

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.10.2>

УДК: 621.376.23

МЕТОД ДЕМОДУЛЯЦИИ РАДИОИМПУЛЬСОВ, ОСНОВАННЫЙ НА ПРИМЕНЕНИИ ПРИНЦИПА КОГЕРЕНТНЫХ ВЫБОРОК

Г. Р. Аванесян

**Особое конструкторское бюро Московского энергетического института,
111250, г. Москва, Красноказарменная ул., 14**

Статья поступила в редакцию 30 сентября 2021 г.

Аннотация. Предложен метод демодуляции радиоимпульсов, позволяющий выделять огибающую сигнала путем взятия когерентных выборок с частотой, не превышающей несущую частоту принимаемого сигнала. Показана возможность создания на основе предложенного метода безынерционных демодуляторов, принцип действия которых сводится к выполнению основных операций во временной области и формированию выборок, положение которых соответствует ожидаемым амплитудным значениям несущего колебания и зависит от его частоты. Приведены расчеты погрешностей определения амплитуды демодулируемого сигнала, установлены факторы, влияющие на погрешности, показаны пути их уменьшения. Представлены конкретные результаты исследований возможностей предложенного метода, полученные на модели безынерционного цифрового демодулятора.

Ключевые слова: демодуляция, огибающая, радиоимпульс, несущая частота, когерентная выборка, временной интервал, дискрет отсчета.

Abstract. The paper proposes a radio pulse demodulation method which allows to extract the signal envelope by taking coherent samples with a frequency not exceeding the carrier frequency of the received signal. The paper demonstrates the possibility of creation of inertia-free demodulators based on the proposed method, whose principle of operation is reduced to performing basic operations in the time domain and forming

samples, whose position corresponds to the expected amplitude values of the carrier oscillation and depends on its frequency. Calculations of the errors in determining the amplitude of demodulated signal, the factors affecting the errors, and ways to reduce them are shown. The specific results of studies of the capabilities of the proposed method obtained on the model of a base-based digital demodulator are presented.

Key words: demodulation, envelope, radio pulse, carrier frequency, coherent sampling, time interval, discrete reference.

Введение.

Тенденция перехода от аналоговых демодуляторов амплитудно-модулированных (АМ) сигналов к цифровым вызвана, прежде всего, такими их недостатками как высокая инерционность демодуляторов, искажения выделяемого сигнала по причине нелинейной характеристики активных элементов, прохождение сигнала несущей частоты на выход демодулятора, сложность реализации в микроэлектронном исполнении и нестабильность параметров. Кроме того, классический подход сложно использовать для демодуляции сигналов с большой относительной полосой частот. При этом очевидны преимущества реализации демодуляторов АМ-сигналов в цифровом базисе, к которым следует отнести стабильность параметров, высокую повторяемость характеристик, высокую степень их соответствия расчетным показателям, полученным в процессе моделирования устройства, гибкость алгоритмов обработки и одновременно легкость реализации сложных алгоритмов, в ряде случаев невозможных при аналоговой обработке сигналов, а также легкость реализации в микроэлектронном исполнении, включая этап проектирования.

В то же время перевод аналоговых демодуляторов в цифровой базис с повторением операций классического детектирования порождает свои особенности, несвойственные аналоговым устройствам. Одним из недостатков цифровых демодуляторов является необходимость дискретизации узкополосных сигналов с частотой f_d , во много раз превышающей несущую частоту f_0 . Анализ

возникновения искажений выделяемых сигналов, паразитная амплитудная модуляция, и их зависимость от отношения f_d/f_0 достаточно подробно исследованы в работе [1]. При небольших отношениях f_d/f_0 выделение огибающей требует применения сложных фильтров с высокой крутизной спада амплитудно-частотной характеристики в области выделяемых частот, что на практике далеко не всегда оправданно и более простым решением оказывается увеличение частоты дискретизации сигнала. Это позволяет использовать относительно простые фильтры невысоких порядков, а в случае возникновения объективных трудностей с реализацией фильтров, например, при работе в диапазонах крайне низких и сверхнизких частот, от классических фильтров вообще можно отказаться, используя избыточную дискретизацию и снимая сигналы с выхода схемы фиксации нулевого порядка. Такой схемой можно считать выход цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), позволяющей удерживать выходное напряжение до получения следующего отсчета. При этом, теоретически, можно подобрать такую частоту дискретизации, при которой восстановление сигнала будет получено с требуемой точностью без применения фильтров. Однако далеко не всегда есть возможность увеличения частоты дискретизации f_d до необходимой величины. Например, в [2] наглядно показано, что для восстановления таким путем синусоидального сигнала с расчетной относительной ошибкой менее 1% потребуется 628 выборок на один период сигнала. Кроме того, увеличение частоты дискретизации приводит к увеличению количества отсчетов, которые следует хранить и обрабатывать и к соответствующим усложнениям демодуляторов, включая возникающие дополнительные требования по повышению их быстродействия в связи с увеличением объема обрабатываемой информации.

1. Особенности применения принципа когерентных выборок

Вполне обоснованные сомнения в безальтернативности традиционного подхода возникают, если исходить из того, что демодуляция – это не процесс измерения (или восстановления) мгновенных значений несущего колебания, а выделение огибающей принимаемого сигнала с точностью, задаваемой

точностью получения передаваемой информации. Подтверждением обоснованности такой точки зрения являются предложенные в разное время методы демодуляции АМ-сигналов [3-7], объединяемые в группу, для которой характерным является не преобразование модулированного несущего колебания в цифровой код, а выделение огибающей путем взятия когерентных выборок. Особенностью такого подхода является синхронизация процесса дискретизации с исследуемым сигналом, причем с частотой f_d равной или ниже частоты несущей f_0 , и удовлетворяющей условию

$$\frac{f_0}{kf_d} \geq 1, (1)$$

где $k = 1, 2, 3$.

Одним из первых цифровых демодуляторов АМ-сигналов, в котором был реализован принцип когерентных выборок, по-видимому, следует считать устройство, описанное еще в 1977 г. в работе [3]. В данном демодуляторе формирование импульсов дискретизации осуществлялось за счет преобразования синусоидальной несущей в последовательность прямоугольных импульсов, а необходимый сдвиг фронтов импульсов для выделения амплитудных значений синусоиды обеспечивался предварительным смещением фазы входного сигнала на $\pi/2$. Таким образом, удавалось получить импульсы дискретизации уже привязанные к моментам пересечения синусоиды нулевой линии. За один период несущей T_0 предполагалось брать не более одного отсчета. К сожалению, основным недостатком демодулятора был этап сдвига фазы. Аналоговый фазовращатель, который должен был сдвигать в предложенном устройстве сигнал на четверть периода, не мог обеспечить высокой точности соблюдения заданных фазовременных соотношений как по причине нестабильности характеристик, зависящих от температуры и напряжения питания, так и наличия связи между вносимым фазовым сдвигом в сигнал и его частотой. Однако предложенный демодулятор можно объективно считать началом реализации идеи когерентных выборок для демодуляции сигналов. В последующие годы был предложен еще ряд устройств, в частности,

демодулятор, в котором для повышения точности взятия отсчетов используется схема фазовой автоподстройки частоты [4], позволяющая подстраивать частоту управляемого генератора импульсов дискретизации под частоту входного сигнала. Схема автоподстройки частоты применена и в более поздней разработке [5], в которой в контуре автоподстройки содержится управляемый фазовращатель. Недостатком устройства следует считать большое количество аналоговых блоков, усложняющих реализацию демодулятора в микроэлектронном исполнении и снижающих точность демодуляции.

