

УДК 621.391

СПОСОБ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ АМПЛИТУДНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

В.А. Постников, к.т.н.; +7(495) 511-95-74

Ключевые слова: демодуляция, разностный и суммирующий каналы, компараторы, устройства совпадения полярностей, кодирование.

Введение. Способ предназначен для существенно повышения помехоустойчивости приема амплитудно-манипулированных (АМ) сигналов и может быть реализован в качестве решающего устройства в оконечной цифровой аппаратуре, а также в тех регенераторах и ретрансляторах, где предусмотрено восстановление первичной видеоимпульсной формы двоичных сигналов. Применение способа перспективно и в радиолокации, теплолокации, радиометрии.

Сущность способа относительной амплитудной демодуляции (ОАД) состоит в предварительном преобразовании пауз АМ-сигнала (нулевых битов) в квазиотрицательные импульсы путем сравнения (вычитания) накопленных в RC-интеграторах уровней соседних битов. Таким образом, задача переносится на различение противоположных сигналов. Это дает определенный выигрыш в отношении сигнал/шум (ОСШ) при распознавании знакопеременных сочетаний соседних битов (о повторениях значности битов — ниже).

Алгоритм обработки сигналов. Последовательность операций состоит в следующем: входное напряжение подключают попеременно (на время T длительности бита) ко входу двух накопительных RC-цепочек и сохраняют накопленный уровень еще на время T . В конце каждого интервала T сравнивают накопленные уровни H_1 и H_2 в разностном каскаде. При этом выходы накопительных RC-цепочек попеременно (через интервал T) переключают к неинвертирующим и инвертирующим входам разностного каскада. Выход разностного каскада подключают к двум параллельно включенным компараторам: первому — с нулевым порогом (КНП) и второму (КПП) — с порогом $\pm 0,5H_{1(2)}$ (создаваемым обратной связью) и памятью.

Совпадением полярности срабатывания КНП и КПП регистрируется смена полярности битов, а для подтверждения повторяемости битов привлекается, кроме того, схема суммирования (СС) выходов накопителей совместно с устройством логического анализа повторений (УЛАП). СС регистрирует повторения нажатий, а УЛАП надежно контролирует и корректирует повторяемость отжатий. Таким образом, одновременно решаются две задачи: различение границ серий однополярных битов и опознавание их полярности. Конечно, немаловажной задачей является обеспечение тактовой синхронизации, но рассмотрению этого вопроса должно быть посвящено дополнительное исследование.

Расчет ОСШ. Ниже алгоритм работы будет рассмотрен подробнее, а пока оценим эффективность работы простейшего регенератора по новому способу при приеме точек.

Упрощенно схема регенератора состоит из трех RC-фильтров с параметрами $\alpha = 1/(R_1C_1)$, $\beta_{1,2} = 1/(R_2C_2)$. Первый фильтр — входной, ограничивающий мощность белого шума, с функцией корреляции

$$K(\tau) = (N_0/2)\delta(\tau).$$

К выходу первого фильтра коммутируются входы второго и третьего фильтров.

При этом в выражении дисперсии «разностного» шума учитывается корреляция $\sigma_1\sigma_2R(\tau)$ разнесенных по времени шумов:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 - 2\sigma_1\sigma_2R(\tau).$$

Приведем расчетные формулы для определения ОСШ (частично использованы разработки монографии [1]):

• среднее значение сигнала, накопленное в течение времени T длительности бита

$$m(T) = A_0 \left\{ 1 - \exp(-\beta T) - \frac{\beta}{\beta - \alpha} [\exp(-\alpha T) - \exp(-\beta T)] \right\},$$

где A_0 — амплитуда видеоимпульсного сигнала;

• дисперсия шума на выходе RC-цепочек

$$\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \frac{\alpha N_0}{4} \frac{\beta^2}{\beta^2 - \alpha^2} \left\{ (\beta - \alpha) + (\beta + \alpha) \exp(-2\beta T) - 2\beta \exp[-(\alpha + \beta)T] \right\};$$

• функция корреляции взаимодействующих шумов

$$\sigma_1\sigma_2R(\tau) = \frac{\alpha N_0}{4} \frac{\beta^2}{\beta^2 - \alpha^2} \left\{ \exp(-\alpha T) - \exp(-\beta T) + \exp[-(2\beta + \alpha)T] - \exp[-(2\alpha + \beta)T] \right\} \exp(-\alpha T) = K;$$

• ОСШ на выходе разностного каскада при вычитании накопленных уровней соседних битов

$$q = m(T) / (\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - 2K)^{1/2}.$$

Характерно, что максимум q достигается при $\alpha T = \beta T = 3$ (рис. 1).

