

УДК 621.376.33

С.Р. Зиборов, канд. техн. наук**В.Г. Прохоров, инженер**

Севастопольский национальный технический университет

Ул. Университетская, 33, Севастополь, Украина, 99053

E-mail: rt.sevgtu@stel.sebastopol.ua

ЦИФРОВОЙ ЧАСТОТНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР

Проанализирован процесс некогерентной цифровой демодуляции ЧМ сигналов. Найдено соотношение, связывающее детекторную характеристику цифрового демодулятора с частотой дискретизации и девиацией частоты. Произведена оценка погрешностей демодулятора, обусловленных дискретизацией по времени и квантованием по уровню.

Ключевые слова: цифровой демодулятор, ЧМ сигнал, частота дискретизации, девиация частоты, шум квантования.

Современные цифровые сигнальные процессоры позволяют реализовать алгоритмы цифровой фильтрации и демодуляции радиосигналов в реальном масштабе времени. [1]. В результате, открываются новые возможности для построения трактов радиоприемных устройств, отличающихся простотой настройки, высокой надежностью и устойчивостью к воздействиям окружающей среды. При этом число схемотехнических элементов, вносящих погрешность в процесс обработки сигнала, существенно сокращается, а основную роль начинают играть интервал дискретизации сигнала по времени и шаг квантования сигнала по уровню.

Однако многие вопросы, связанные с реализацией цифровых методов демодуляции частотно-модулированных (ЧМ) сигналов, недостаточно освещены в технической литературе. Отсутствуют простые соотношения, позволяющие рассчитывать характеристики цифрового демодулятора на основании заданных значений несущей частоты, индекса модуляции, тактовой частоты процессора и т.п. Целью данной работы является восполнение указанного недостатка.

Проанализируем работу цифрового демодулятора ЧМ сигналов, построенного на основе перемножителя выборок радиосигнала.

Функциональная схема цифрового частотного демодулятора, составленная в соответствии с алгоритмом его работы, показана на рисунке 1.

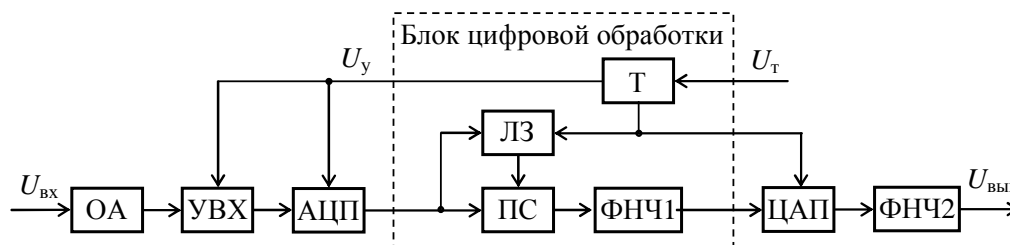


Рисунок 1 — Функциональная схема цифрового частотного демодулятора

Ограничитель амплитуды ОА ограничивает радиосигнал по амплитуде на уровне U_0 и выделяет из него участок спектра, прилегающий к несущей частоте ω_0 . Если демодулятор включен на выходе тракта промежуточной частоты радиоприемника, то частота ω_0 представляет собой промежуточную частоту приемника. Устройство выборки и хранения УВХ дискретизирует ограниченный по амплитуде сигнал с интервалом дискретизации Δt_d . Аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует выборки радиосигнала в цифровые коды. За счет предварительного ограничения амплитуды значения этих кодов однозначно определяются мгновенным значением фазы входного сигнала $U_{BX}(t)$ в момент взятия выборки и уровнем ограничения U_0 . Управляющий сигнал $U_Y(t)$ с частотой дискретизации $f_d = 1/\Delta t_d$ формируется таймером Т путем деления частоты f_T внешнего тактового сигнала $U_T(t)$.

С выхода АЦП цифровые коды поступают в блок цифровой обработки, который состоит из цифрового перемножителя сигналов ПС, цифровой линии задержки ЛЗ и цифрового фильтра нижних частот ФНЧ1. Цифровая ЛЗ обеспечивает задержку кода выборки на время, равное интервалу дискретизации Δt_d . Цифровой ФНЧ1 имеет граничную частоту полосы пропускания (частоте среза), равную максимальной частоте демодулируемого сигнала. Перемножитель сигналов перемножает код

текущий выборки и код предыдущей выборки, задержанной линией задержки на время Δt_d . Фильтр ФНЧ1 усредняет полученные произведения кодов. Выходные коды ФНЧ1 с помощью цифро-аналогового преобразователя ЦАП преобразуются в ступенчатый выходной аналоговый сигнал $U_{\text{вых}}(t)$, который сглаживается аналоговым фильтром нижних частот ФНЧ2.