Особо следует выделить демодулятор [6], содержащий минимум аналоговых элементов и не требующий применения фазовращателя. Отказ от фазовращателя в указанном устройстве стал возможен за счет предварительно определения полупериода несущего колебания $T_0/2$ и последующего его отсчета во время каждой положительной полуволны для определения положения точки максимума. Однако метод демодуляции, реализуемый в рассматриваемом устройстве, обладает таким недостатком как отсутствие связи между меняющейся частотой сигнала и моментом взятия выборки, которая должна соответствовать максимуму синусоиды независимо от частоты. После того как получено оценочное значение величины $T_0/4$, соответствующей положению максимума, все последующие выборки сигнала производятся строго в моменты времени

$$t_{\max} = t_0 + \frac{T_0}{4} + nT_0, \quad (2)$$

где t_0 – начальный момент времени, соответствующий началу первой

положительной полуволны сигнала $u(t) = U \sin \frac{2\pi}{T_0} t$, n – порядковый номер

периода исследуемого сигнала $u(t)$.

Причем выборки берутся в предположении неизменности T_0 , однако в реальности период T_0 может измениться. Следовательно, изменение периода принимаемого сигнала T_0 на величину ΔT_0 в течение времени его демодуляции

приведет к смещению момента взятия выборки относительно требуемого момента на величину Δt :

$$\Delta t = \frac{(T_0 + \Delta T_0) - T_0}{4} = \frac{\Delta T_0}{4}, \quad (3)$$

а, следовательно, к появлению погрешности определения амплитуды ΔU , выражаемой в общем виде записью:

$$\Delta U = U - U \sin \frac{2\pi}{T_x} \left(\frac{T_x}{4} + \Delta t \right), \quad (4)$$

где U – амплитуда несущего колебания, T_x – период после его изменения.

Если исходить из того, что период изменился на величину ΔT_0 , то есть $T_x = T_0 + \Delta T_0$, основываясь на (4), после некоторых преобразований можно записать

$$\Delta U = U \left(1 - \sin \frac{\pi}{2} \left(1 + \frac{\Delta T_0}{T_0 + \Delta T_0} \right) \right). \quad (5)$$

Из (5) несложно видеть, как погрешность ΔU зависит от ΔT_0 , причем на скорость изменения ΔU влияет период T_0 .

Рассмотренный недостаток является сугубо методическим и не позволяет применять демодулятор в ситуациях, когда возможно изменение частоты принимаемого сигнала, так как в этом случае будет получен результат с ошибкой, обусловленной некорректным применением алгоритма демодуляции.

2. Идея метода демодуляции радиоимпульсов с изменяющейся несущей частотой

В настоящей статье рассматривается метод демодуляции АМ-сигналов, основанный на принципе когерентных выборок, позволяющий реализовывать безынерционные устройства и достаточно эффективный при изменении несущей частоты. Основное отличие данного метода от описанного в [6] заключается в непрерывном циклическом двухтактном измерении периодов несущего колебания и определении момента t_x взятия каждой очередной выборки по результатам измерения предшествующего ей периода как

$$t_x = \frac{T_0}{2\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \pi(n-1) \right) = \frac{T_0}{4} + \frac{T_0}{2}(n-1), \quad (6)$$

где n – номер периода в котором берется выборка ($n = 1, 2, 3 \dots$).

Следовательно, оценку амплитуды U^* , полученной по результатам единичного ее измерения вышеуказанным образом, можно представить в виде:

$$U^* = \left| U \sin \left(\frac{2\pi}{T_0} \left(\frac{T_0}{4} + \frac{T_0}{2} (n-1) + \Delta t_{xn} \right) \right) \right|, \quad (7)$$

где Δt_{xn} – погрешность определения момента взятия конкретного n -го отсчета.

При наличии результата измерения периода T_0 отсчеты можно брать как при положительной полуволне следующего периода, так и при отрицательной, именно этот случай и отражен в вышеприведенной формуле, а также только при положительной. Далее будем рассматривать последний вариант, для чего представим (7) в виде:

$$U^* = U \sin \left(\frac{2\pi}{T_0} \left(\frac{T_0}{4} + T_0(n-1) + \Delta t_{xn} \right) \right). \quad (8)$$

Иллюстрируют метод графики, представленные на рис. 1.

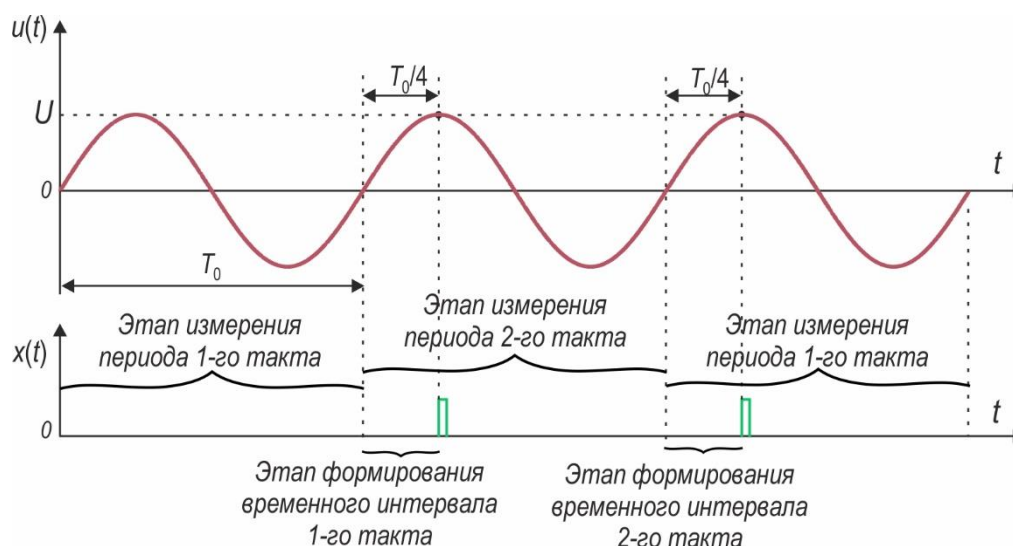


Рис. 1. Графики, иллюстрирующие метод демодуляции радиоимпульсов, основанный на принципе когерентных выборок.

