на интервале $(-\pi, \pi)$.

Таким образом, для учета изменений фазы за счет эффектов 2 и 3 следует считать, что фазовый сдвиг θ является случайной величиной с равномерным распределением.

На рис. 3 показаны возможные координаты детектируемых сигналов со сдвигом θ – базисная функция $\sqrt{2} \cos \omega_0 t$ совпадает по фазе с опорным колебанием, для отображения сдвига θ требуется использование двумерного пространства со второй базисной функцией $\sqrt{2} \sin \omega_0 t$.

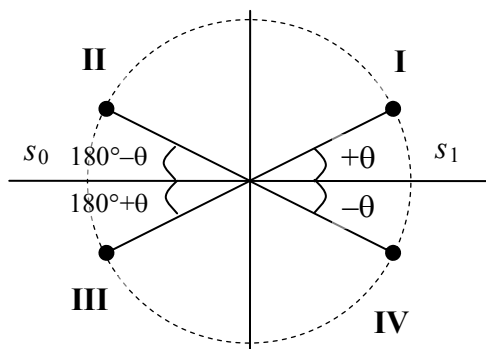


Рисунок 3 – Сдвиг фазы детектируемого сигнала относительно опорного колебания

Из рис. 3 видно, что при любом значении θ знак величины $\sin \theta$ зависит от того, какой из сигналов $s_1(t)$ или $s_0(t)$ детектируется. С учетом этого сформулируем последовательность действий фазокомпенсатора для устранения фазового сдвига:

- а) необходимо снять модуляцию с демодулируемого сигнала;
- б) необходимо вычислить абсолютную величину θ (значение, приведенное к I или IV квадранту); согласно описываемому методу достаточно определить $\cos(\theta)$ и $\sin(\theta)$;
- в) необходимо принять решение о том,

вычитать θ из текущего значения фазы демодулируемого сигнала (I и III квадранты) или прибавлять (II и IV квадранты).

Снятие модуляции в предложенном методе (рис. 1) осуществляется амплитудными ограничителями. Выделение $\pm \cos(\theta)$ из произведения $a_i A(t) \cos(\theta)$ и $\pm \sin(\theta)$ из $a_i A(t) \sin(\theta)$, которые образуются после детектирования $z(t)$ и $\tilde{z}(t)$ соответственно, может быть реализовано вычислением с помощью детектора огибающей модуля произведения $|a_i A(t)|$ (5) и деления на него (выражения (6) и (7)):

$$\sqrt{a_i^2 A^2(t) \cos^2(\theta) + a_i^2 A^2(t) \sin^2(\theta)} = |a_i A(t)| \sqrt{\cos^2(\theta) + \sin^2(\theta)} = |a_i A(t)|; \quad (5)$$

$$\frac{a_i A(t) \cos(\theta)}{|a_i A(t)|} = \text{sign}(a_i) \cos(\theta) = \begin{cases} + \cos(\theta), & a_i = a_1 = a \\ - \cos(\theta), & a_i = a_0 = -a \end{cases} = \begin{cases} \cos(\theta + 0^\circ), & a_i = a_1 = a \\ \cos(\theta + 180^\circ), & a_i = a_0 = -a \end{cases} = \cos(\theta_i); \quad (6)$$

$$\frac{a_i A(t) \sin(\theta)}{|a_i A(t)|} = \text{sign}(a_i) \sin(\theta) = \begin{cases} + \sin(\theta), & a_i = a_1 = a \\ - \sin(\theta), & a_i = a_0 = -a \end{cases} = \begin{cases} \sin(\theta + 0^\circ), & a_i = a_1 = a \\ \sin(\theta + 180^\circ), & a_i = a_0 = -a \end{cases} = \sin(\theta_i), \quad (7)$$

где $\theta_1 = \theta$, $\theta_0 = \theta + 180^\circ$.

Для того, чтобы определить непосредственно $\cos(\theta)$ и $\sin(\theta)$ необходимо вычислить модули $|\cos(\theta_i)|$ и $|\sin(\theta_i)|$ путем умножения $\cos(\theta_i)$ и $\sin(\theta_i)$ на их знаки:

$$\cos(\theta) = |\cos(\theta_i)| = \text{sign}(\cos(\theta_i)) \cos(\theta_i), \quad (8)$$

$$\sin(\theta) = |\sin(\theta_i)| = \text{sign}(\sin(\theta_i)) \sin(\theta_i). \quad (9)$$

Вычитание θ из фазы детектируемого сигнала осуществляется согласно выражению (1), для того чтобы прибавить значение θ достаточно в (1) заменить знак плюс на минус.

$$z_s(t) = z(t) \cos(\theta) - \tilde{z}(t) \sin(\theta). \quad (10)$$

Информация о том, в каком квадранте находится вектор, может быть извлечена из комбинации знаков $\cos(\theta_i)$ и $\sin(\theta_i)$ (табл. 1).