Пусть на i -м интервале дискретизации мгновенная частота демодулируемого сигнала равна $\omega_i = \omega_0 + \Delta\omega(t_i)$, где ω_0 — несущая частота демодулируемого радиосигнала при отсутствии частотной модуляции; $\Delta\omega(t_i) = Aa(t_i)$ — значение девиации частоты, пропорциональное принимаемому сообщению $a(t_i)$ в момент t_i взятия выборки; A — постоянный коэффициент.

Тогда значение выборки сигнала на i -м интервале дискретизации будет определяться в виде

$$U(t_i) = U_0 \sin[\omega_0 + \Delta\omega(t_i)]t_i.$$

Если на следующем $(i+1)$ -м интервале дискретизации мгновенная частота сигнала принимает значение $\omega_{i+1} = \omega_{\text{пр}} + \Delta\omega(t_{i+1})$, где $t_{i+1} = t_i + \Delta t_d$, то значение выборки сигнала на этом интервале будет

$$U(t_i + \Delta t_d) = U_0 \sin[\omega_0 + \Delta\omega(t_{i+1})]t_{i+1}.$$

Определим приращение фазы сигнала за время, равное интервалу дискретизации,

$$\Delta\varphi(t) = [\omega_0 + \Delta\omega(t_{i+1})]t_{i+1} - [\omega_0 + \Delta\omega(t_i)]t_i = [\Delta\omega(t_{i+1}) - \Delta\omega(t_i)]\Delta t_d = [\omega_0 + \Delta\omega(t)]\Delta t_d,$$

где $\Delta\omega_i = \Delta\omega(t_{i+1}) - \Delta\omega(t_i)$ — приращение частоты за время Δt_d .

В результате, в конце $(i+1)$ -го интервала дискретизации на выходе цифрового перемножителя получим цифровой сигнал

$$N_i = K_1 U(t_i) U(t_{i+1}) = \frac{K_1 U_0^2}{2} \cos\{[\omega_0 + \Delta\omega_i]\Delta t_d\} - \frac{K_1 U_0^2}{2} \cos\{[2\omega_0 + \Delta\omega(t_i) + \Delta\omega(t_{i+1})]t_i + \omega_0 \Delta t_d\},$$

где K_1 — постоянный коэффициент.

Полагая, что составляющая с удвоенной частотой $2\omega_0$ подавляется цифровым ФНЧ1, находим цифровой сигнал на его выходе

$$N_i = \frac{K_1 K_2 U_0^2}{2} \cos(\omega_0 + \Delta\omega_i)\Delta t_d,$$

где K_2 — коэффициент передачи ФНЧ1.

При этом нормированная детекторная характеристика демодулятора будет иметь вид

$$S(\Delta\omega_i) = \cos(\omega_0 + \Delta\omega_i)\Delta t_d = \cos\omega_0\Delta t_d \cos\Delta\omega_i\Delta t_d - \sin\omega_0\Delta t_d \sin\Delta\omega_i\Delta t_d. \quad (1)$$

Для обеспечения дискриминационного характера детекторной характеристики относительно номинального значения несущей частоты ω_0 необходимо, чтобы при отсутствии частотной модуляции, т.е. при $\Delta\omega_i = 0$, выполнялось условие

$$S(\Delta\omega_i) = 0.$$

При $\Delta\omega_i = 0$ второе слагаемое выражения (1) равно нулю, так как $\sin\Delta\omega_i\Delta t_d = 0$. Для того чтобы и первое слагаемое выражения (1) также равнялось нулю, необходимо выполнение условия

$$\cos\omega_0\Delta t_d = 0, \quad (2)$$

которое соблюдается, если набег фазы на интервале дискретизации при отсутствии частотной модуляции составляет

$$\omega_0\Delta t_d = \frac{\pi n}{2},$$

где $n = 1, 3, 5, \dots$ — целое нечетное число.

Решая полученное уравнение, находим интервал дискретизации, требуемый для выполнения условия (2),

$$\Delta t_d = \frac{n}{4f_0}. \quad (3)$$

Тогда частота дискретизации

$$f_d = \frac{1}{\Delta t_d} = \frac{4f_0}{n}. \quad (4)$$

В результате, при отсутствии частотной модуляции демодулируемого сигнала выходной сигнал ФНЧ1 будет равен нулю независимо от текущей фазы несущей в момент выборки.