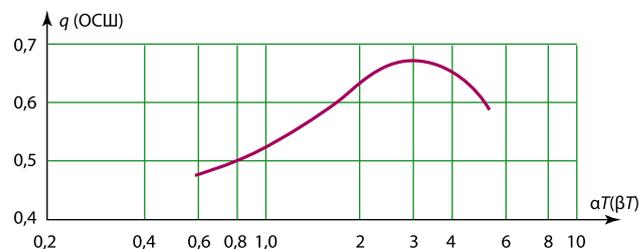


Рис. 1

В случае равенства $\alpha = \beta$ расчетные формулы существенно упрощаются:

$$m(t) = A_0 [1 - \exp(-\beta T)(1 + \beta T)];$$

$$\sigma_{\text{ш}}^2(t) = \frac{\alpha N_0}{4} 0,5 [1 - \exp(-2\beta T)(1 + 2\beta T)];$$

$$K(t) = \frac{\alpha N_0}{4} 0,5\beta T \left\{ \exp(-2\beta T) [1 - \exp(-2\beta T)] \right\}.$$

Для пояснения расчетов приведем на рис. 2 графики, отражающие работу устройства при чередовании нажатий и пауз: *a* — видеопульсы сигнала; *б*, *в* — напряжения на емкостях C_{21} и C_{22} (узкими полосками условно показан шум); *г* — работа разностного каскада; *д* — выход компаратора; *е* — выход преобразователя уровней.

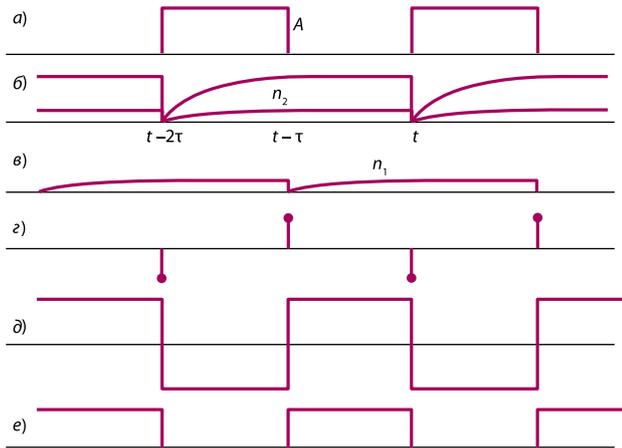


Рис. 2

Так, в момент t взаимодействуют шумы обоих RC -накопителей (обозначаемые по началу включения):

$$n_2 = (t - 2\tau) - n_1(t - 3\tau) \text{ и } n_1(t - \tau) - n_2(t - 2\tau).$$

Шумы n_2 взаимно уничтожаются и остается разность шумов n_1 . С учетом их коррелированности и временного смещения при $\alpha T = \beta T = 3$ получим:

$$m(T) = 0,8A_0; \sigma_1^2(T) = \sigma_2^2(T) = 0,4913 \frac{\alpha N_0}{4};$$

$$K = 0,0037 \frac{\alpha N_0}{4}; \sigma_\Sigma = 0,698 \frac{\alpha N_0}{4}; q = 0,6615 \sqrt{\frac{2E}{N_0}}.$$

На рис. 1 показана зависимость $q = f[\alpha T(\beta T)]$.