Таблица 1 – Знаки $\cos(\theta_i)$ и $\sin(\theta_i)$.

Квадрант	I	II	III	IV
$\text{sign}(\cos(\theta_i))$	+	-	-	+
$\text{sign}(\sin(\theta_i))$	+	+	-	-
$\text{sign}(\cos(\theta_i)) \cdot \text{sign}(\sin(\theta_i))$	+	-	+	-

компенсации сдвига в целом.

$$z_s(t) = z(t) \cos(\theta) \pm \tilde{z}(t) \sin(\theta) =$$

Из таблицы видно, что произведение $\text{sign}(\cos(\theta)) \cdot \text{sign}(\sin(\theta))$ определяет необходимый знак («+» или «-») в выражениях (1) и (10), согласно которым осуществляется компенсация фазового сдвига.

Найдем окончательное аналитическое выражение, описывающее алгоритм

$$\begin{aligned}
 z_s(t) &= z(t)|\cos(\theta_i)| + \text{sign}(\cos(\theta_i))\text{sign}(\sin(\theta_i))\tilde{z}(t)|\sin(\theta_i)| = \\
 &= z(t)\text{sign}(\cos(\theta_i))\cos(\theta_i) + \text{sign}(\cos(\theta_i))\text{sign}(\sin(\theta_i))\tilde{z}(t)\text{sign}(\sin(\theta_i))\sin(\theta_i) = \\
 &= z(t)\text{sign}(\cos(\theta_i))\cos(\theta_i) + \text{sign}(\cos(\theta_i))\tilde{z}(t)\sin(\theta_i). \tag{11}
 \end{aligned}$$

Согласно окончательному выражению (11) синхронное детектирование сигнала ФМ-2 может быть реализовано схемой, приведенной на рис. 4.