При выполнении условия (2) множитель $\sin \omega_0 \Delta t_d$ второго слагаемого в формуле (1) принимает значения ± 1 при переходе от одной выборки к другой, что приводит к изменению знака крутизны детекторной характеристики демодулятора. Это необходимо учитывать в случаях, когда полярность выходного сигнала должна быть однозначно связана с направлением изменения частоты.

С учетом введенных условий нормированная детекторная характеристика (1) принимает вид

$$S(\Delta f_i) = \pm \sin \frac{n\pi \Delta f_i}{2f_0}, \quad (5)$$

где Δf_i — девиация частоты входного сигнала в момент i -ой выборки сигнала.

Поиск целочисленных коэффициентов деления тактовой частоты, обеспечивающих кратность интервала дискретизации четверти периода сигнала несущей частоты, что необходимо для выполнения условия (2), удобно выполнять с помощью табличного процессора типа Excel.

Если допустить небольшое смещение несущей частоты, при котором основная часть спектра входного сигнала остается в пределах полосы пропускания фильтра преселектора приемника или усилителя промежуточной частоты, то число возможных коэффициентов деления, обеспечивающих требуемую кратность, увеличивается.

На рисунке 2 приведено семейство нормированных детекторных характеристик демодулятора при значении промежуточной частоты $f_0 = 455$ кГц и различных значениях n . Для наглядности в нижней части рисунка приведена ось, на которой отложены значения промежуточной частоты.

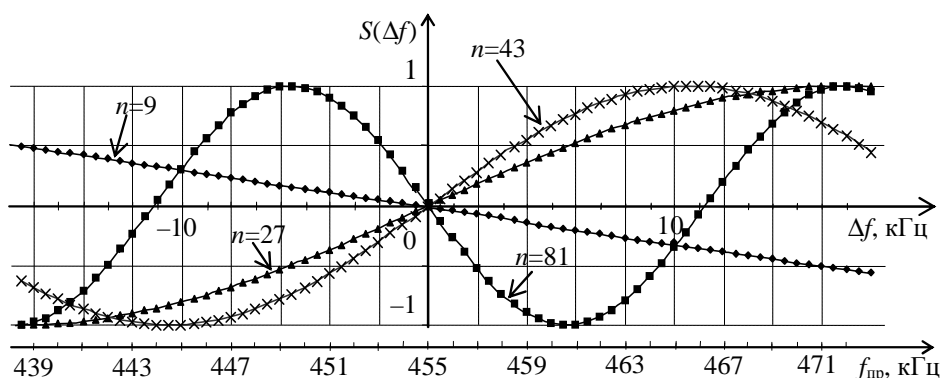


Рисунок 2 — Детекторные характеристики цифрового ЧМ демодулятора

Проанализируем разрешающую способность демодулятора по частоте. Пусть АЦП и ЦАП демодулятора имеют m разрядов. Тогда их полная шкала напряжений представляет собой 2^{m-1} уровней, каждому из которых однозначно соответствует некоторый код на выходе АЦП или на входе ЦАП соответственно. При этом нормированный шаг квантования по уровню равен $\pm 1/2^{m-1}$.

Если параметры демодулятора выбраны так, что при отсутствии частотной модуляции его выходное напряжение равно нулю, то при появлении частотной модуляции сигнал сдвигается по фазе относительно моментов взятия выборок, что вызовет появление на выходе демодулятора напряжения, отличного от нуля.

С учетом формулы (5) определим минимальную девиацию частоты Δf_{min} , при которой нормированное выходное напряжение демодулятора изменяется на шаг квантования в окрестности нулевого значения, решая следующее уравнение

$$\frac{1}{2^{m-1}} = \pm \sin \frac{n\pi \Delta f_{min}}{2f_0}.$$

Откуда находим

$$\Delta f_{min} = \frac{2f_0 \left| \arcsin \frac{1}{2^{m-1}} \right|}{n\pi}.$$

Поскольку обычно число разрядов АЦП $m \geq 8$, то можно считать, что $1/2^{m-1} \ll 1$. Тогда $\arcsin(1/2^{m-1}) \approx 1/2^{m-1}$, а минимальная девиация частоты

$$\Delta f_{\min} \approx \frac{f_0}{n\pi 2^{m-2}}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что при заданном числе разрядов АЦП разрешающую способность демодулятора можно повысить, выбирая большие значения n , т.е. увеличивая интервал дискретизации. Увеличение интервала дискретизации позволяет снизить тактовую частоту f_T работы блока цифровой обработки. Однако при этом увеличивается нелинейность детекторной характеристики и уменьшается частотный диапазон участков характеристики, близких к линейной зависимости в окрестностях перехода характеристики через нулевое значение (см. рисунок 2)

В соответствии с (5) для исключения неоднозначности детекторной характеристики необходимо выполнить условие

$$\frac{n\pi\Delta f_{\max}}{2f_0} \leq \frac{\pi}{2},$$

где Δf_{\max} — максимальное значение девиации частоты.

