

Способ тактовой синхронизации для демодуляторов сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией

Д. С. Коптев¹ ✉, Довбня В. Г.¹

¹ Юго-Западный государственный университет
ул. 50 лет Октября, д. 94, г. Курск 305040, Российская Федерация

✉ e-mail: d.s.koptev@mail.ru

Резюме

Целью исследования является разработка способа восстановления тактовой синхронизации для демодуляторов сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией.

Методы исследования опираются на основы квазиоптимального приёма многопозиционных сигналов, теорию построения радиоприёмных систем цифровых линий связи, методы математического моделирования сигналов, теорию вероятности и математическую статистику. Используются известные алгоритмы оценки фазы тактового колебания при наличии манипуляционной помехи, обусловленной многоуровневой модуляцией сигнала. Допущено предположение, что канал удовлетворяет условиям Найквиста, а искажающая сигнал помеха является аддитивным белым гауссовским шумом.

Результаты. Осуществлена разработка способа восстановления тактовой синхронизации, заключающегося в использовании решений и приведении каждой пары смежных символов к бинарному сигналу путем их центрирования относительно нулевой точки и весового взвешивания по уровню. Представлены аналитические зависимости оценки фазы для устройства тактовой синхронизации, а также структурно-функциональные схемы реализации различных вариантов построения данного устройства в составе демодуляторов многопозиционных сигналов с квадратурной-амплитудной манипуляцией. Полученные графики составляющих флуктуационной характеристики дискриминатора устройства тактовой синхронизации свидетельствуют о том, что разработанный алгоритм позволяет разрешить противоречие между снижением манипуляционной составляющей и ростом шумовой составляющей флуктуационной характеристики.

Заключение. С точки зрения помехоустойчивости оптимальной является когерентная демодуляция сигналов, однако при этом необходима тактовая (фазовая) синхронизация опорного генератора демодулятора с принимаемым сигналом, а именно обеспечение совпадения во времени тактовых импульсов в решающем устройстве с моментами окончания информационных символов. Применение разработанного способа, как показали результаты теоретических и экспериментальных исследований, позволило примерно от 0,5 до 0,7 дБ повысить помехоустойчивость демодулятора радиоприемных систем цифровых линий связи.

Ключевые слова: радиоприёмная система; квадратурная амплитудная манипуляция; демодулятор; устройство тактовой синхронизации; время запаздывания; дискриминатор; флуктуационная характеристика; алгоритм функционирования.

Конфликт интересов: Авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи.

Для цитирования: Коптев Д. С., Довбня В. Г. Способ тактовой синхронизации для демодуляторов сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией // Известия Юго-Западного государственного университета. Серия: Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение. 2025. Т. 15, № 1. С. 35–50. <https://doi.org/10.21869/2223-1536-2025-15-1-35-50>

Поступила в редакцию 14.01.2025

Подписана в печать 12.02.2025

Опубликована 31.03.2025

Clock synchronization method for quadrature amplitude keyed signal demodulators

Dmitry S. Koptev¹✉, Vitaly G. Dovbnya¹

¹Southwest State University
50 Let Oktyabrya Str. 94, Kursk 305040, Russian Federation

✉ e-mail: d.s.koptev@mail.ru

Abstract

The purpose of the research is to develop a method for restoring clock synchronization for signals demodulators with square amplitude manipulation.

Methods are based on the foundations of quasi-optimal receipt of multi-position signals, the theory of constructing radio-receiving systems of digital communication lines, methods of mathematical modeling of signals, probability theory and mathematical statistics. The well-known algorithms for assessing the phase of clusion of clusion in the presence of manipulation interference, due to a multi-level signal modulation, were used. The assumption was assumed that the channel satisfies the conditions of Naquvist, and the distorting hindrance signal is an additive white Gaussian noise.

Results. The development of a method for restoring clock synchronization is implemented, which consists in using solutions and reducing each pair of adjacent symbols to a binary signal by centering them relative to the zero point and weighting by level. Analytical dependences of the phase estimate for the clock synchronization device are presented, as well as structural and functional diagrams of the implementation of various options for constructing this device as part of demodulators of multi-position signals with quadrature-amplitude manipulation. The obtained graphs of the components of the fluctuation characteristic of the discriminator of the clock synchronization device indicate that the developed algorithm allows resolving the contradiction between the reduction of the manipulation component and the growth of the noise component of the fluctuation characteristic.

Conclusion. From the point of view of the noise immunity of the optimal, coherent demodulation of signals is, however, a clock (phase) synchronization of the reference generator of the demodulator with the received signal, namely ensuring the coincidence of clock impulses in the decisive device with the ends of the end of information symbols. The use of the developed method, as shown by the results of theoretical and experimental studies, allowed about 0.5 to 0.7 dB to increase the noise resistance of the demodulator of radio-receiver systems of digital communication lines.

Keywords: adio receiving system; quadrature amplitude manipulation; demodulator; clock synchronization device; delay time; discriminator; fluctuation characteristic; operating algorithm.

Conflict of interest: The Authors declare the absence of obvious and potential conflicts of interest related to the publication of this article.

For citation: Koptev D.S., Dovbnya V.G. Clock synchronization method for quadrature amplitude keyed signal demodulators. *Seriya: Upravlenie, vychislitel'naja tekhnika, informatika. Meditsinskoe priborostroenie = Proceedings of the Southwest State University. Series: Control, Computer Engineering, Information Science. Medical Instruments Engineering*. 2025;15(1):35–50. (In Russ.) <https://doi.org/10.21869/2223-1536-2025-15-1-35-50>

Received 14.01.2025

Accepted 12.02.2025

Published 31.03.2025

Введение

Установлено, что устройство тактовой синхронизации (УТС) оказывает значительно меньшее влияние на помехоустойчивость радиоприёмных систем по сравнению с устройством восстановления несущего колебания, при этом усложнение сигналов, используемых источниками радиоизлучений, объективно обуславливает необходимость повышения требований к качеству функционирования УТС [1]. Кроме того, наличие межсимвольной помехи, возникающей вследствие особенностей функционирования адаптивного корректора радиоприёмной системы, оптимизирующего импульсную характеристику непрерывного канала только в отсчетных точках, значительно усложняют условия функционирования УТС [2].