Цикл единичного измерения амплитуды демодулируемого сигнала состоит из двух тактов, в каждом такте на первом этапе происходит измерение периода T_0 , и по результатам измерения T_0 – на втором этапе – формирование временного интервала $T_0/4$, начало которого совпадает с началом положительной полуволны

следующего периода как показано на рис. 1. При этом начало каждого очередного такта совпадает с началом очередной положительной полуволны, а заканчивается такт по завершении формирования упомянутого временного интервала. Причем длительность каждого такта, как несложно видеть из графиков, составляет $T_0 + T_0/4$, и они перекрываются во времени. Наличие двух тактов позволяет ускорить процесс измерений, поскольку одновременно с формированием временного интервала, размеры которого определены по результатам измерений периода в первом такте, происходит измерение периода во втором такте. Таким образом, при наличии двух физически независимых блоков, выполняющих указанные операции и работающих потактно, но с перекрытием во времени, удастся реализовать алгоритм, позволяющий получать оценку искомого мгновенного значения в каждом периоде (уточняя положение максимума в каждом периоде).

При определении погрешности демодуляции, под которой в данном случае подразумевается погрешность определения амплитуды несущего колебания, будем полагать, что основной вклад вносят случайная ошибка $\sigma[t_x]$ формирования временного интервала t_x и нестабильность $\sigma[T_0]$ периода сигнала T_0 , а погрешностью взятия выборки, в частности, погрешностью квантования в аналого-цифровом преобразователе (АЦП), можно пренебречь. В этом случае случайная ошибка $\sigma[u]$ определения мгновенного значения $u(t) = U \sin \frac{2\pi}{T_0} t_x$

будет зависеть от $\sigma[t_x]$ и $\sigma[T_0]$ через коэффициенты влияния $\frac{du}{dt_x}$, $\frac{du}{dT_0}$

следующим образом:

$$\sigma[u] = \sqrt{\left(\frac{du}{dt_x}\right)^2 \sigma^2[t_x] + \left(\frac{du}{dT_0}\right)^2 \sigma^2[T_0]}, \quad (9)$$

а после вычисления коэффициентов влияния $\frac{du}{dt_x}$, $\frac{du}{dT_0}$ и последующих

группировок получим:

$$\sigma[u] = 2\pi U \left(\cos \frac{2\pi}{T_0} t_x \right) \sqrt{\frac{1}{T_0^2} \sigma^2[t_x] + \frac{t_x^2}{T_0^4} \sigma^2[T_0]}. \quad (10)$$

Полагая, согласно алгоритму демодуляции, $t_x = T_0/4$, несложно видеть из (10), что при $t_x \rightarrow T_0/4$ ошибка $\sigma[u]$ стремится к нулю, поскольку косинусоидальный множитель в приведенном выражении при $t_x = T_0/4$ равен нулю. Это говорит о том, что выбор на временной оси точки $T_0/4$ является наилучшим, с точки зрения влияния ошибки $\sigma[t_x]$ и нестабильности $\sigma[T]$ на результат оценки амплитуды. В то же время в реальности получить математически точное формирование интервала размером $T_0/4$ невозможно, поэтому следует исходить из того, что выборки соответствующие амплитуде синусоиды, будут браться с некоторой допустимой ошибкой в окрестности точки $T_0/4$. Следовательно если положить, что в реальных устройствах $\cos \frac{2\pi}{T_0} t_x \neq 0$, то пользуясь исходной записью (10)

можно оценить степень влияния на $\sigma[u]$ различных факторов.

Сравнивая в (10) множитель $\frac{t_x^2}{T_0^4}$, стоящий перед $\sigma^2[T_0]$, с множителем $\frac{1}{T_0^2}$ перед

$\sigma^2[t_x]$, разумно предположить, что вклад $\sigma[T_0]$ существенно меньше $\sigma[t_x]$, так как при $t_x = T_0/4$ множитель перед $\sigma[T_0]$ будет в 16 раз меньше множителя перед $\sigma[t_x]$. Это позволяет пренебречь нестабильностью $\sigma[T_0]$, если исходить еще и из того, что согласно описанному методу перед непосредственным формированием интервала t_x предварительно происходит уточнение периода T_0 . То есть используется величина измеренная непосредственно перед выбором мгновенного значения и, следовательно, можно считать, что на практике нестабильность $\sigma[T_0]$, проявляющаяся за время действия одного периода, очень мала по сравнению с $\sigma[t_x]$. В связи с вышеизложенным, можно записать:

$$\sigma[u] \approx \frac{2\pi}{T_0} U \left(\cos \frac{2\pi}{T_0} t_x \right) \sigma[t_x], \quad (11)$$

Выражение (11) позволяет увидеть пути снижения погрешности определения амплитуды принимаемого сигнала. Из (11) следует, что

погрешность оценки амплитуды уменьшается с увеличением периода T_0 . Объясняется это снижением скорости изменения мгновенных значений процесса с увеличением периода при постоянной амплитуде U . Следовательно, смещение временного интервала t_x на величину ошибки его формирования, например, на величину $\sigma[t_x]$, приведет к меньшему смещению реального отсчета по оси напряжений от точки нахождения максимума синусоиды. Вторым путем снижения погрешности $\sigma[u]$ – это уменьшение ошибки $\sigma[t_x]$, то есть повышение точности формирования интервала t_x . Методическая составляющая этой ошибки вызвана дискретностью счета, что позволяет, повышая частоту следования хронизирующих импульсов, формирующих требуемый временной интервал, понижать $\sigma[t_x]$. Полагая, что погрешность формирования временного интервала t_x распределяется по закону Симпсона, свяжем случайную ошибку $\sigma[t_x]$ с дискретом Δt_x формирования временного интервала:

$$\sigma[t_x] = \frac{\Delta t_x}{\sqrt{6}}. \quad (12)$$

Тогда формулу (11) можно представить в нижеследующем виде, для абсолютной случайной ошибки:

$$\sigma[u] \approx \frac{2\pi}{T_0 \sqrt{6}} U \left(\cos \frac{2\pi}{T_0} t_x \right) \Delta t_x, \quad (13)$$

и для относительной:

$$\alpha[u] = \frac{\sigma[u]}{U} \approx \frac{2\pi}{T_0 \sqrt{6}} \left(\cos \frac{2\pi}{T_0} t_x \right) \Delta t_x. \quad (14)$$

Выражения (13) и (14) дают общее представление о связях погрешностей $\sigma[u]$ и $\alpha[u]$ с дискретом Δt_x , частотой и амплитудой исследуемого процесса $u(t)$, без конкретизации величины t_x , приобретая таким образом универсальный характер. В то же время практический интерес представляет случай $t_x = T_0/4$. Однако если исходить из того, как уже указывалось выше, что погрешность формирования t_x неизбежна, то целесообразно в формулах (13) и (14) допустить, что выборка мгновенного значения $u(t)$, соответствующего амплитуде синусоиды, берется с некоторым смещением относительно точки $T_0/4$, например,

со смещением на величину Δt_x , равную дискрету отсчета временных интервалов. Уточним, что на практике дискрет Δt_x формирования временного интервала t_x равен периоду следования счетных (хронирующих) импульсов, используемых для отсчета заданного временного отрезка, в нашем случае – для выбора точки отсчета амплитудного значения.