Откуда находим

$$n \leq \frac{f_0}{\Delta f_{\max}}, \quad (7)$$

С другой стороны, в соответствии с теоремой Котельникова [2] для воспроизведения составляющей спектра модулирующего сигнала с максимальной частотой F_{\max} , минимальное число выборок этой составляющей должно быть не менее 2, т. е. $f_d \geq 2F_{\max}$.

Поскольку моменты выборок асинхронны по отношению к фазе входного сигнала, для верхних модулирующих частот F_{\max} могут возникать ситуации, когда моменты взятия выборок длительное время приходится на нулевые или близкие к ним значения сигнала. При этом правильное восстановление сигнала будет невозможно. Для гарантированного получения ненулевых значений выборок составляющей с частотой F_{\max} целесообразно частоту дискретизации выбирать из условия $f_d \geq 4F_{\max}$. Тогда с учетом (4) значение n должно удовлетворять условию $n \leq f_0/F_{\max}$. Поскольку даже в узкополосных линиях связи с частотной модуляцией обычно $F_{\max} \leq f_0$, то выполнение требования (7) для исключения неоднозначности оказывается достаточным.

Отклонение синусоидальной функции от линейного закона не превышает 5%, если ее аргумент находится в пределах $\pm \pi/6$. Тогда с учетом (5) для линейной демодуляции ЧМ сигнала с максимальным значением девиации частоты Δf_{\max} число n необходимо выбирать из условия

$$\frac{n\pi\Delta f_{\max}}{2f_0} \leq \frac{\pi}{6}.$$

Откуда

$$n \leq \frac{f_0}{3\Delta f_{\max}}. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (4), находим минимальную частоту дискретизации, при которой обеспечивается линейный режим работы демодулятора,

$$f_{d\min} \geq \frac{4f_0}{n} = 12\Delta f_{\max}. \quad (9)$$

Например, для линейного детектирования ЧМ сигнала с несущей частотой $f_0 = 455$ кГц и девиацией частоты $\Delta f_{\max} = \pm 6$ кГц необходимо выбирать значение $n = 27$ (см. рисунок 2) и минимальную частоту дискретизации $f_{d\min} = 72$ кГц.

С учетом (9) число выборок, приходящихся на полпериода модулирующего сигнала с частотой F_{\max} , при частоте дискретизации $f_{d\min}$ определяется соотношением

$$M = \text{Int} \left(\frac{f_{\Delta \min}}{2F_{\max}} \right) = 6 \text{Int} \left(\frac{\Delta f_{\max}}{F_{\max}} \right). \quad (10)$$

Если максимальную девиацию частоты представить в виде $\Delta f_{\max} = L \Delta f_{\min}$, где L — число уровней квантования выходного сигнала, соответствующих линейной области детекторной характеристики, то, подставляя (6) в (8) получим уравнение

$$n = \frac{n\pi 2^{m-2}}{3L},$$

решая которое относительно L , находим

$$L = \text{Int} \left(\frac{\pi 2^{m-2}}{3} \right). \quad (11)$$

Величины M и L определяют погрешности демодулятора, обусловленные дискретизацией сигнала по времени и квантованием по уровню соответственно. Влияние этих погрешностей на точность восстановления модулирующего сигнала зависит от его частоты. Например, при $m = 8$, $f_0 = 455$ кГц и $\Delta f_{\max} = 6$ кГц составляющая спектра речевого сигнала с частотой $F_{\max} = 3$ кГц может быть представлена числом уровней квантования $L = 65$. При этом в соответствии с (10) на полупериода модулирующего колебания будет приходиться число выборок $M = 12$. Очевидно, что точность воспроизведения данной составляющей будет определять погрешность дискретизации по времени. Однако при том же числе уровней квантования для составляющей спектра речевого сигнала с частотой 150 Гц получаем число выборок $M = 240$. В этом случае точность воспроизведения определяется погрешностью квантования по уровню.

