

УДК 621.376.33

В.Г. Прохоров, ведущий конструктор

Государственное предприятие «Севастопольское КБ Радиосвязи».

Ул. Вакуленчука 29, г. Севастополь, Украина.

Email: pvlad@neo-tele.com

ЦИФРОВОЙ ДЕМОДУЛЯТОР ЧМ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПЕРЕ- МНОЖЕНИЯ ВЫБОРОК АМПЛИТУДЫ

Проанализирован процесс некогерентной цифровой демодуляции ЧМ сигналов. Получены соотношения, связывающие характеристики детектирования с несущей частотой сигнала, частотой дискретизации и величиной девиации.

Как известно, цифровые сигнальные процессоры характеризуются низкими затратами вычислительной мощности на выполнение операций умножения/сложения. Их использование совместно с высокоскоростными аналогово-цифровыми преобразователями (АЦП) открывает новые возможности построения приемных трактов, проведения цифровой фильтрации и демодуляции различных сигналов в реальном масштабе времени. Известные преимущества, реализуемые при этом, – медленное старение, повышенная устойчивость к негативным воздействиям окружающей среды, отсутствие необходимости регулировки блоков в процессе производства.

Кроме того, погрешность результата демодуляции исходного сигнала в основном будет определяться интервалом дискретизации по времени и шагом квантования по уровню, поскольку число физических схемных элементов, вносящих собственную погрешность, существенно сокращается.

Нужно отметить, что многие вопросы, связанные с реализацией методов обработки, освещены в настоящее время недостаточно. Отсутствие простых соотношений, позволяющих рассчитывать характеристики демодулятора на основании заданных значений несущей частоты, индекса модуляции, тактовой частоты процессора и т. п., во многом препятствует внедрению этих устройств в широкую практику.

В отличие от амплитудно-модулированных сигналов, где подлежащая выделению функция представляет собой огибающую несущего колебания и проявляется наглядно, в частотно-модулированном (ЧМ) сигнале она описывается изменениями его фазовой скорости и непосредственно не наблюдается [1]. Для обнаружения этих изменений используют три способа:

- преобразование изменений фазовой скорости сигнала в изменение его амплитуды с помощью резонансной системы;
- прямое измерение текущих периодов несущей;
- перемножение сигналов, математическим следствием которого является появление функций с аргументом, равным сумме и разности аргументов сомножителей.

В последнем случае принимаемый сигнал умножают либо на опорный

сигнал (как это делают в демодуляторах с использованием фазовой автоподстройки частоты) либо на принимаемый сигнал, задержанный на некоторое фиксированное время. Результат перемножения в каждый момент времени зависит как от значений аргументов, так и от значений амплитуд сомножителей, поэтому стабилизация последних для данного способа является обязательной.

Ниже рассмотрены основные соотношения для ЧМ демодулятора на основе перемножения выборок сигнала, полученных на несущей или промежуточной частотах.

Структурная схема демодулятора изображена на рисунке 1. Перед поступлением на АЦП радиосигнал подвергается ограничению с последующей фильтрацией участка спектра, прилегающего к несущей (промежуточной) частоте.



Рисунок 1 – Структурная схема демодулятора

В результате значение кода на выходе АЦП определяется только значением фазы сигнала в момент выборки и не зависит от амплитуды. Выборки сигнала берутся с постоянным интервалом дискретизации Δt . Частота выборок формируется путем деления тактовой частоты сигнального процессора с помощью входящего в его состав таймера. Текущие и задержанные на время Δt коды выборок перемножают, и результат усредняют в цифровом фильтре низких частот. Выходной код фильтра с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) преобразуют в выходной аналоговый сигнал.

Пусть в произвольный момент времени t_i фазовая скорость сигнала имеет значение ω_0 . Текущее значение выборки в этот момент $S(t_i) = U_0 \sin \omega_0 t_i$. На следующем интервале времени Δt фазовая скорость принимает значение $\omega_0 \pm \Delta\omega_i$, где $\Delta\omega_i$ – приращение, обусловленное модуляцией. В конце интервала Δt аргумент сигнала будет определяться предыдущим значением фазы в момент t_i и дополнительным набегом фазы, образовавшимся за время Δt при новой фазовой скорости $\omega_0 \pm \Delta\omega_i$.