Анализ известных способов восстановления тактовой (символьной) синхронизации многопозиционных сигналов КАМ [3] показывает, что их применение не обеспечивает высокой точности оценки фазы тактового колебания вследствие наличия манипуляционной помехи, обусловленной многоуровневой модуляцией сигнала.

Тактовую синхронизацию в классической постановке можно рассматривать как задачу оптимального оценивания значений постоянной времени запаздывания видеосигнала на фоне аддитивной

помехи [4]. При этом предполагается, что канал является «найквистовским», а искажающая сигнал помеха представляет собой аддитивный белый гауссовский шум. Такое представление помехи практически корректно, поскольку достаточно точно описывает суммарный результат воздействия большого числа независимых помех и значительно упрощает процедуру синтеза [5].

Материалы и методы

Так как распределение постоянной времени запаздывания при $\tau \in [0, T]$ принимаемой реализации сигнала $U(t)$ априори не известно, то в качестве критерия оптимальности при синтезе УТС целесообразно применить критерий максимума правдоподобия [6]. В данном случае предпочтительна эффективная оценка, которая является решением уравнения правдоподобия:

$$\frac{d \ln P[U(t) / \tau]}{d\tau} = 0. \quad (1)$$

Алгоритм оптимальной тактовой синхронизации может быть получен из уравнения (1) разложением $\ln P[U(t) / \tau]$ в ряд Тейлора и использованием первых трех членов ряда:

$$\hat{\tau} = \frac{\left. \frac{d}{d\tau} \ln P[U(t) / \tau] \right|_{\tau=\hat{\tau}}}{\left. \frac{d^2}{d\tau^2} \ln P[U(t) / \tau] \right|_{\tau=\hat{\tau}}}. \quad (2)$$

Устройство, реализующее этот алгоритм, должно содержать следующие элементы:

– блок дискриминатора, вычисляющий значение первой производной функции правдоподобия:

$$z(\tau, t) = \frac{d}{d\tau} \ln P[U(t) / \tau] \Big|_{\tau=\hat{\tau}} ; \quad (3)$$

– блок точности, вычисляющий значение второй производной функции правдоподобия:

$$k(\tau, t) = \frac{d^2}{d\tau^2} \ln P[U(t) / \tau] \Big|_{\tau=\hat{\tau}} ; \quad (4)$$

– арифметический блок, реализующий вычисление выражения:

$$\hat{\tau} = z(\tau, t) / k(\tau, t) ; \quad (5)$$

– блок фильтрации, обеспечивающий формирование τ_R (рис. 1).

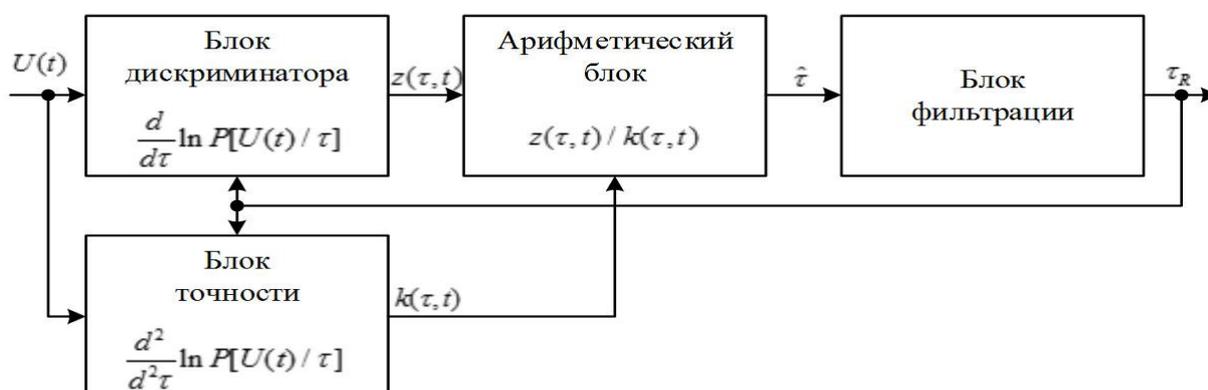


Рис. 1. Структурная схема оптимального УТС [7]

Fig. 1. Structural diagram of the optimal CSD [7]

Если все параметры сигнала $U(t)$, кроме τ , известны или же предварительно осуществлена их оценка, что имеет место на практике, а шум стационарен, то коэффициент $k(t)$ может быть учтен в блоке дискриминатора в виде константы $K = 1/\langle k(t) \rangle$. При этом блок точности из схемы УТС может быть исключен [8].

Представим входной сигнал устройства тактовой синхронизации на k -м интервале следующим выражением:

$$U(t) = \sum_{k=0}^{N-1} U_r(t-kT) = \sum_{k=0}^{N-1} S_r(t-kT) + n(t), \quad (6)$$

где N – число принимаемых символов; $S_r(t-kT) = a_r^{(k)} G_\Sigma(t-kT)$ – реализация сигнала, соответствующая r -му символу алфавита $Z = \{z_1, z_2, \dots, z_L\}$ объемом L ; $a_r^{(k)} = d(2r-1-L)$ – амплитуда r -й реализации сигнала на k -м интервале; $G_\Sigma(t)$ – сигнал, определяющий форму огибающей реализации сигнала; d – половина расстояния между уровнями амплитуд;

T – длительность символа; $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 [9].

В этом случае функцию правдоподобия для многопозиционного сигнала можно записать в виде

$$P[U(t)/\tau] = \prod_{k=1}^N P[(t-kT)/\tau], \quad (7)$$

где

$$P[U(t-kT)/\tau] = C \sum_r \exp \times \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [U(t) - a_r^{(k)} G_\Sigma [t - (k-1)T - \tau]]^2 dt \right\}; \quad (8)$$

C – константа.