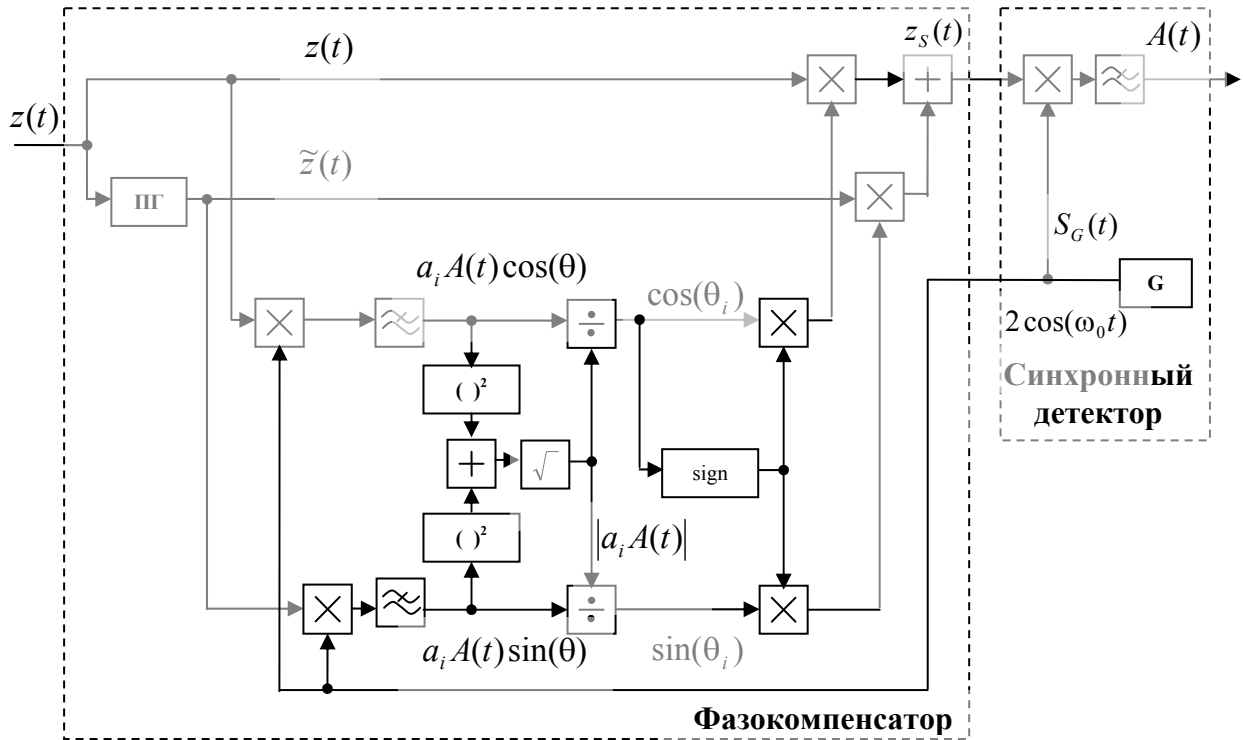


Рисунок 4 – Схема, реализующая синхронное детектирование сигнала ФМ-2 за счет компенсации фазового сдвига

3. Компенсация фазового сдвига двумерных сигналов. Не конкретизируя процесс получения $\cos(\theta)$ и $\sin(\theta)$, проанализируем возможность применения метода компенсации фазового сдвига для осуществления синхронного детектирования двумерных цифровых сигналов.

Стандартное аналитическое представление двумерного сигнала следующее.

$$s_i(t) = a_i A(t) \cos(\omega_0 t) + b_i A(t) \sin(\omega_0 t), \tag{12}$$

где a_i и b_i – числа, определяющие амплитуды радиоимпульсов; $A(t)$ – функция, определяющая форму радиоимпульсов.

После распространения по каналу связи по тем же причинам, что и ранее, сигнал $s_i(t)$, описываемый выражением (12), приобретает некоторый фазовый сдвиг θ относительно опорного колебания:

$$z(t) = a_i A(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + b_i A(t) \sin(\omega_0 t + \theta). \tag{13}$$

Подставим выражение (13) в (1).

$$\begin{aligned}
 z_s(t) &= z(t) \cos(\theta) + \tilde{z}(t) \sin(\theta) = \\
 &= (a_i A(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + b_i A(t) \sin(\omega_0 t + \theta)) \cos(\theta) +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + (a_i A(t) \sin(\omega_0 t + \theta) - b_i A(t) \cos(\omega_0 t + \theta)) \sin(\theta) = \\
 & = a_i A(t) \cos(\omega_0 t + \theta) \cos(\theta) + a_i A(t) \sin(\omega_0 t + \theta) \sin(\theta) + \\
 & + b_i A(t) \sin(\omega_0 t + \theta) \cos(\theta) - b_i A(t) \cos(\omega_0 t + \theta) \sin(\theta) = \\
 & = a_i A(t) \cos(\omega_0 t + \theta - \theta) + b_i A(t) \sin(\omega_0 t + \theta - \theta) = \\
 & = a_i A(t) \cos(\omega_0 t) + b_i A(t) \sin(\omega_0 t). \tag{14}
 \end{aligned}$$

Из (14) видно, что в общем случае метод компенсации фазового сдвига может быть успешно применен для обеспечения синхронного детектирования двумерных цифровых сигналов.

4. Применение метода компенсации фазового сдвига при синхронном детектировании сигнала ФМ-4. Сигнал ФМ-4 удобно представить синфазной и квадратурной составляющими согласно выражению (12), (где $a_i = \pm a$, $b_i = \pm b$). Аналитическое выражение элементарных сигналов в таком случае следующее:

$$s_i(t) = a\sqrt{2}A(t) \cos(2\pi f_0 t - \varphi_i), \tag{15}$$

где $\varphi_i = \operatorname{arctg}\left(\frac{b_i}{a_i}\right)$;

$$\varphi_0 = 135^\circ (a_0 = -a \text{ и } b_0 = a); \varphi_1 = 45^\circ (a_1 = a \text{ и } b_1 = a);$$

$$\varphi_2 = 225^\circ (a_2 = -a \text{ и } b_2 = -a); \varphi_3 = 315^\circ (a_3 = a \text{ и } b_3 = -a).$$

В общем виде для обеспечения синхронного детектирования сигнал, принадлежащий I квадранту, должен после устранения фазового сдвига иметь начальную фазу 45° , II квадранту – 135° и т.д.