Тогда значение задержанной выборки

$$S(t_{i+\Delta t}) = U_0 \sin(\omega_0 t_i + (\omega_0 \pm \Delta \omega_i) \Delta t) .$$

В результате перемножения выборок находим:

$$\begin{aligned} A(\Delta \omega_i) &= U_0 \sin \omega_0 t_i \times U_0 \sin[\omega_0 t_i + (\omega_0 \pm \Delta \omega_i) \Delta t] = \\ &= \frac{1}{2} U_0^2 [\cos(\omega_0 \pm \Delta \omega_i) \times \Delta t - \cos(2\omega_0 t_i + (\omega_0 \pm \Delta \omega_i) \Delta t)] . \end{aligned}$$

Полагая, что составляющая с удвоенной частотой подавляется фильтром нижних частот, получаем детекторную характеристику демодулятора:

$$\begin{aligned} A(\Delta \omega_i) &= \frac{U_0^2}{2} \cos(\omega_0 \pm \Delta \omega_i) \Delta t = \\ &= \frac{U_0^2}{2} [\cos(\omega_0 \Delta t) \times \cos(\Delta \omega_i \Delta t) \mp \sin(\omega_0 \Delta t) \times \sin(\Delta \omega_i \Delta t)] . \end{aligned} \quad (1)$$

Для обеспечения симметрии характеристики демодулятора относительно номинального значения ω_0 фазовой скорости несущей необходимо, чтобы при $\Delta \omega_i = 0$ его выходное значение равнялось нулю. Для второго слагаемого это условие выполняется, поскольку при $\Delta \omega_i = 0$ $\sin(\Delta \omega_i \Delta t) = 0$.

Первое слагаемое в (1) можно исключить, если обеспечить

$$\cos(\omega_0 \Delta t) = 0. \quad (2)$$

Условие (2) будет выполняться всегда, если набег фазы для несущей $\omega_0 \Delta t$ на интервале дискретизации будет составлять нечетное число четвертей периода T_0 . Для чего необходимо обеспечить интервал дискретизации

$$\Delta t = \frac{nT_0}{4} = \frac{n}{4f_0} . \quad (3)$$

Набор возможных частот дискретизации определяется из (3)

$$F_{\Delta} = \frac{4f_0}{n} , \quad (4)$$

где f_0 – несущая частота сигнала, $n = 1, 3, 5, \dots$ – целые нечетные числа.

С учетом введенных условий детекторная характеристика (1) принимает вид

$$A(\Delta \omega_i) = \pm \frac{U_0^2}{2} \sin(\pm \Delta \omega_i \Delta t_n) = \sin(n \frac{\pi}{2}) \times \frac{U_0^2}{2} \sin\left[\pm \Delta f_i \frac{n\pi}{2f_0}\right] , \quad (5)$$

где Δf_i – девиация частоты входного сигнала относительно немодулированного значения f_0 , имеющая место в момент i -ой выборки сигнала. При пере-

ходе к очередному значению n множитель $\sin(n \frac{\pi}{2})$ принимает значения ± 1 ,

что ведет к смене знака крутизны детекторной характеристики демодулято-

ра. Это необходимо учитывать в случаях, когда полярность выходного сигнала должна быть однозначно связана с направлением приращения частоты.

Поиск целочисленных коэффициентов деления тактовой частоты процессора, обеспечивающих выполнение условия (3), удобно проводить с помощью табличного процессора типа Excel. Например, при тактовой частоте процессора 20 МГц и широко используемом значении ПЧ 455 кГц коэффициент деления 1000 обеспечивает частоту выборки 20 кГц при $n = 91$.

Если допустить небольшое смещение несущей частоты, при котором основная часть спектра входного сигнала останется в пределах полосы пропускания фильтра ПЧ, то число возможных коэффициентов деления, обеспечивающих требуемую кратность, увеличивается. На рисунке 2 показано семейство характеристик демодулятора при значении ПЧ $f_0 = 454$, (54) кГц и частоте процессора 20 МГц для различных n , построенное в соответствии с (5).