Реализация оптимальной УТС в соответствии с выражениями (2), (7) и (8) затруднительна ввиду невозможности их аппроксимации относительно простыми функциями [10]. Кроме того, оцениваемый параметр входит в пределы интеграла в выражении (8). Наличие случайного параметра $a_r^{(k)}$ в этих выражениях приводит к необходимости усреднения функции правдоподобия по этому параметру. Наряду со сложностью практической реализации это усреднение приводит к появлению модуляционной

помехи, которая хотя и фильтруется линейными сглаживающими цепями, но в некоторых практических случаях может вызвать необходимость использования УТС с астатизмом более высокого порядка, что является нежелательным [11].

Использование в данном случае решений об амплитуде $a_r^{(k)}$, принимаемой реализации сигнала, позволяет значительно упростить процедуру синтеза УТС и минимизировать величину модуляционной помехи [12].

Пусть известна оценка случайной величины $a_r^{(k)}$ на каждом тактовом интервале. Тогда информация о метке τ (момента смены символов) может быть получена, если имеется реализация сигнала на протяжении хотя бы двух символов. В этом случае для нахождения метки можно применить попарную обработку принимаемых реализаций сигналов, т. е. $U[t - (k-1)T]$ и $U(t - kT)$, $U(t - kT)$ и $U[t - (k+1)T]$ и т. д. [13].

Перейдем от многоуровневого сигнала к бинарному, для этого каждую из пар символов отцентрируем относительно нулевой точки и отнормируем по уровню.

Тогда выражение (8) может быть записано в виде

$$P[U(t-kT)/\tau] = C \sum_r \exp \times \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [C_k [U(t) - \Delta_k] - b_k G_\Sigma [t - (k-1)T - \tau]]^2 dt \right\}, \quad (9)$$

где

$$\Delta_k = G_\Sigma(0, 5T)(\hat{a}_k + \hat{a}_{k-1}), \quad (10)$$

$$C_k = \begin{cases} 0, & \hat{a}_k = \hat{a}_{k-1}, \\ \frac{2}{|\hat{a}_k - \hat{a}_{k-1}|}, & \hat{a}_k \neq \hat{a}_{k-1}, \end{cases} \quad (11)$$

$$b_k = \text{sgn}(\hat{a}_k), \quad (12)$$

\hat{a}_k, \hat{a}_{k-1} – оценки амплитуды реализации сигнала на k -м и $k-1$ интервале со средними значениями:

$$\langle \hat{a}_k \rangle = - \sum_l \text{erf} \left\{ \frac{\eta h}{\sqrt{2}} [l - a_k G_\Sigma(t - kT - \tau)] \right\}, \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [C_k[U(t) - \Delta_k] - b_k \cdot G_\Sigma[t - (k-1)T - \tau]]^2 dt &= - \frac{C_k^2}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [U(t) - \Delta_k]^2 dt + \\ &+ \frac{2C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [U(t) - \Delta_k] \cdot b_k \cdot G_\Sigma[t - (k-1)T - \tau] dt - \frac{1}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} G_\Sigma^2[t - (k-1)T - \tau] dt. \end{aligned} \quad (15)$$

В правой части равенства (15) первое и третье слагаемые не зависят от τ и поэтому в исходной формуле (9) могут быть включены в постоянную C .

$$P[U(t) / \tau] = C \prod_{k=1}^N \text{ch} \left\{ \frac{2C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [U(t) - \Delta_k] \cdot G_\Sigma[t - (k-1)T - \tau] dt \right\}. \quad (16)$$

Подставляя выражение (15) в (6) и учитывая, что производные от $\ln(x)$ и $\text{ch}(x)$ равны соответственно x^{-1} и $\text{sh}(x)$

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_k &= \text{th} \left\{ \frac{2C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [U(t) - \Delta_k] \cdot G_\Sigma[t - (k-1)T - \tau] dt \right\} \times \\ &\times \frac{2C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [U(t) - \Delta_k] \cdot G'_\Sigma[t - (k-1)T - \tau] dt. \end{aligned} \quad (17)$$

Преобразование статистики $\prod_{k=1}^N ()$

в статистику $\sum_{k=1}^N ()$ вместе с константой

$$\langle \hat{a}_{k-1} \rangle = - \sum_l \text{erf} \left\{ \frac{\eta h}{\sqrt{2}} [l - a_k G_\Sigma(t - (k-1)T - \tau)] \right\}. \quad (14)$$

Преобразуем выражение под знаком экспоненты в формуле (9) следующим образом:

Тогда выражение для функции правдоподобия сигнала примет следующий вид:

[14], получим выражение, определяющее построение оптимального дискриминатора УТС:

C в дальнейшем целесообразно отнести к линейным сглаживающим цепям [15].

Результаты и их обсуждение

Рассмотрим функциональную схему оптимального УТС (рис. 2).