Предлагается по аналогии со схемой для ФМ-2 все значения начальной фазы $\psi_i = \varphi_i \pm \theta$ в интервале ($0^\circ, 90^\circ$) компенсировать до 0° , в интервале ($90^\circ, 180^\circ$) – до 90° , в интервале ($180^\circ, 270^\circ$) – до 180° , в интервале ($270^\circ, 360^\circ$) – до 270° . Для восстановления положения точек созвездия при детектировании необходимо фазу опорного колебания сдвинуть на 45° .

Задачи, которые должны быть решены фазокомпенсатором, аналогичны тем, которые были перечислены для ФМ-2, за исключением того, что нет необходимости определять с каким знаком использовать рассчитанное значение ψ_i .

Снятие модуляции также может быть реализовано с помощью детектора огибающей. В отличие от схемы, представленной для ФМ-2, в случае ФМ-4 фазовый сдвиг ψ_i является отклонением от оси x или y (в зависимости от квадранта). Для вычисления абсолютной величины ψ (значения, приведенного к I квадранту) оказывается недостаточным просто взять $|\cos(\psi_i)|$ и $|\sin(\psi_i)|$. Если вектор находится в II или IV квадрантах, будет получено значение $90^\circ - \psi$. Для того, чтобы в данном случае верно вычислять ψ , необходимо производить замену (переприсвоение) – сигнал канала выделения $\cos(\psi)$ подавать в канал выделения $\sin(\psi)$ и на оборот.

Выполнение такой замены может быть реализовано на управляемых электронных ключах. Информацию о том, в каком случае необходимо выполнять замену, как и ранее можно извлечь из комбинации знаков $\operatorname{sign}(\cos(\psi_i))$ и $\operatorname{sign}(\sin(\psi_i))$ (табл.1).

Запишем аналитические выражения сигналов на выходах каналов выделения $\cos(\psi)$ и $\sin(\psi)$ как функции произведения $\operatorname{sign}(\cos(\psi_i)) \cdot \operatorname{sign}(\sin(\psi_i)) = product_i$.

$$f_1[product_i] = \begin{cases} |\cos(\psi_i)|, & product_i \geq 0, \\ |\sin(\psi_i)|, & product_i < 0. \end{cases} \tag{16}$$

$$f_2[product_i] = \begin{cases} |\sin(\psi_i)|, & product_i \geq 0, \\ |\cos(\psi_i)|, & product_i < 0. \end{cases} \quad (17)$$

В соответствии с (16) и (17) преобразуем (1), чтобы получить окончательное выражение компенсации фазового сдвига сигналов ФМ-4:

$$\begin{aligned} z_s(t) &= z(t)f_1[product_i] + \tilde{z}(t)f_2[product_i] = \\ &= \begin{cases} z(t)|\cos(\psi_i)| + \tilde{z}(t)|\sin(\psi_i)|, & product_i \geq 0, \\ z(t)|\sin(\psi_i)| + \tilde{z}(t)|\cos(\psi_i)|, & product_i < 0. \end{cases} = \\ &= \begin{cases} z(t)\text{sign}(\cos(\psi_i))\cos(\psi_i) + \tilde{z}(t)\text{sign}(\sin(\psi_i))\sin(\psi_i), & product_i \geq 0, \\ z(t)\text{sign}(\sin(\psi_i))\sin(\psi_i) + \tilde{z}(t)\text{sign}(\cos(\psi_i))\cos(\psi_i), & product_i < 0. \end{cases} \end{aligned} \quad (18)$$

Согласно (18) синхронное детектирование сигналов ФМ-4 может быть реализовано схемой, приведенной на рис. 5.