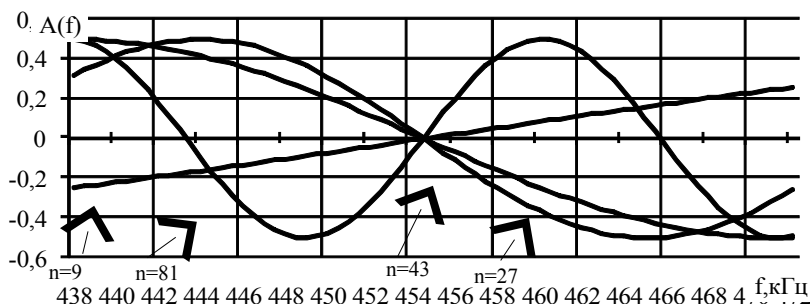


Рисунок 2 – Детекторные характеристики демодулятора

Проанализируем разрешающую способность рассматриваемого демодулятора по частоте. Пусть входной сигнал изменяется в диапазоне напряжений $2U_0$ и подвергается дискретизации в АЦП с разрядностью m . При этом амплитуда сигнала будет представлена 2^{m-1} уровнями.

Независимо от текущей фазы несущей в момент выборки при отсутствии модуляции результат усреднения в фильтре попарных произведений выборок будет равен нулю. Допустим, текущая фаза последовательности выборок относительно сигнала несущей такова, что в отсутствие модуляции выборки поочередно принимают значения $\dots 0; +1; 0; -1 \dots$ и т.д.

При появлении модуляции фазовая скорость несущей получает приращение, что вызывает смещение моментов взятия выборок и изменение их

значений. Если изменение значения выборки превысит шаг квантования по уровню $\pm 1/2^{m-1}$, то демодулятор сможет его обнаружить.

Минимальную девиацию частоты Δf_p , смещающую момент взятия выборки на шаг квантования, получаем подстановкой в (5) $A(\Delta \omega_i) = \frac{U_0^2}{2^{m-1}}$:

$$\Delta f_p = \frac{2f_0 \arcsin(\frac{1}{2^{m-2}})}{\pi}.$$

Поскольку обычно $m \geq 8$, то можно считать, что $\arcsin(1/2^{m-2}) \approx 1/2^{m-2}$. Тогда

$$\Delta f_p \approx f_0 / \pi 2^{m-3}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что при заданном числе разрядов m разрешающую способность демодулятора можно повысить, выбирая большие значения n , т. е. увеличивая интервал дискретизации. В результате этого шагу квантования будет соответствовать меньшее приращение фазовой скорости. Увеличение интервала дискретизации позволяет загрузить сигнальный процессор дополнительными задачами, либо снизить тактовую частоту его работы.

Возможности увеличения n ограничены неоднозначностью и нелинейностью детекторной характеристики. В соответствии с (5) для исключения неоднозначности необходимо выполнить условие

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

где Δf_0 – максимальное значение девиации.

С другой стороны, в соответствии с теоремой Котельникова для воспроизведения верхней частотной составляющей в спектре модулирующего сигнала F_B , минимальное число выборок этой составляющей должно быть не менее 2, т. е. $F_d \geq 2F_B$.

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

Отклонение синусоидальной функции от линейного закона не превышает 5%, если изменения аргумента находятся в пределах $\pm \pi/6$. Подста-

новка этой величины в (5) показывает, что для линейной демодуляции ЧМ сигнала с пиковым значением девиации $\pm \Delta f_0$ число n необходимо выбирать из условия

$$n_{\text{лин}} \leq \frac{n_{\text{max}}}{3} = \frac{f_o}{3\Delta f_0}. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (4), находим минимальную частоту дискретизации, обеспечивающую линейный режим работы демодулятора

$$F_{\text{Д лин}} \geq \frac{4f_0}{n_{\text{лин}}} = 12\Delta f_0. \quad (9)$$

В частности, для значений ПЧ 455 кГц и девиации $\pm 5,6$ кГц линейное детектирование возможно при $n_{\text{лин}}=27$ (рисунок 2), что соответствует частоте дискретизации 67,3 кГц и коэффициенту деления 297 при тактовой частоте процессора 20 МГц.

