

**ОПТИМАЛЬНОЕ СИНХРОННОЕ ЛИНЕЙНОЕ ДЕТЕКТИРОВАНИЕ РАМ СИГНАЛОВ
С КОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВОГО СДВИГА**

**OPTIMAL SYNCHRONOUS LINE DETECTION PAM SIGNAL
WITH COMPENSATION PHASE SHIFT**

Аннотация. В статье рассматривается способ построения оптимального линейного синхронного детектора РАМ сигналов с компенсацией случайного фазового сдвига.

Summary. In the article consideration method design optimal synchronous line detector for the PAM signal with compensation random phase shift.

В последнее время появились публикации посвященные проблеме помехоустойчивости одновременной передачи xDSL сигналов по кабелям магистральных и абонентских линий с применением модуляции ТС-РАМ (решетчатое кодирование с амплитудно-импульсной манипуляцией (АИМ)) [1,2]. В [1,2] показано, что самой «экологически чистой» системой по электромагнитным влияниям является система FlexDSL-РАМ (ТС-РАМ) – 2320 Кбит/с, которая превосходит по устойчивости к взаимным помехам системы передачи данных с другими видами модуляции. Также известно [3, с. 469], что в качестве детекторов АИМ применяют амплитудные детекторы от простых диодных АИМ детекторов до сложных синхронных АИМ детекторов (демодуляторов). Например, линейный амплитудный детектор, квадратичный амплитудный детектор, бифазный амплитудный детектор. Эти детекторы [3] по сути являются синхронными детекторами АИМ сигнала, что в свою очередь предполагает совпадение частоты и фазы детектируемого и опорного сигналов. Метод ТС – РАМ стандартизован в Европе как ETSI TS 101 524.

Однако при передаче РАМ и АИМ сигналов через радиоканал методы синхронного детектирования требуют применения системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) несущей, которая обладает определенной инерционностью, полосой захвата и полосой удержания, а также низкой стабильностью генератора опорной частоты. Эти недостатки не дают возможности подстраивать фазу опорного генератора, если скорость изменения случайной составляющей фазы больше чем это предусмотрено постоянной времени ФАПЧ.

В данной статье предлагается применение линейного метода компенсации случайного фазового сдвига сигнала несущей с целью оптимального синхронного линейного детектирования РАМ сигналов.

При случайном сдвиге фазы детектируемого сигнала РАМ, который возникает из-за действия в канале шума AWGN (нормального шума с нулевым средним и гауссовым распределением плотности вероятности), вероятность появления ошибки при детектировании РАМ сигнала определяется как [4, с. 157]

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{E_b \cdot (1 - \rho)}{N_0}}\right), \quad (1)$$

где Q – интеграл вероятности; $\frac{E_b}{N_0}$ – отношение сигнал – шум; ρ – коэффициент взаимной корреляции детектируемого $S_1(t)$ сигнала и опорного $S_2(t)$ сигнала; E_b – энергия сигнала; N_0 – спектральная плотность шума. Как известно оптимальным будет тот приемник, который обеспечит минимум P_b .

Коэффициент взаимной корреляции [4, с. 157] определяется следующим образом

$$\rho = \frac{1}{E_b} \cdot \int_0^T S_1(t) \cdot S_2(t) dt, \quad (2)$$

где E_b – энергия, затрачиваемая на передачу одного бита; $\rho = \cos(\theta)$; $-1 \leq \rho \leq 1$; θ – угол разницы фаз между сигналами $S_1(t)$ и $S_2(t)$.

Следовательно, если сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ будут иметь какой-то малый фазовый сдвиг, то как следствие (можно видеть из (2)) ρ будет меняться в пределах от 0 до 1 ($0 \leq \rho \leq 1$), что приведет к увеличению ошибки P_b в $\sqrt{1-\rho}$ раз.