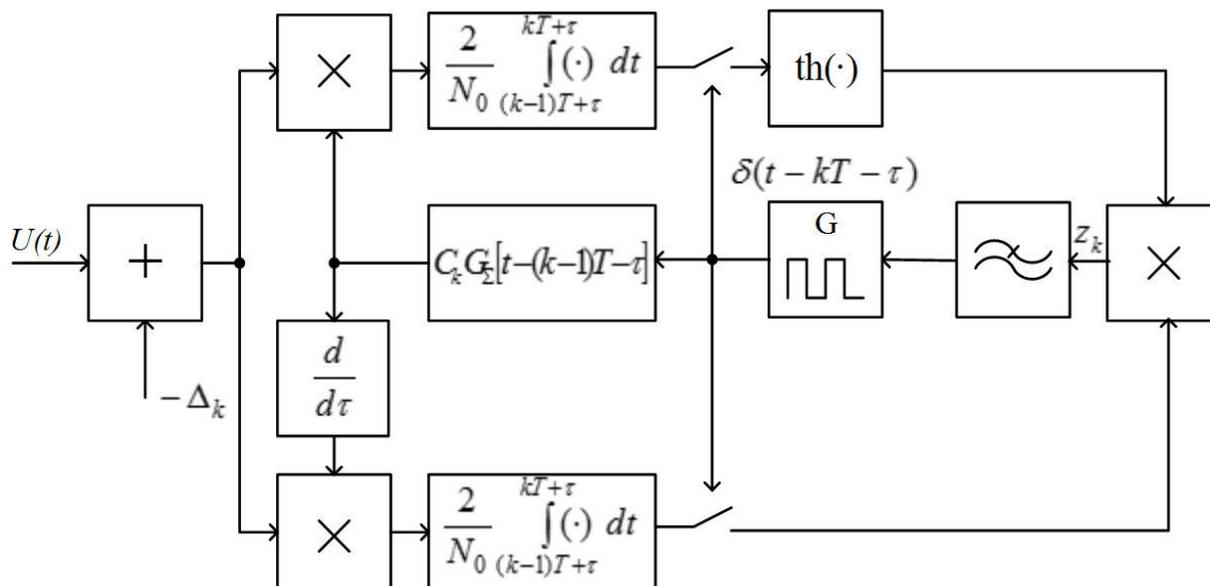


Рис. 2. Функциональная схема оптимального УТС

Fig. 2. Functional diagram of the optimal CSD

Реализация оптимального УТС в соответствии с выражением (17) связана со значительными вычислительными

затратами. Замена операции дифференцирования конечной разностью позволят упростить данное выражение:

$$\hat{\tau}_k = \text{th} \left\{ \frac{2C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [U(t) - \Delta_k] \cdot G_\Sigma [t - (k-1)T - \tau] dt \right\} \times \frac{C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau-\tau_1}^{kT+\tau+\tau_1} [U(t) - \Delta_k] \cdot \frac{G_\Sigma [t - (k-1)T - \tau - \tau_1] - G_\Sigma [t - (k-1)T - \tau + \tau_1]}{\tau_1} dt. \tag{18}$$

Учитывая линейность обработки в сглаживающих цепях, воспользуемся методом, позволяющим перегруппировать последовательность значений выходного сигнала дискриминатора $z(t)$ [16].

Тогда выражение (13) для L -уровневого сигнала с прямоугольной формой огибающей $G_\Sigma(t) = \text{const}$ может быть записано в виде

$$\hat{\tau}_k = [\text{th}(J_k) - \text{th}(J_{k-1})] \times \frac{2C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau-\tau_1/2}^{(k-1)T+\tau+\tau_1/2} \frac{U(t) - \Delta_k}{\tau_1} dt, \tag{19}$$

где

$$J_k = \frac{2C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau}^{kT+\tau} [U(t) - \Delta_k] dt. \tag{20}$$

Функциональная схема УТС с дискриминатором, описываемым выражением (19), представлена ниже (рис. 3).

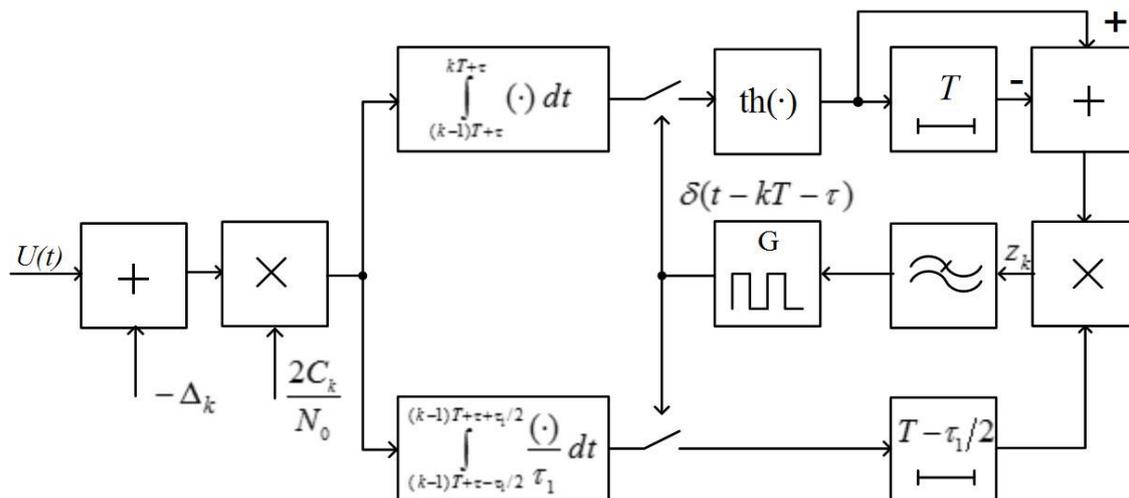


Рис. 3. Функциональная схема УТС, реализующего алгоритм (19)

Fig. 3. Functional diagram of the CSD implementing the algorithm (19)

Для достаточно высокого отношения сигнал / шум функции $\text{th}(\cdot)$ в выражении (13) можно заменить знаковыми $\text{sgn}(\cdot)$:

$$\hat{\tau}_k = [\text{sgn}(J_k) - \text{sgn}(J_{k-1})] \times \frac{2C_k}{N_0} \int_{(k-1)T+\tau-\tau_1/2}^{(k-1)T+\tau+\tau_1/2} \frac{U(t) - \Delta_k}{\tau_1} dt. \quad (21)$$

Поскольку первый множитель в выражении (21) определяет знак изменения амплитуды между парными символами, его можно заменить эквивалентно функцией

$$I_k = \text{sgn}(\hat{a}_k - \hat{a}_{k-1}), \quad (22)$$

что позволит существенно упростить выражение (21):

$$\hat{\tau}_k = \frac{2C_k I_k}{N_0} \left\{ \int_{(k-1)T+\tau-\tau_1/2}^{(k-1)T+\tau+\tau_1/2} \frac{U(t)}{\tau_1} dt - \Delta_k \right\}. \quad (23)$$

В работе [3] отмечается, что при ошибке временной синхронизации меньше, чем длительности фронта и