Представив максимальную девиацию частоты как $\Delta f_p L$, определим с помощью (6) и (8) число уровней квантования L амплитуды выходного сигнала в линейной области

$$L_{\text{лин}} = \text{Int}\left(\frac{\pi 2^{m-3}}{3}\right).$$

При частоте дискретизации, выбранной в соответствии с (9), число отсчетов на полупериод выходного сигнала с частотой F_B равно

$$K_{\text{лин}} = \text{Int}\left(\frac{F_{\text{Д лин}}}{2F_B}\right) = 6\text{Int}\left(\frac{\Delta f_0}{F_{\text{Д}}}\right).$$

Величины K и L определяют погрешности, связанные с дискретизацией по времени и квантованием по уровню. Их влияние на качество восстановления модулирующего сигнала зависит от его частоты F_B . Например, при $m=10$ для использованных ранее значений $f_0=455$ кГц, $\Delta f_0=5,6$ кГц, верхняя составляющая в спектре речевого сигнала с частотой $F_B=3,4$ кГц может быть представлена $L_{\text{лин}}=134$ уровнями. Однако на полупериод колебания будет приходиться всего $K_{\text{лин}}=10$ точек. Очевидно, что в данном случае качество сигнала будет определять погрешность дискретизации по времени. При восстановлении сигнала с частотой 150 Гц получаем $L_{\text{лин}}=134$, $K_{\text{лин}}=224$ и качество демодуляции определяется числом $L_{\text{лин}}$, т.е. погрешностью его квантования по уровню.

Сравним шумы квантования на выходе демодулятора с шумами канала связи.

В каналах связи с ЧМ отношение сигнал-шум на выходе частотного демодулятора обычно задают не менее 10 дБ, при котором

$$q_{\text{кан}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{Ш ср. кв}}} = 3,16. \quad (10)$$

Для оценки шумов квантования воспользуемся известным выражением $U_{\text{Ш кв}} = h/2\sqrt{3}$, где h – шаг квантования [2]. При числе уровней квантования L амплитуда выходного сигнала $U_0 = hL$, а отношение сигнал-шум квантования на выходе демодулятора

$$q_{\text{кв}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{Ш кв}}} = \sqrt{6}L. \quad (11)$$

Как показано выше, для верхней частоты в спектре речевого сигнала порядка 3 кГц, при $\Delta f_0 = 5,6$ кГц и $m = 10$ число отсчетов на его полупериод $K_{\text{лин}} = 10$. Подстановка в (11) вместо L этого значения дает приближенную оценку отношения сигнал-шум квантования $q = 24,5$. По сравнению с величиной (10), определенной для уровня шума в канале связи 10 дБ, вклад шумов квантования незначителен. Однако он устанавливает предел возможного отношения сигнал-шум на выходе демодулятора.

Приведенные выше соотношения позволяют по заданным параметрам ЧМ сигнала выбрать разрядность АЦП, найти компромиссные соотношения частот ПЧ и дискретизации и оценить возможности использования того или иного типа сигнального процессора, который обеспечит требуемые режимы работы ЧМ демодулятора.

В настоящее время на рынке радиокомпонентов имеется большое разнообразие специализированных микросхем, предназначенных для демодуляции определенного вида ЧМ сигналов. Их стоимость в большинстве случаев меньше стоимости сигнальных процессоров. Использование последних становится выгодным, если приемное устройство должно работать с множеством типов сигналов. В этом случае переход к обработке нового сигнала не требует включения в приемный тракт новых компонентов и сводится к загрузке в процессор очередного программного модуля, содержащего как алгоритм обработки, так и необходимые процедуры фильтрации.

Перспективные исследования в данном направлении могут быть связаны с разработками программного обеспечения для приема цифровой информации со сжатием спектра исходного потока битов, который перед вводом в радио-тракт обычно подвергается кодированию, перемежению. Простой набор операций, используемый в данном методе, может обеспечить выполнение процедуры демодуляции непосредственно в ходе преобразования спектра сигнала, цифровой фильтрации и необходимых восстанавливающих операций без дополнительной загрузки вычислительных ресурсов сигнального процессора.

Библиографический список

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. — М., Сов. радио, 1971. — 672 с.
2. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов / Л.Р. Рабинер, Р.В. Шафер. — М.: Радио и связь, 1981. — 496 с.

Поступила в редакцию 18.09.2002 г.