С учетом принятого допущения представим вышеуказанное выражение (13) для $\sigma[u]$ в следующем виде:

$$\sigma[u] \approx \frac{2\pi}{T_0 \sqrt{6}} U \left(\cos \frac{2\pi}{T_0} (t_x - \Delta t_x) \right) \Delta t_x, \quad (15)$$

а после тригонометрических преобразований, с учетом того, что $t_x = T_0/4$ и $\cos\left(\frac{2\pi T_0}{T_0} \frac{1}{4}\right) = 0$ получим:

$$\sigma[u] \approx \frac{2\pi}{T_0 \sqrt{6}} U \left(\sin \frac{2\pi}{T_0} \Delta t_x \right) \Delta t_x, \quad (16)$$

и

$$\alpha[u] \approx \frac{2\pi}{T_0 \sqrt{6}} \left(\sin \frac{2\pi}{T_0} \Delta t_x \right) \Delta t_x. \quad (17)$$

Таким образом, согласно вышеприведенным рассуждениям, можно определять погрешности $\sigma[u]$ и $\alpha[u]$ вблизи амплитудных значений исследуемых процессов, а формулы (16) и (17) использовать для практических расчетов, в частности, для предварительной оценки параметров создаваемых демодуляторов. В качестве иллюстраций на рис. 2 и 3 в виде семейства кривых для различных несущих частот, показаны зависимости $\alpha[u]$ от Δt_x при изменении Δt_x в пределах от 0,05 мкс до 100 мкс. Для повышения наглядности графики представлены в виде двух семейств кривых: первое семейство относится к диапазонам крайне низких и сверхнизких частот $f_0 = \frac{1}{T_0}$ от 10 Гц до 80 Гц, второе – к диапазону от 100 кГц до 500 кГц. Из графиков хорошо видно повышение точности демодуляции с уменьшением несущей частоты, в частности, при снижении

частоты от 80 Гц до 20 Гц относительная погрешность определения амплитуды $\alpha[u]$ при периоде следования счетных импульсов 50 мкс уменьшается более чем в 10 раз.

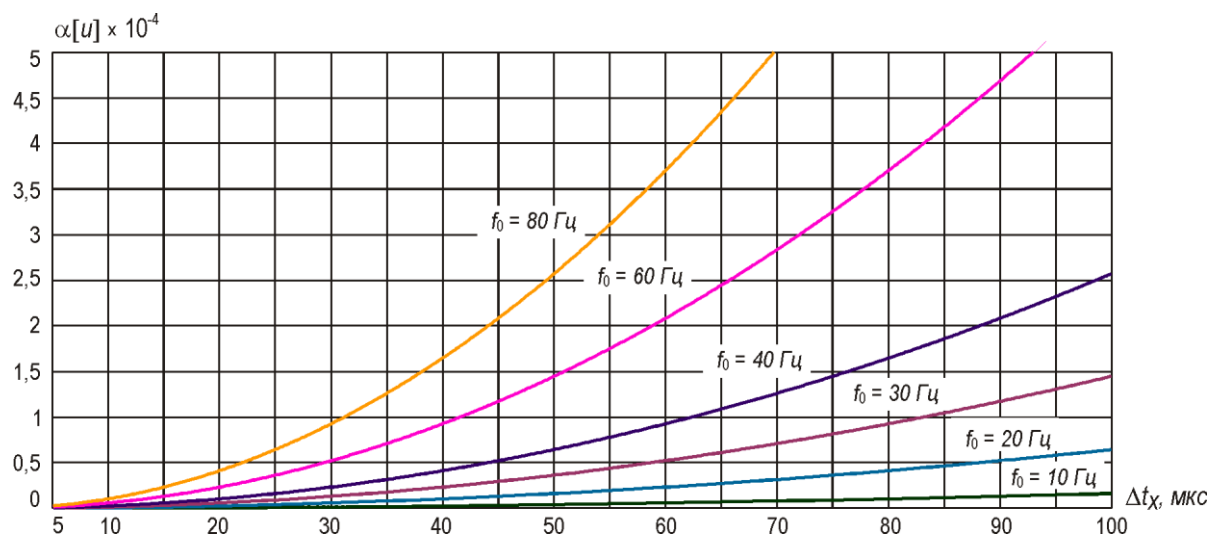


Рис. 2. Графики зависимости погрешности $\alpha[u]$ от дискрета Δt_x в диапазоне частот от 10 Гц до 80 Гц.

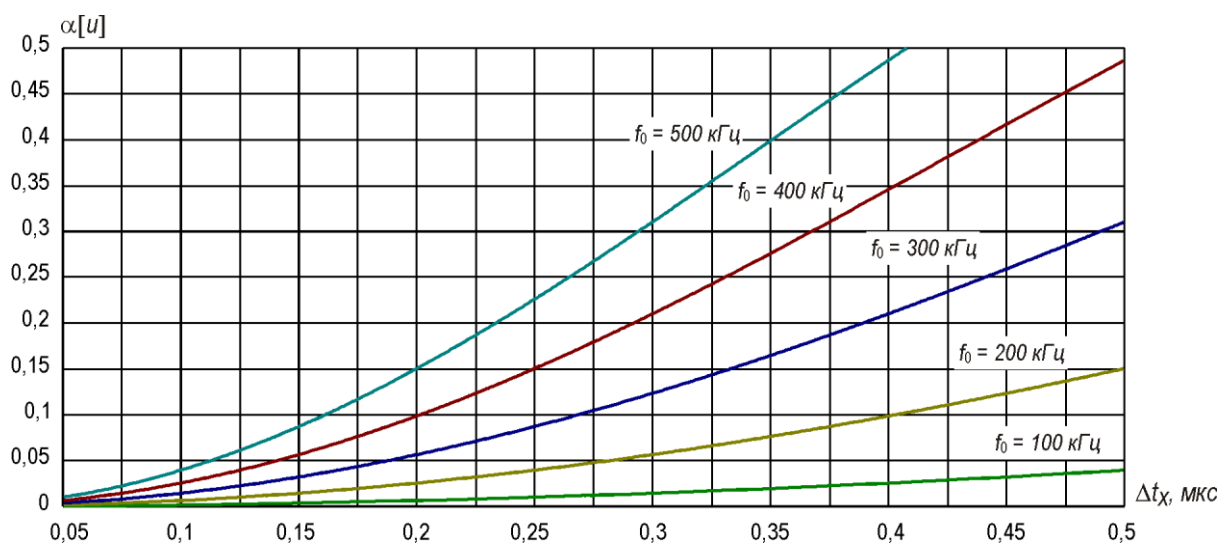


Рис. 3. Графики зависимости погрешности $\alpha[u]$ от дискрета Δt_x в диапазоне частот от 100 кГц до 500 кГц.