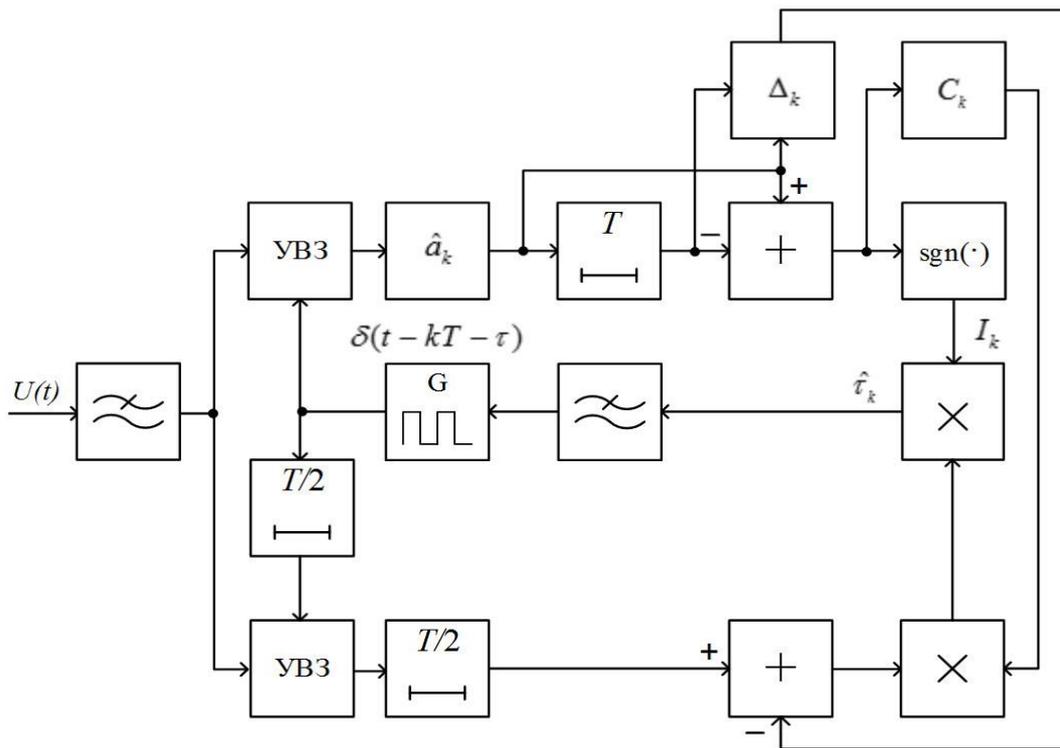
среза импульсов информационной последовательности, операции интегрирования входной смеси в течение τ_1 , а также в течение длительности символа могут быть заменены взятием мгновенных отсчетов сигнала на выходе согласованного фильтра [17].

Тогда алгоритм функционирования УТС может быть записан в виде

$$\hat{\tau}_k = C_k I_k \{U[(k-0,5)T - \tau] - \Delta_k\}. \quad (24)$$

Рассмотрим функциональную схему УТС, реализующую алгоритм (24), (рис. 4).

Характеристики представленного устройства тактовой синхронизации будут близки к оптимальным только при достаточно большом отношении сигнал / шум, поскольку сигнал ошибки Z_k для всех реализаций сигнала имеет одинаковый вес, что является следствием стремления минимизировать манипуляционную помеху.



УВЗ – устройство выборки-запоминания

Рис. 4. Функциональная схема UTC-1, реализующего алгоритм (24)

Fig. 4. Functional diagram of CSD-1, implementing algorithm (24)

Указанный недостаток можно устранить, если последовательность значений выходного сигнала дискриминатора z_k перегруппировать в $L-1$ групп, каждая из которых соответствует паре символов $|\hat{a}_k - \hat{a}_{k-1}| = 2dm$, где $m = 1, 2, \dots, L - 1$, и каждой паре поставить в соответствие свой весовой коэффициент C_m (например, 0 или 1):

$$\hat{\tau}_k = C_m I_k \{U[(k-0,5)T - \tau] - \Delta_k\}, \quad (25)$$

где

$$C_m = \begin{cases} 0, & |\hat{a}_k - \hat{a}_{k-1}| < d(0,5L-1), \\ 1, & |\hat{a}_k - \hat{a}_{k-1}| \geq d(0,5L-1). \end{cases} \quad (26)$$

Это позволит минимизировать дисперсию сигнала ошибки, тем самым

повысив качество функционирования устройства тактовой синхронизации. Функциональная схема UTC, реализующего алгоритм (25), представлена (рис. 5).

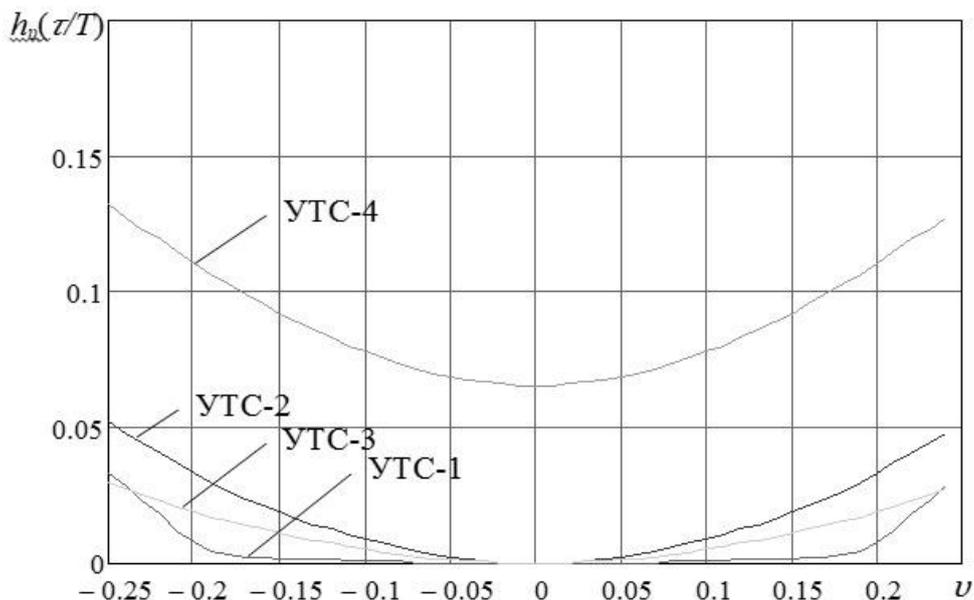
Реализация UTC в соответствии с выражениями (24) и (25) связана с существенными аппаратными затратами. Для КАМ-сигналов с позиционностью не выше 64 значение коэффициента C_k можно положить равным единице [18]:

$$\hat{\tau}_k = I_k \{U[(k-0,5)T - \tau] - \Delta_k\}. \quad (27)$$

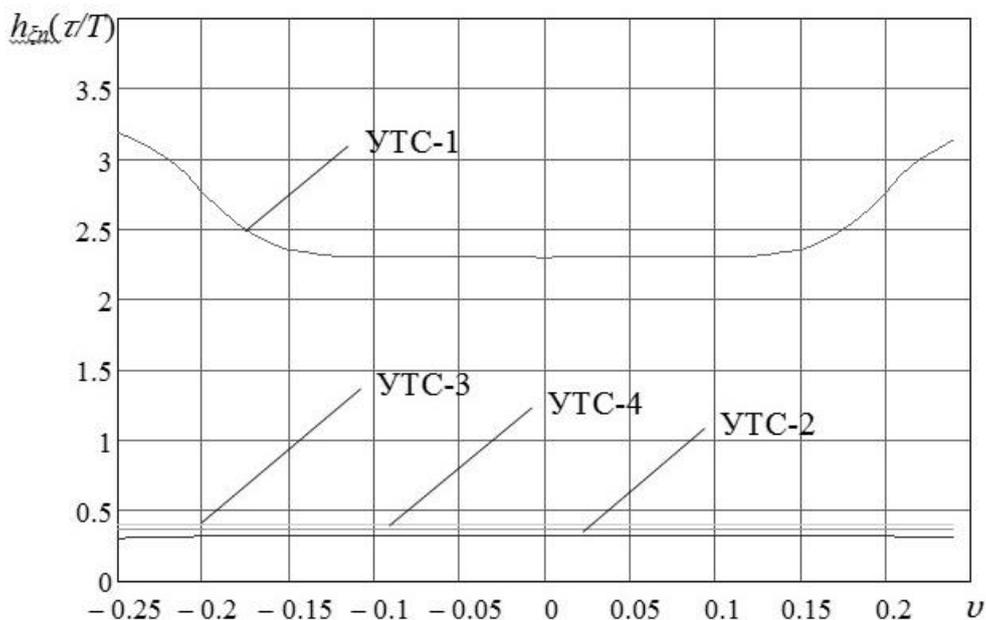
Это хотя и приведет к возрастанию внутрисистемной манипуляционной помехи, но позволит существенно упростить реализацию UTC (рис. 6).

Рассмотрим результаты расчета манипуляционной и нормированной шумовой составляющих флуктуационной характеристики дискриминаторов устройств тактовой синхронизации,

реализующих алгоритмы (19), (24), (25), (27) для сигнала КАМ-256, отношения сигнал / шум 30 дБ и найквистовского канала с $\alpha = 0,5$ (рис. 7).



а



б

Рис. 7. Составляющие флуктуационной характеристики дискриминатора UTC: а – манипуляционная; б – нормированная шумовая

Fig. 7. Components of the fluctuation characteristic of the CSD discriminator: а – manipulation; б – normalized noise

Для сравнения приведены составляющие флуктуационной характеристики для устройства тактовой синхронизации УТС-4 (рис. 8), ориентированного на

обработку двухуровневого сигнала в соответствии с алгоритмом:

$$\hat{\tau}_k = I_k U[(k-0,5)T - \tau]. \quad (28)$$

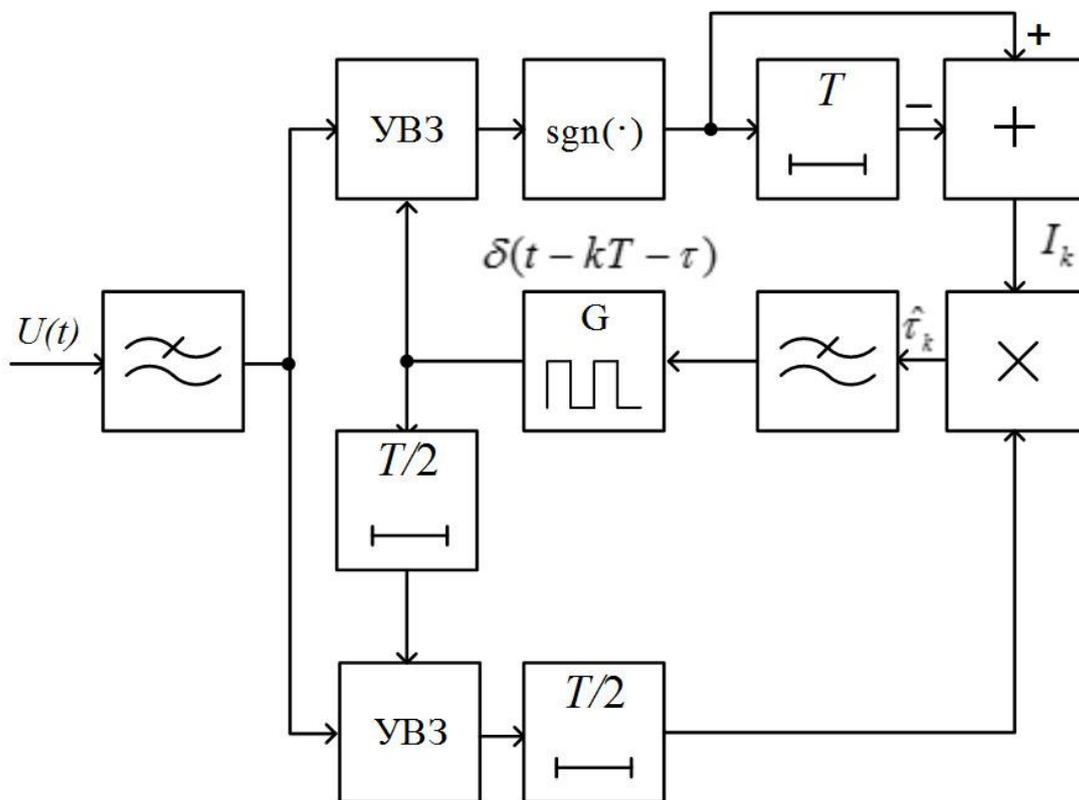


Рис. 8. Функциональная схема УТС-4, реализующего алгоритм (28)

Fig. 8. Functional diagram of CSD-4, implementing algorithm (28)

Приведенные на рисунке 7 графики свидетельствуют о том, что дискриминатор устройства тактовой синхронизации, реализующего алгоритм (19), позволяет разрешить противоречие между снижением манипуляционной составляющей и ростом шумовой составляющей флуктуационной характеристики.