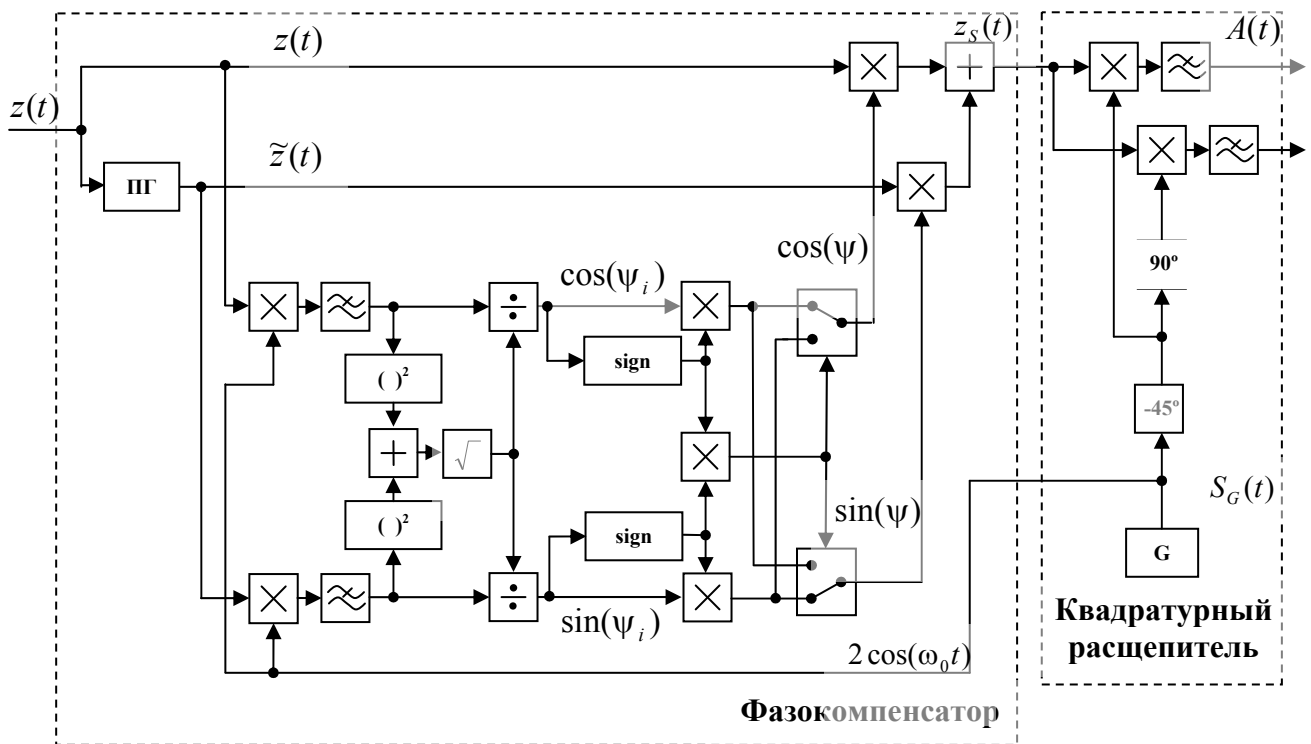


Рисунок 5 – Схема, реализующая синхронное детектирование сигнала ФМ-4 за счет компенсации фазового сдвига

В заключение можно сказать, что для дальнейшего развития метода компенсации фазового сдвига являлось крайне важным получение ответа на вопрос – возможно ли его применение при демодуляции сигналов цифровых видов модуляции, в особенности двумерных.

Анализ показал, что без существенных изменений изначально предложенного алгоритма могут быть построены схемы, реализующие синхронное детектирование сигналов ФМ-2 и ФМ-4. По аналогии с тем, как схема Костаса для ФМ-4 может быть применена для детектирования сигналов КАМ-М, можно ожидать, что разработанная схема для ФМ-4, основанная на методе компенсации фазового сдвига, также применима для сигналов более высоких уровней.

Переход от амплитудного ограничения к использованию детектора огибающей для снятия модуляции не исключил единственного нелинейного преобразования в методе компенсации фазового сдвига. Известно, что особенно негативно нелинейные преобразования проявляются в присутствии

шумов, однако, поскольку фазовый сдвиг является медленно меняющейся функцией, дополнительная узкополосная фильтрация позволит минимизировать влияние прохождения шумов по каналам выделения фазового сдвига. Функционирование предложенных схем в условиях действия в канале связи аддитивного белого гауссовского шума будет проведено в последующих работах.

Литература

1. *Линдсей В.* Системы синхронизации в связи и управлении / Линдсей В.; под ред. Ю. Н. Бакаева и М. В. Капранова; [пер. с англ.]. – М.: Советское радио, 1978. – 600 с.
2. *Витерби Э. Д.* Принципы когерентной связи / Витерби Э. Д.; под ред. Левина Б. Р.; [пер. с англ.] – М.: Советское радио, 1970. – 392 с.
3. *Коханов А. Б.* Оптимальное синхронное детектирование РАМ сигналов с компенсацией фазового сдвига / А. Б. Коханов, Н. В. Захарченко, И. С. Перекрестов // Наукові праці ОНАЗ ім. А. С. Попова. – 2006. – № 1. – С. 18-22.