3. О реализации метода и его экспериментальной проверке

Функциональная схема демодулятора, реализующего описанный метод показана на рис. 4.

Основными функциональными блоками демодулятора являются формирователь импульсов 1, формирователи временных интервалов 2, 3 и АЦП

5. Формирователь импульсов служит для клиппирования сигналов, а именно для преобразования входного знакопеременного аналогового сигнала в униполярную последовательность прямоугольных импульсов, длительности которых соответствуют длительностям полуволн входного сигнала, а моменты появления фронтов – моментам перехода сигнала через нулевой уровень. Формирователи временных интервалов 2, 3 предназначены для отсчета периода следования полуволн после их клиппирования и непосредственно формирования временных интервалов $T_0/4$, а АЦП 5 – для преобразования входного сигнала в цифровой код в строго определенные моменты времени (см. ниже). Принцип действия цифрового демодулятора сводится к следующему.

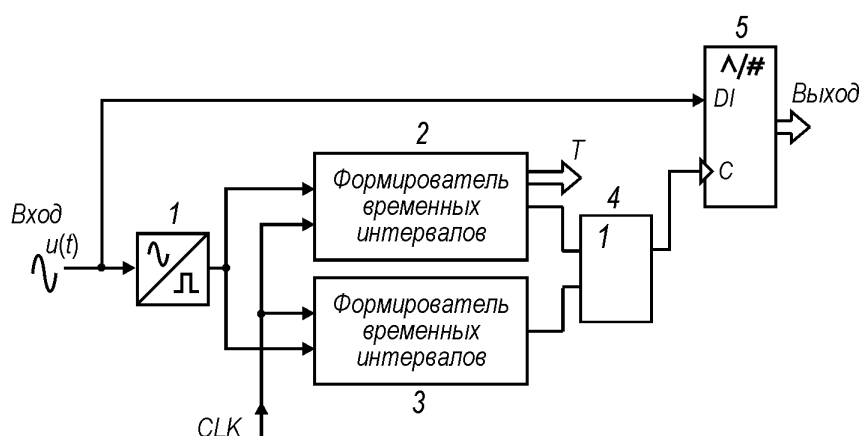


Рис. 4. Функциональная схема цифрового демодулятора радиоимпульсов.

Входной сигнал $u(t)$, поступает на вход формирователя 1 импульсов, где происходит его клиппирование, после чего импульсы, начало которых определяется началом положительных волн, поступают на информационные входы одновременно двух формирователей 2, 3 временных интервалов (см. рис. 4). Указанные формирователи временных интервалов работают поочередно, потактно (см. рис. 1): во время первого периода значение T_0 измеряет верхний по схеме формирователь 2, во время второго периода – нижний по схеме формирователь 3 (формирователь 2 в это время непосредственно формирует временной интервал $T_0/4$), далее, во время действия третьего периода значение T_0 измеряет верхний по схеме формирователь 2 (формирователь 3 в это время непосредственно формирует следующий временной интервал $T_0/4$) и т. д. По

окончании формирования временных интервалов на выходах формирователей 2, 3 поочередно с периодом T_0 вырабатываются импульсы когерентных выборок, подаваемые через элемент ИЛИ 4 на тактовый вход АЦП 5, в результате последний оцифровывает и запоминает отсчет напряжения $u(t)$, соответствующий амплитуде синусоиды. Отметим, что если не требуется получения на выходе демодулятора цифрового кода огибающей, то вместо АЦП в представленной схеме следует использовать устройство выборки-хранения. Кроме того, поскольку в каждом формирователе временных интервалов при измерении периода T_0 формируется двоичный код указанной величины, обновляющийся через такт, то на выходе демодулятора имеем код периода несущей, что позволяет одновременно осуществлять частотную демодуляцию принимаемого сигнала.

Детали инженерной реализации рассматриваемого метода на принципиальном уровне выходят за рамки настоящей статьи, по этой причине ниже приведены только результаты работы модели цифрового демодулятора, построенной на основе функциональной схемы по рис. 4. На рис. 5 показан результат демодуляции сигнала, полученного путем модуляции несущего колебания частотой 70 Гц последовательностью прямоугольных импульсов со скважностью равной двум, длительностью 50 мс и следующих с частотой 10 Гц; глубина модуляции составляла около 85%. В верхней части графика зеленым цветом показаны импульсы выборки поступающие на вход АЦП с выходов формирователей временных интервалов (см. рис. 4). Тактовая частота импульсов CLK в данном случае составляла 20 кГц ($\Delta t_x = 50$ мкс). Выходным сигналом является напряжение, полученное на выходе 12-разрядного АЦП, представленное на графике, для удобства восприятия, в виде непрерывных значений после обратного преобразования в 12-разрядном ЦАП. Для сравнения на рис. 6 показаны осциллограммы сигналов на входе и выходе (соответственно в верхней и нижней частях рис. 6) современного аналогового демодулятора АМ-сигналов типа AD 8361, производимого фирмой Analog Devices (США). В эксперименте с

настоящим демодулятором несущее колебание частотой 70 Гц модулировалось последовательностью импульсов с параметрами, указанными выше.