Выводы

Таким образом, предложенный способ тактовой синхронизации, заключающийся в использовании решений и

приведении каждой пары смежных символов к бинарному сигналу путем их центрирования относительно нулевой точки и весового взвешивания, обеспечивает более эффективную оценку момента принятия решения.

Применение разработанного способа, как показали результаты теоретических и экспериментальных исследований, позволило примерно от 0,5 до 0,7 дБ повысить помехоустойчивость демодулятора радиоприемных систем цифровых линий связи.

Список литературы

1. Варианты реализации устройств восстановления тактовых сигналов и данных в составе КМОП высокоскоростных приемопередатчиков последовательных каналов. Обзор / Н. Ю. Раннев, С. В. Кондратенко, В. Д. Байков [и др.] // Известия вузов. Электроника. 2024. Т. 29, № 3. С. 346–361. <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2024-29-3-346-361>
2. Филимонов В. А., Усов Н. А., Остроумов О. А. Алгоритмы получения символьной синхронизации при использовании цифровой обработки сигналов // I-methods. 2023. Т. 15, № 3. С. 1–18.
3. Довбня В. Г., Азиатцев В. Е., Михайлов С. Н. Помехоустойчивость радиоприемных систем цифровых линий связи: монография / Юго-Западный государственный университет. Курск, 2017. 175 с.
4. Система алгоритмов цифровой обработки сигнала для когерентной оптической связи / Т. О. Базаров, М. А. Сенько, Л. А. Самоделкин [и др.] // Журнал технической физики. 2024. Т. 94, № 6. С. 894–912. <https://doi.org/10.61011/JTF.2024.06.58131.3-24>
5. Рысин А. В., Бойкачев В. Н., Островский Я. Б. Оптимизация частотной и символьной синхронизации в режиме когерентного накопления по псевдослучайным кодам с целью улучшения помехозащищенности и получением максимальной чувствительности по принимаемому сигналу для управления беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) // Актуальные исследования. 2023. № 33(163). С. 17–35.
6. Лобатый А. А., Бумай А. Ю. Особенности построения алгоритмов оценивания параметров многомерных случайных процессов // Системный анализ и прикладная информатика. 2020. № 1. С. 24–32. <https://doi.org/10.21122/2309-4923-2020-1-24-32>
7. Довбня В. Г., Коптев Д. С. Способы восстановления несущего колебания для демодуляторов сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией // Телекоммуникации. 2020. № 8. С. 2–7.
8. Покровский П. С., Кириллов С. Н. Фазовый дискриминатор для радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 65. С. 3–11. <https://doi.org/10.21667/1995-4565-2018-65-3-3-11>
9. Межетов М. А., Туринцев С. В. Выделение сигналов тактовой синхронизации в системах передачи информации режима VDL-2 // Crede Experto: транспорт, общество, образование, язык. 2017. № 2. С. 191–200.
10. Кириллов С. Н., Покровский П. С. Двухкритериальный синтез шестнадцатипозиционных радиосигналов с управляемой связью между синфазной и квадратурной составляющими // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 6. С. 18–25.

11. Прокофьев И. А., Османов Р. А. Особенности формирования имитирующих помех на основе комплексной многоканальной модуляции // Аллея науки. 2020. Т. 1, № 7(46). С. 285–292.
12. Метод оценки помехоустойчивости цифровых систем передачи с кодовым уплотнением данных при воздействии стационарных помех / В. В. Зеленевский, М. С. Черноусов, А. В. Зеленевский, Ю. В. Зеленевский // Известия Института инженерной физики. 2020. № 4(58). С. 31–36.
13. Довбня В. Г., Коптев Д. С. Влияние качества функционирования гетеродинов на помехоустойчивость приема сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 9(17). С. 40–48. [https://doi.org/10.18127/j00338486-202009\(17\)-03](https://doi.org/10.18127/j00338486-202009(17)-03)
14. Фомин В. И. Об операторных функциях операторного переменного // Вестник российских университетов. Математика. 2023. Т. 28, № 141. С. 68–89. <https://doi.org/10.20310/2686-9667-2023-28-141-68-89>
15. Сравнительный анализ цифровых и цифро-аналоговых синтезаторов частот и сигналов / И. В. Рябов, Е. С. Клюжев, И. В. Стрельников, П. М. Юрьев // Вестник Казанского государственного технического университета им. А. Н. Туполева. 2019. Т. 75, № 1. С. 96–103.
16. Баранов И. А., Скурнович А. В. Алгоритм обеспечения целостности, согласованности и непротиворечивости данных, описывающих родственные отношения // Телекоммуникации. 2018. № 3. С. 2–9.
17. Анализ эффективности пространственной фильтрации сигналов на выходе фотоприёмного устройства с режимом временной задержки и накопления / Б. Н. Дрожников, К. В. Козлов, П. А. Кузнецов, В. Н. Соляков // Успехи прикладной физики. 2015. Т. 3, № 6. С. 566–572.
18. Довбня В. Г., Коптев Д. С., Бабанин И. Г. Оценка потенциальной помехоустойчивости приёма цифровых сигналов, используемых в современных и перспективных системах радиорелейной и спутниковой связи // Известия Юго-Западного государственного университета. Серия: Управление, вычислительная техника, информатика. Медицинское приборостроение. 2020. Т. 10, № 1. С. 21–35.

Reference

1. Rannev N.Y., Kondratenko S.V., Baykov V.D., et al. Implementation options for clock and data recovery devices as part of CMOS high-speed serial channel transceivers. Review. *Izvestiya vuzov. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*. 2024; 29(3):346–361. (In Russ.) <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2024-29-3-346-361>
2. Filimonov V.A., Usov N.A., Ostroumov O.A. Algorithms for obtaining symbolic synchronization using digital signal processing. *I-methods*. 2023;15(3):1–18. (In Russ.)