Наиболее эффективным методом детектирования является детектор (обнаружитель) с квадратурными каналами и выделением комплексной огибающей [4, с. 231; 5, с. 44]. Этот обнаружитель выполняет функцию вычисления квадратов амплитуд комплексной огибающей, конечное выражение для которой задается уравнением

$$A(t) = \sqrt{A^2(t) \cdot [\cos^2(\omega_0 t + \theta(t)) + \sin^2(\omega_0 t + \theta(t))]}, \quad (3)$$

где ω_0 – частота несущей; $\theta(t)$ – набег случайной фазы сигнала $A(t) \cos \omega_0 t$.

Однако (3) не является линейной операцией и требует операции извлечения квадратного корня, что вносит дополнительные искажения, свойственные квадратичным детекторам, а также требует специального устройства с использованием логарифмического и экспоненциального усилителей для вычисления операции взятия корня перед подачей на АЦП. Возможно также преобразование уровня сигнала $A^2(t)$ в цифровую форму с его последующим преобразованием в $A(t)$ с помощью табличного процессора. Все это требует дополнительных устройств или задержки во времени на преобразование.

Задачу устранения фазового сдвига между сигналами $S_1(t)$ и $S_2(t)$ можно также решить путем подстройки опорного генератора (сигнала $S_2(t)$) системой ФАПЧ. Этот подход тоже не лишен недостатков, которые связаны с такими параметрами ФАПЧ, как полоса захвата, полоса удержания, а также инерционностью перестраиваемого опорного генератора. Кроме того, такой генератор имеет не высокую стабильность частоты колебания по сравнению с не перестраиваемыми генераторами, что особенно проявляется при перепадах температуры.

В данной работе предложен принцип линейной компенсации фазового сдвига детектируемого сигнала относительно опорного колебания, который основан на выделении данного сдвига в виде функций

$$\cos[\theta(t)], \sin[\theta(t)], \quad (4)$$

где $\theta(t)$ – случайный фазовый сдвиг детектируемого РАМ сигнала относительно опорного колебания с несущей в виде

$$\cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (5)$$

и решения известного тригонометрического уравнения

$$\cos(x - y) = \frac{1}{2} [\cos(x) \cdot \cos(y) + \sin(x) \cdot \sin(y)], \quad (6)$$

где $x = \omega_0 t + \theta(t)$, $y = \theta(t)$. Как видно из (6) такой способ является линейной компенсацией фазового сдвига.

Пусть исходный сигнал РАМ имеет следующий вид на входе приемника

$$S_1(t) = A(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \theta(t)], \quad (7)$$

где $A(t) = a(t) + n(t)$; $a(t)$ – амплитуда символа; $n(t)$ – шумовая компонента.

Для выделения косинуса сдвига фазы в соответствии с (4), необходимо провести следующие преобразования сигнала (7).

Умножив (7) на $S_2(t) = z_0 \cos(\omega_0 t)$ (высокостабильное опорное колебание), получим сигнал на выходе множителя

$$\begin{aligned} B_1(t) &= A(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \cdot z_0 \cos(\omega_0 t) = \\ &= A(t) \cdot z_0 \cdot k \cdot \cos[2\omega_0 t + \theta(t)] + A(t) \cdot z_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)] \end{aligned} \quad (8)$$

где z_0 – амплитуда колебания опорного генератора; k – коэффициент усиления умножителя.

После низкочастотной фильтрации, полагая, что $\theta(t)$ более медленная функция чем $2\omega_0 t$ (что справедливо, если полоса пропускания приемника меньше либо равна ω_0) сигнал (8) примет следующий вид

$$B_2(t) = A(t) \cdot z_0 \cdot k \cdot \cos[\theta(t)]. \quad (9)$$

Так как необходимо выделить только фазовый сдвиг, амплитудную модуляцию можно снять, применив АРУ. В соответствии с этим выражение (9) примет вид

$$B_3(t) = q_0 \cos[\theta(t)], \quad (10)$$

где q_0 – константа, причем $q_0 > 0$. Подвергая исходный сигнал (7) сдвигу фазы на $\frac{\pi}{2}$ с помощью фазовращателя или преобразователя Гильберта, получим сигнал аналогичный сомножителю $\sin(x)$ в выражении (6)