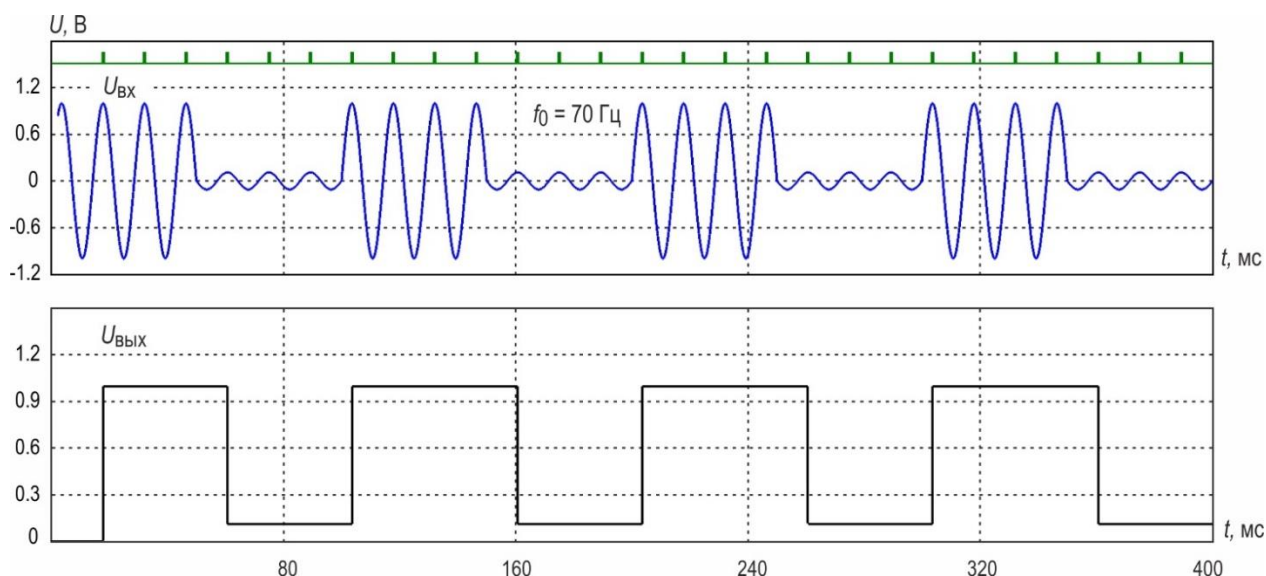


Рис. 5. Выделение огибающей радиоимпульсов с несущей частотой 70 Гц методом когерентных выборок.

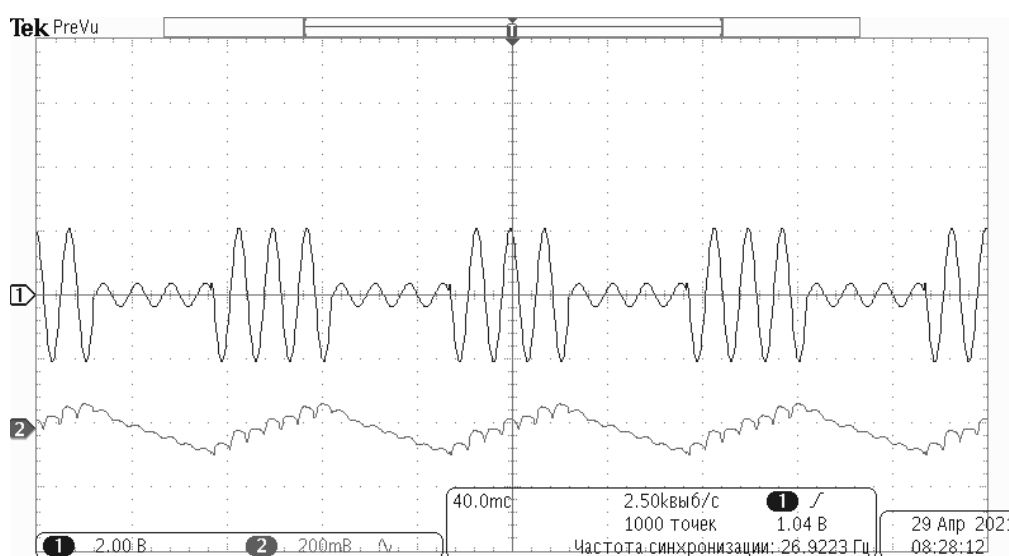


Рис. 6. Осциллограммы сигналов на входе и выходе классического аналогового демодулятора типа AD 8361.

Из сравнения представленных результатов несложно видеть, что в последнем случае (см. рис. 6) выделенный полезный сигнал не только существенно отличается по форме от прямоугольных модулирующих импульсов, но и содержит в себе гармоники равные удвоенной частоте несущего колебания, в то время как выходной сигнал демодулятора, реализующего

описываемый метод, представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с достаточно крутыми фронтами (см. рис. 5). Представленный случай представляет немалый интерес, так как демодуляция узких радиоимпульсов, длительность которых составляет всего несколько периодов несущего колебания, традиционными методами крайне сложна, поскольку не соблюдается общеизвестное условие медленности модулирующей функции. С технической точки зрения возникают сложности, связанные с фильтрацией полезного сигнала так как достаточно сложно реализовать фильтр с высокой крутизной спада амплитудно-частотной характеристики в области требуемой частоты среза и одновременно плоской характеристикой в полосе пропускания. Особенно это проявляется в диапазонах крайне низких и сверхнизких частот, что показано на рис. 5 и 6, где выделение огибающей радиоимпульсов усложняется не только малым абсолютным значением f_0 , но еще и близостью частот несущего колебания и выделяемого сигнала.

Экспериментальная проверка модели демодулятора проводилась в диапазоне несущих частот от 70 Гц до 1 МГц, выше частоты не рассматривались, поскольку, как было показано ранее (см. формулы (11), (16) и (17)), с уменьшением периода несущего колебания требуется понижать дискрет Δt_x , который при частотах мегагерцового диапазона для получения требуемой точности может составлять несколько наносекунд. В связи с чем демодуляцию целесообразно проводить после преобразования сигналов, на промежуточной частоте не более 1–2 МГц. Отметим, что на сегодняшний день возможности элементной базы позволяют без труда формировать временные интервалы с дискретом 4–5 нс, уменьшение же указанного дискрета может потребовать неоправданного усложнения демодулятора.

В качестве иллюстраций возможностей метода ниже приведены результаты, относящиеся к различным случаям демодуляции сигналов на различных промежуточных частотах, при дискрете отсчета временных интервалов $\Delta t_x = 0,1$ мкс: на рис. 7 показан пример демодуляции на частоте $f_0 = 100$ кГц узких радиоимпульсов с

глубиной модуляции 100%, на рис. 8 – пример демодуляции на частоте $f_0 = 400$ кГц при тех же параметрах модулирующей последовательности.

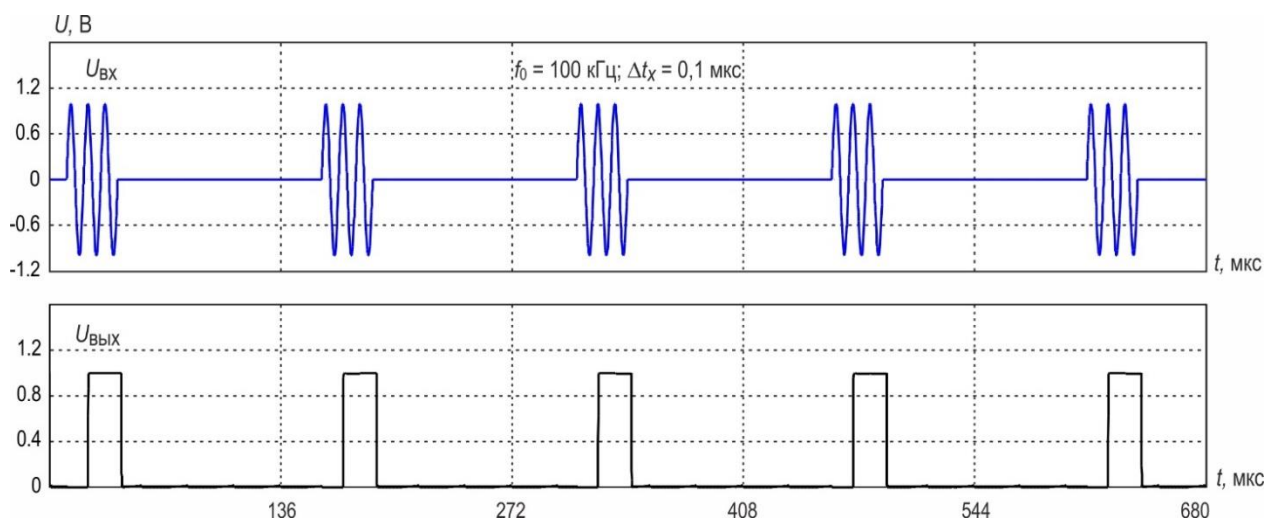


Рис. 7. Временные диаграммы входного и выходного сигналов демодулятора при отсутствии помех.