3. Dovbnya V.G., Asiantsev V.E., Mikhailov S.N. Noise immunity of radio receiving systems of digital communication lines. Kursk: Yugo-Zapadnyi gosudarstvennyi universitet; 2017. 175 p. (In Russ.)

4. Bazarov T.O., Senko M.A., Samodelkin L.A., et al. A system of digital signal processing algorithms for coherent optical communication. *Zhurnal tekhnicheskoy fiziki = Journal of Technical Physics*. 2024; 94(6):894–912. (In Russ.) <https://doi.org/10.61011/JTF.2024.06.58131.3-24>

5. Rysin A.V., Boykachev V.N., Ostrovsky Y.B. Optimization of frequency and symbolic synchronization in the mode of coherent accumulation using pseudorandom codes in order to improve noise immunity and obtain maximum sensitivity to the received signal for controlling unmanned aerial vehicles (UAVs). *Aktual'nye issledovaniya = Current Research*. 2023;(33):17–35. (In Russ.)

6. Lobaty A.A., Bumai A.Y. Features of constructing algorithms for estimating the parameters of multidimensional random processes. *Sistemnyj analiz i prikladnaya informatika = System Analysis and Applied Informatics*. 2020;(1):24–32. (In Russ.) <https://doi.org/10.21122/2309-4923-2020-1-24-32>

7. Dovbnya V.G., Koptev D.S. Methods of carrier oscillation recovery for signal demodulators with quadrature amplitude manipulation. *Telekommunikacii = Telecommunications*. 2020;(8):2–7. (In Russ.)

8. Pokrovsky P.S., Kirillov S.N. Phase discriminator for radio signals with controlled coupling between common-mode and quadrature components. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta = Bulletin of the Ryazan State Radio Engineering University*. 2018;(65):3–11. (In Russ.) <https://doi.org/10.21667/1995-4565-2018-65-3-3-11>

9. Mezhetov M.A., Turintsev S.V. Allocation of clock synchronization signals in VDL-2 information transmission systems. *Crede Experto: transport, obshchestvo, obrazovanie, yazyk = Crede Experto: Transport, Society, Education, Language*. 2017;(2):191–200. (In Russ.)

10. Kirillov S.N., Pokrovsky P.S. Two-criterion synthesis of sixteen-position radio signals with controlled coupling between common-mode and quadrature components. *Uspekhi sovremennoj radioelektroniki = Successes of Modern Radio Electronics*. 2014;(6):18–25. (In Russ.)

11. Prokofiev I.A., Osmanov R.A. Features of the formation of simulating interference based on complex multichannel modulation. *Alleya nauki = Alley of Science*. 2020;1(7):285–292. (In Russ.)

12. Zelenevsky V.V., Chernousov M.S., Zelenevsky A.V., Zelenevsky Y.V. Method for assessing the noise immunity of digital transmission systems with code compression of data under the influence of stationary interference. *Izvestiya Instituta inzhenernoj fiziki = Proceedings of the Institute of Engineering Physics*. 2020;(4):31–36. (In Russ.)

13. Dovbnya V.G., Koptev D.S. The influence of the quality of operation of heterodynes on the noise immunity of receiving signals with quadrature amplitude modulation.

Radiotekhnika = Radio Engineering. 2020;84(9):40–48. (In Russ.) <https://doi.org/10.18127/j00338486-202009> (17)-03

14. Fomin V.I. On operator functions of an operator variable. *Vestnik Rossijskikh Universitetov. Matematika = Bulletin of Russian Universities. Mathematics*. 2023;28(141):68–89. (In Russ.) <https://doi.org/10.20310/2686-9667-2023-28-141-68-89>

15. Ryabov I.V., Klyuzhev E.S., Strelnikov I.V., Yuryev P.M. Comparative analysis of digital and digital-analog synthesizers of frequencies and signals. *Vestnik Kazanskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. A.N. Tupoleva = Bulletin of Kazan State Technical University named after A.N. Tupolev*. 2019;75(1): 96–103. (In Russ.)

16. Baranov I.A., Skurnovich A.V. Algorithm for ensuring the integrity, consistency and consistency of data describing family relationships. *Telekommunikacii = Telecommunications*. 2018;(3):2–9. (In Russ.)

17. Drazhnikov B.N., Kozlov K.V., Kuznetsov P.A., Solyakov V.N. Analysis of the effectiveness of spatial filtering of signals at the output of a photodetector with a time delay and accumulation mode. *Uspekhi prikladnoj fiziki = Successes of Applied Physics*. 2015;3(6):566–572. (In Russ.)

18. Dovbnya V.G., Koptev D.S., Babanin I.G. Evaluation of the potential noise immunity of receiving digital signals used in modern and promising radio relay and satellite communication systems. *Izvestiya Yugo-Zapadnogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Upravlenie, vychislitel'naya tekhnika, informatika. Medicinskoe priborostroenie = Proceedings of the Southwest State University. Series: Control, Computer Engineering, Information Science. Medical Instruments Engineering*. 2020;10(1):21–35. (In Russ.)

Информация об авторах / Information about the Authors

Коптев Дмитрий Сергеевич, старший преподаватель кафедры космического приборостроения и систем связи, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Российская Федерация, e-mail: d.s.koptev@mail.ru, ORCID: 0000-0002-7759-579X

Dmitry S. Koptev, Senior Lecturer of the Department of Space Instrumentation and Communication Systems, Southwest State University, Kursk, Russian Federation, e-mail: d.s.koptev@mail.ru, ORCID: 0000-0002-7759-579X

Довбня Виталий Георгиевич, доктор технических наук, доцент, профессор кафедры космического приборостроения и систем связи, Юго-Западный государственный университет, г. Курск, Российская Федерация, e-mail: vit_georg@mail.ru

Vitaly G. Dovbnya, Doctor of Sciences (Engineering), Associate Professor, Professor of the Department of Space Instrumentation and Communication Systems, Southwest State University, Kursk, Russian Federation, e-mail: vit_georg@mail.ru