$$B_4(t) = A(t) \cdot \sin[\omega_0 t + \theta(t)]. \quad (11)$$

Умножим (11) на $S_2(t) = z_0 \cos(\omega_0 t)$. Тогда синус сдвига фазы, необходимый для подстановки в выражение (6), можно получить, проделав над выражением (11) действия аналогичные (8), (9) и (10), что обеспечит формирование сигнала

$$B_5(t) = q_0 \cdot \sin[\theta(t)]. \quad (12)$$

Используя полученные выражения (7), (10), (11), (12) и подставляя их в (6), получаем аналитическое выражение для линейной компенсации фазового сдвига РАМ сигнала

$$\begin{aligned} \mathcal{E}_1(t) &= \frac{1}{2} \cdot k \cdot A(t) \cdot q_0 \cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2} \{ A(t) \cdot k \cdot q_0 \cdot \sin[\omega_0 t + \theta(t)] \cdot \sin[\theta(t)] + \\ &+ A(t) \cdot k \cdot q_0 \cdot \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \cdot \cos[\theta(t)] \}, \end{aligned} \quad (13)$$

где k – коэффициент усиления умножителей (полагаем $k_1 = k_2 = k$). Полученный сигнал

$$\mathcal{E}_1(t) = \frac{1}{2} \cdot k \cdot A(t) \cdot q_0 \cos(\omega_0 t), \quad (14)$$

как видно, является синхронным с сигналом опорного генератора $S_2 = z_0 \cos(\omega_0 t)$. Сигналы $\mathcal{E}_1(t)$ и $S_2(t)$ будут иметь $\rho = 1$, так как сдвиг фазы между ними равен нулю. Из этого в свою очередь следует, что их можно подать на синхронный амплитудный детектор [3] (рис. 1) и произвести оптимальное детектирование сигнала в смысле получения максимального коэффициента корреляции ρ [4, с. 157].