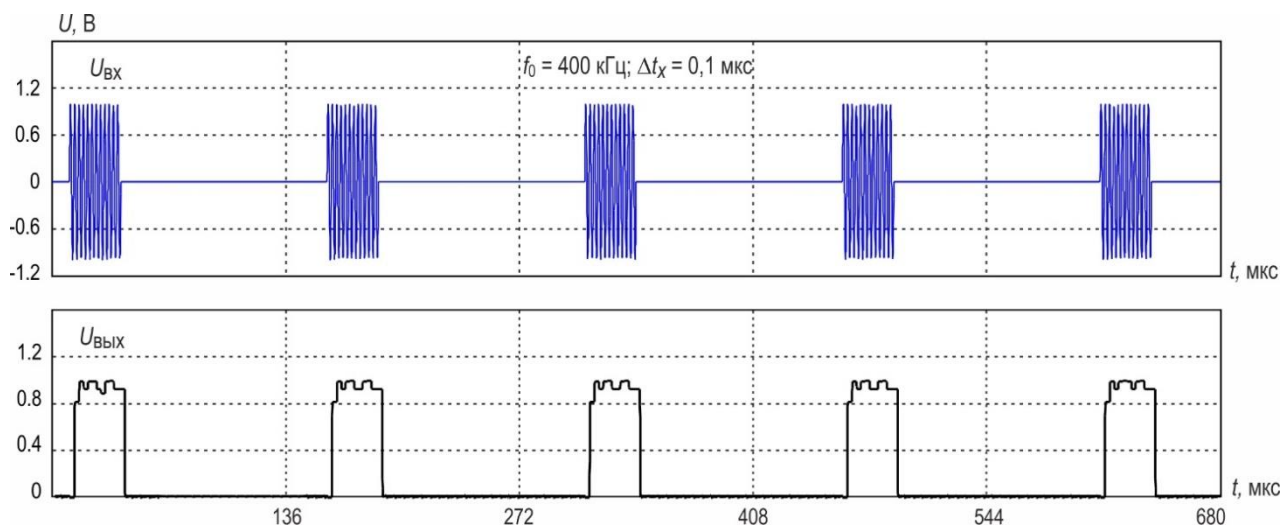


Рис. 8. Временные диаграммы входного и выходного сигналов демодулятора при отсутствии помех и увеличенной до 400 кГц несущей частоте.

На рис. 9 показан пример демодуляции на частоте $f_0 = 100$ кГц при наличии помех при отношении сигнал/шум $q \approx 35$, на рис. 10 – пример демодуляции на частоте $f_0 = 100$ кГц сигнала с меньшей скважностью модулирующих импульсов и худшим отношением сигнал/шум $q \approx 10$.

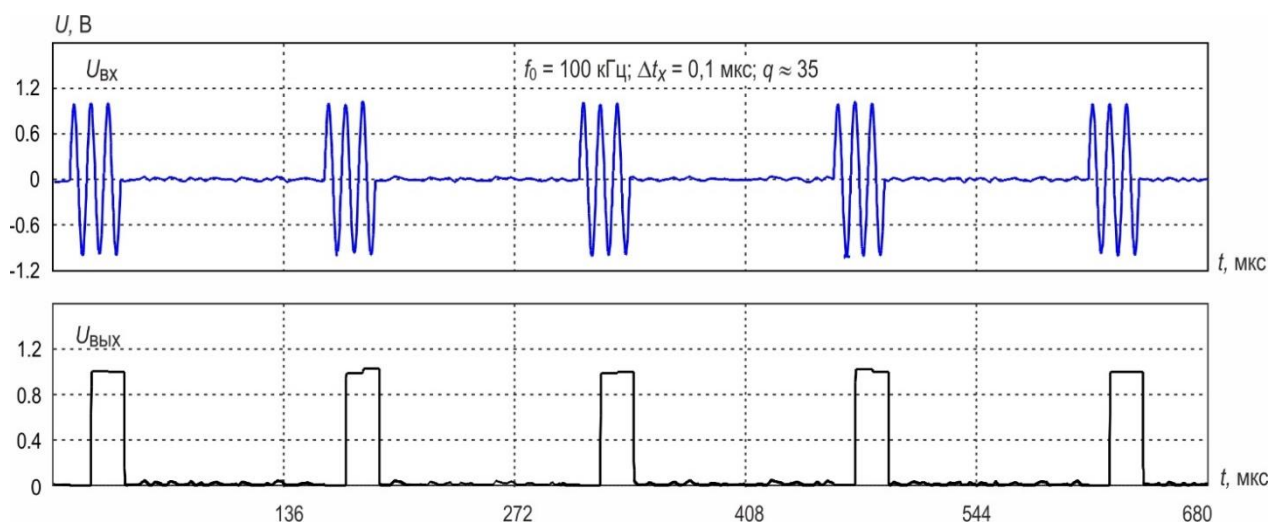


Рис. 9. Временные диаграммы входного и выходного сигналов демодулятора при наличии помех и отношении сигнал/шум $q \approx 35$.