Сравним шумы квантования на выходе цифрового демодулятора с допустимым уровнем шума канала связи. При частотной модуляции отношение сигнал-шум на выходе канала связи при передаче речевого сигнала обычно задают не менее 10 дБ, что в линейном масштабе составляет $q_0 = U_{\text{вых}}/U_{\text{ш}} = \sqrt{10} \approx 3,16$, где $U_{\text{вых}}$ — действующее значение сигнала; $U_{\text{ш}}$ — среднеквадратическое значение шума.

В случае цифровой демодуляции среднеквадратическое значение шума квантования $U_{\text{ш кв}} = h/2\sqrt{3}$ [3], где h — шаг квантования по уровню. При числе уровней квантования L

$$U_{\text{вых}} = hL.$$

Тогда с учетом отношение сигнал-шум квантования на выходе демодулятора будет равно

$$q = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ш кв}}} = 2\sqrt{3}L. \quad (12)$$

Как было показано выше, для составляющей спектра речевого сигнала с частотой $F_{\max} = 3$ кГц при девиации частоты $\Delta f_{\max} = 6$ кГц и числе разрядов АЦП $m = 9$ число уровней квантования составляет $L = 65$, а число отсчетов за полпериода — $M = 12$. Подстановка в (12) M вместо L дает приближенную оценку наименьшего значения отношения сигнал-шум $q \approx 41 \gg q_0 = 3,16$, которое свидетельствует о незначительном влиянии шума дискретизации и шума квантования на точность воспроизведения речевого сигнала.

Приведенные выше соотношения позволяют по заданным параметрам ЧМ сигнала выбрать разрядность АЦП, найти компромиссные соотношения между несущей частотой демодулируемого сигнала и частотой дискретизации, а также оценить составляющие погрешности демодулятора, обусловленные дискретизацией по времени и квантованием по уровню обрабатываемого сигнала.

Ограничитель амплитуды в приемниках ЧМ сигналов является, как правило, составной частью тракта УПЧ. Устройство выборки и хранения обычно встраивается в АЦП и реализуется вместе с ним в виде одной интегральной схемы. Блок цифровой обработки может быть выполнен на базе сигнального процессора, микроконтроллера или ПЛИС. При этом цифровой множитель и цифровой ФНЧ реализуются программным путем, а цифровая линия задержки — в виде регистра сдвига.

В настоящее время на рынке представлено множество интегральных схем, предназначенных для демодуляции ЧМ сигналов, стоимость которых меньше стоимости сигнальных процессоров или микроконтроллеров. Однако использование последних становится выгодным, если приемное устройство должно обрабатывать множество сигналов с различными видами модуляции. В этом случае изменение вида обработки сигнала не требует включения в приемный тракт дополнительных компонентов и

сводится к загрузке нового программного модуля в сигнальный процессор или микроконтроллер. Кроме того, программируемые интегральные схемы могут обеспечить дополнительную обработку сигнала (например, декодирование и т.п.).

В дальнейшем предполагается исследование цифровых фазовых демодуляторов сигнала.

Библиографический список использованной литературы

1. Мейг Н. Digital communication receivers: synchronization, channel estimation and signal processing / Н. Мейг, М. Моенеллаеу, S.A. Fechtel. — New York, Chichester, Weinheim, Brisbane, Singapore, Toronto: John Wiley & Sons, Inc., 1998. — 843 p.

2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский/ — М.: Советское радио, 1971. — 672 с.

3. Рабинер Л. Р. Цифровая обработка речевых сигналов / Л. Р. Рабинер, Р. В. Шафер/ — М.: Радио и связь, 1981. — 496 с.

Поступила в редакцию 12.11.2013 г.

Зіборов С.Р., Прохоров В.Г. Цифровий частотний демодулятор

Проаналізовано процес некогерентної цифрової демодуляції ЧМ сигналів. Знайдено співвідношення, що зв'язує детекторну характеристику цифрового демодулятора з частотою дискретизації і девіацією частоти. Зроблено оцінку погрешностей демодулятора, обумовлених дискретизацією за часом та квантуванням по рівню.

Ключові слова: цифровий демодулятор, ЧМ сигнал, частота дискретизації, девіація частоти, шум квантування.

Ziborov S.R., Prohorov V.G. Digital frequency demodulator

The process of incoherent digital demodulation of FM signals is analyzed. The expression relating detector characteristic of digital demodulator with sampling frequency and frequency deviation is determined. The estimate of demodulator errors conditioned by sampling at times and by a quantum on a level is produced.

Keywords: digital demodulator, FM signal, sampling frequency, frequency deviation, sampling noise.