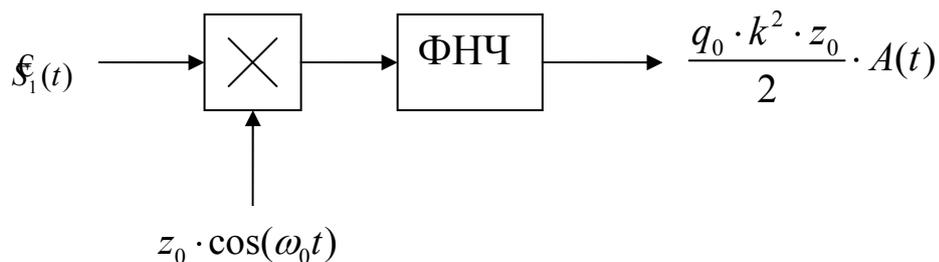


Рисунок 1 – Синхронный линейный детектор РАМ

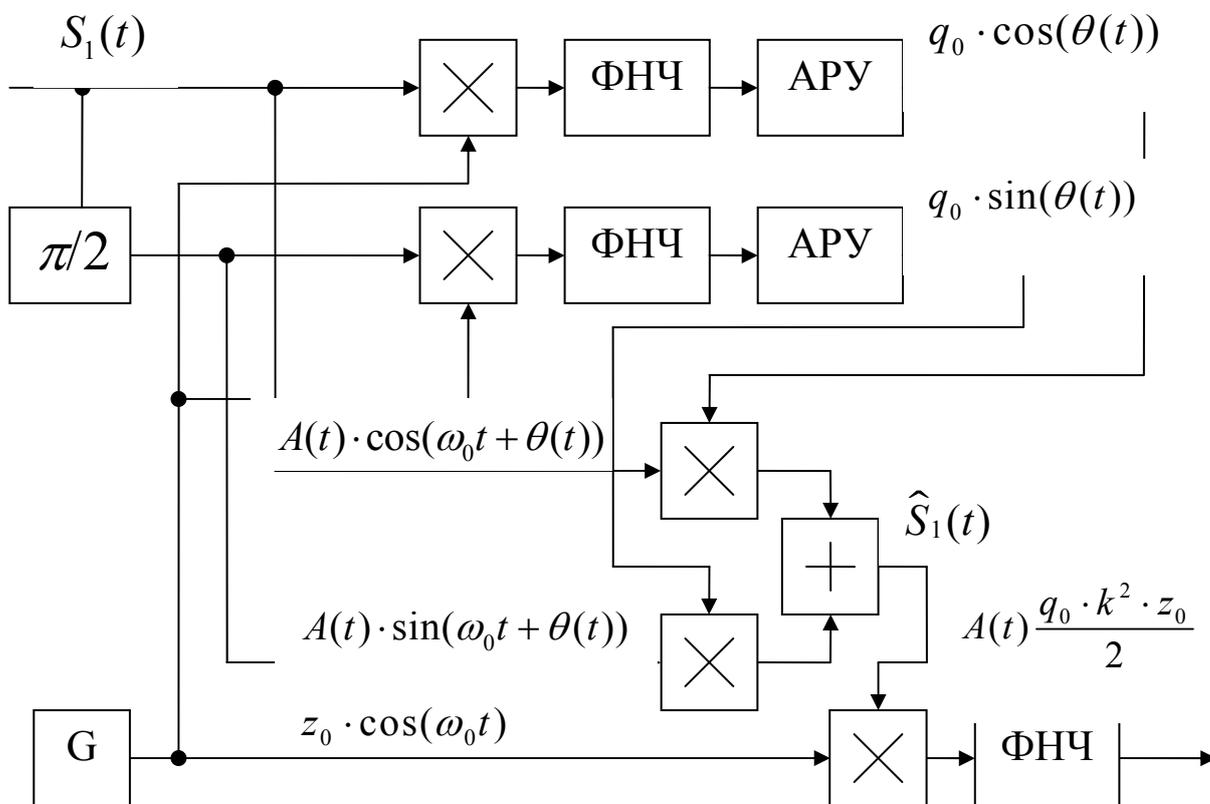


Рисунок 2 – Функциональная схема линейного оптимального синхронного детектора РАМ сигналов

На рис. 2 приведена схема оптимального линейного детектора ТС–РАМ сигнала. После детектирования сигнал $A(t)$ может быть подан на декодер решетчатого кодирования ТС. Таким образом, синхронный детектор РАМ сигналов, приведенный на рис. 2, позволяет обеспечить линейное детектирование РАМ сигналов при $\rho = 1$ (для идеальных множителей). При применении реальных множителей $\rho \approx 1$, что тоже дает высокие результаты, как это можно видеть из (1).

Этот детектор не содержит сложных узлов, а устройство АРУ (одна микросхема в современном исполнении) позволяет обеспечить глубину регулировки АРУ 40-60 дБ, что более чем достаточно для работы детектора.

В заключении отметим, что применение предложенного оптимального синхронного линейного детектора в системах передачи сигналов, позволит обеспечить детектирование сигналов с минимальной ошибкой даже при большой скорости изменения случайной фазовой компоненты, вносимой шумом при прохождении сигнала через канал связи, что очень важно в современных широкополосных системах связи. Также следует отметить, что стабильность задающего (не перестраиваемого) генератора G может быть очень высокой и определяться только свойствами выбранного типа кварца или резонатора. Применение подобных детекторов возможно также в приемниках с прямым преобразованием частоты, что удобно для применения в СВЧ диапазоне вплоть до сотен ГГц так, как при этом отпадает необходимость в преобразовании сигнала с переносом на промежуточную частоту.

Литература

1. *Парфенов Ю.А., Кайзер Л.И.* Первые экспериментальные результаты ТС–РАМ // Вестник связи. – 2001. – №4. – С. 110-114.
1. *Кирилов В.Н., Сеница В.Н., Белко Л.И., Жаденов О.А.* Спектральный анализ линейных сигналов в цифровых системах передачи по технологии xDSL // Электросвязь. – 2005. – №2. – С. 13-15.
2. *Алексеевко А.Г., Шагурин И.И.* Микросхемотехника: Учебное пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1990. – 496с.:
3. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. испр.: Пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
4. *Радиотехнические системы:* Учебник для вузов по спец. «Радиотехника» / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высшая школа, 1990. – 496 с.