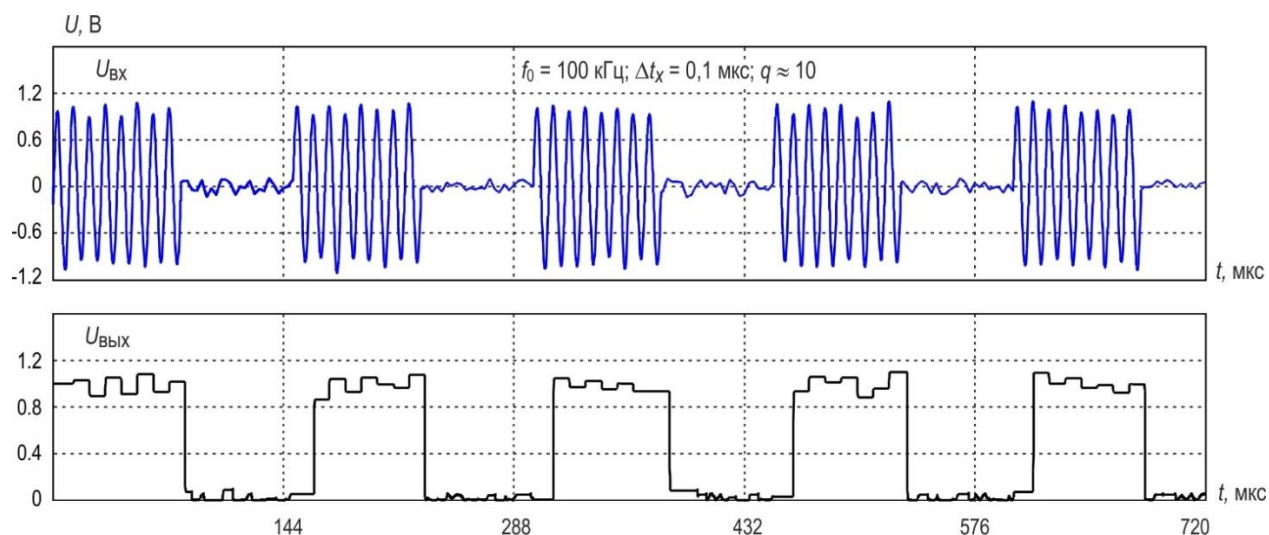


Рис. 10. Временные диаграммы входного и выходного сигналов демодулятора при наличии помех, уменьшенной скважности импульсов и отношении сигнал/шум $q \approx 10$.

Во всех приведенных случаях (см. рис. 5, 7–10) наблюдается характерная форма выходного сигнала, отличающаяся крутыми фронтами вне зависимости от ширины модулирующих импульсов и частоты несущего колебания. Причем следует подчеркнуть, что выходной сигнал демодулятора формировался без сглаживания и снимался с выхода схемы фиксации нулевого порядка, которой является выход ЦАП, в эксперименте непосредственно подключенный к выходу АЦП 5, показанному на рис. 4, то есть реализовывалась идея безынерционной демодуляции. Длительность фронтов выделенной огибающей при этом определяется строго быстродействием применяемой элементной базы.

Увеличение частоты, на которой осуществляется непосредственно демодуляция при неизменном дискрете Δt_x , как и следовало ожидать, увеличивает погрешность определения амплитуды несущего колебания, это достаточно хорошо видно на рис. 8. Здесь вершины выделенных импульсов изрезаны прямоугольными впадинами и безусловно отличаются от почти горизонтальных прямых, соответствующих вершинам импульсов представленных на рис. 7. Указанное согласуется с теоретическими предположениями, в частности, с результатами вычисления погрешностей по формулам (16), (17).

Влияние помех на результаты демодуляции видно из рис. 9 и 10. Помехи представляли собой случайный процесс близкий к нормальному, с нулевым средним и в эксперименте подмешивались к сигналу после его модуляции. Снижение отношения сигнал/шум q с 35 до 10, как это видно из представленных диаграмм, увеличивает степень изрезанности вершин выделенных импульсов и не влияет на форму фронтов. В то же время необходимо понимать, что при демодуляции сильно зашумленных радиоимпульсов получить огибающую, бликую к прямоугольной, будет нелегко, так как кроме искажения формы вершины могут появляться ступени у фронтов, размер которых будет зависеть от степени зашумленности. Небольшие ступени видны на рис. 10, как у передних, так и у задних фронтов выходных импульсов демодулятора.

Касаясь вопросов реализации метода, отметим, что основная часть операций по демодуляции выполняется во временной области, не требуется выполнения сложных арифметических операций, что существенно упрощает структуру устройства и повышает его надежность. Что же касается точности демодуляции, то она связана не только с дискретом отсчета временных интервалов в формирователях 2, 3, как уже было показано выше, но и, при наличии помех, с процессом выделения импульсов при клиппировании в формирователе 1. Для снижения влияния помех на процесс клиппирования демодулируемого сигнала целесообразно в формирователь импульсов 1 ввести петлю гистерезиса с выбором верхнего порога срабатывания в области, максимально приближенной к нулевому уровню, а нижний порог сместить в

отрицательную область. При таком распределении пороговых уровней передний фронт сформированного импульса будет совпадать с началом положительной полуволны, а задний фронт окажется задержанным относительно момента окончания полуволны на время, зависящее от параметров сигнала (периода T , амплитуды U) и значения нижнего порога. Причем это не приведет к искажению результатов измерений, поскольку информативным в нашем случае является только момент начала положительной полуволны.

Заключение.

Предложенный в статье метод позволяет создавать безынерционные демодуляторы радиоимпульсов, особенностью которых является:

- возможность выделения огибающей узких радиоимпульсов, длительность которых составляет всего 2–3 периода несущего колебания, сохраняя при этом близкую к прямоугольной форму выделяемой огибающей;

- выборки мгновенных значений демодулируемого процесса являются строго когерентными, так как привязываются к началу каждого периода несущего колебания вне зависимости от значения этого периода, которое может меняться в процессе демодуляции сигнала;

- малое количество аналоговых операций, поскольку основные действия по демодуляции выполняются во временной области и сводятся к измерению и формированию временных интервалов;

- одновременно с выделением огибающей радиоимпульсов без введения дополнительных операций осуществляется оценка текущего значения частоты несущей, обновляющаяся в каждом периоде, что позволяет кроме амплитудной демодуляции осуществлять и частотную демодуляцию принимаемого сигнала.

Литература

1. Тяжев А.И. *Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычислительных затрат*. Самара, Поволжский институт информатики, радиотехники и связи. 1994. 256 с.
2. Клаассен К.Б. *Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике*. Москва, Постмаркет. 2002. 352 с.
3. Авторское свидетельство СССР №543154. Бюллетень №2. Провоторов Ю.И., Захаров Ю.С. *Цифровой амплитудный детектор*. 16.02.1977.
4. Patent Japan №JPS6125387A. Maruno Yoshimaru. *Digital AM demodulator*. Application Date: 14.07.1984. Publication Date: 04.02.1986.
5. Патент РФ №2423781. Бюллетень №9. Базарнов С.П. *Цифровой детектор амплитуд*. Опубликовано: 10.07.2011.
6. Авторское свидетельство СССР №1742985. Бюллетень №23. Осипович А.В. *Аналого-цифровой амплитудный детектор*. Опубликовано: 23.06.1992.
7. Авторское свидетельство СССР №1417183. Бюллетень №30. Мартиросов В.Е., Торчинский А.В., Ефремов В.П. *Аналого-цифровой амплитудный детектор*. Опубликовано: 15.08.1988.

Для цитирования:

Аванесян Г.Р. Метод демодуляции радиоимпульсов, основанный на применении принципа когерентных выборок. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.10.2>