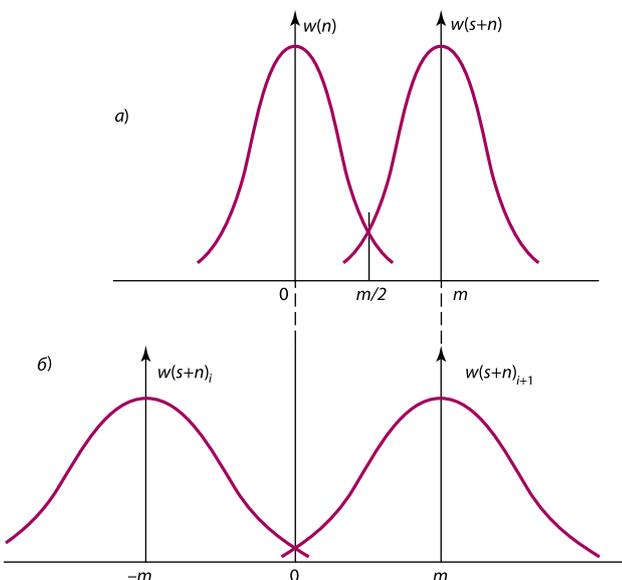


Рис. 3

Плотности вероятностей сигналов и шумов, а также пороговые уровни режимов амплитудной телеграфии (АТ) и ОАД показаны соответственно на рис. 3, *a* и *б*.

Для более строгого расчета необходимо учитывать экспоненциальный характер нарастания шума в первом фильтре, но на выходное ОСШ при оптимальных параметрах схемы это упущение мало влияет.

Если использовать вместо RC -фильтров интеграторы (без входного фильтра), сохранив в остальном тот же алгоритм решения, то получим дополнительный выигрыш в ОСШ. В этом случае:

$$m(T) = A_0; \sigma^2(T) = \frac{N_0}{2T} \text{ [2, стр. 285];}$$

$$\sigma_\Sigma^2 = \frac{N_0}{T} \text{ (здесь } K = 0); q = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2E}{N_0}}.$$

Выигрыш небольшой: $\frac{1}{\sqrt{2}} / 0,6615 = 1,0689$, т. е. около 7%.

По сравнению с режимом оптимальной АТ [1, стр. 461], где вероятность суммарной ошибки P_e определяется формулой

$$P_e = 1 - \Phi \left[0,5 \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \right],$$

способ ОАД (при различении переходов 1/0, 0/1) дает выигрыш по амплитуде $-\frac{1}{\sqrt{2}} / 0,5 = \sqrt{2}$ и по мощности -2 .

Результирующий выигрыш можно представить в виде дроби, где в числителе — двукратный выигрыш от замены конечного порога, равного $0,5 \sqrt{\frac{2E}{N_0}}$ в оптимальной АМ, — нулевым, а в знаменателе — возросшее в $\sqrt{2}$ раз среднеквадратичное значение шума (из-за удвоения его дисперсии в режиме ОАД), т. е. $\left(\frac{2}{\sqrt{2}}\right)^2 = 2$.

Суммарная вероятность ошибки распознавания. Подкрепим сказанное расчетом на примере схемы ОАД на интеграторах. В соответствии с критерием идеального наблюдателя запишем выражение для вероятности суммарной ошибки:

$$P_e = 0,5 \frac{1}{\sqrt{\frac{2\pi N_0}{T}}} \int_{-\infty}^0 \exp \left[-\frac{(q - A_0)^2}{\frac{2N_0}{T}} \right] dq +$$

$$+ 0,5 \frac{1}{\sqrt{\frac{2\pi N_0}{T}}} \int_0^{\infty} \exp \left[-\frac{(q + A_0)^2}{\frac{2N_0}{T}} \right] dq.$$

Сделаем замену переменной: $\frac{(q - A_0)}{\sqrt{\frac{N_0}{T}}} = x$.

Первый интеграл приводится к виду:

$$J_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-h} \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) dx = 1 - \Phi(h),$$

где $h = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2E}{N_0}}$.

К аналогичному виду можно привести и J_2 .

Учет повторяемости использования отсчетов. В алгоритме ОАД накопленный за время T уровень сигнала используется для решения дважды: для создания положительной разности

в момент $t - \tau$ и отрицательной разности в момент t (разностный каскад должен иметь на входе полевые транзисторы). Это приводит к удвоению количества ошибок в половине принятых решений по битам при передаче точек. Учсть этот факт позволяет следующее уравнение:

$$\frac{1}{2} \left\{ 1 - \Phi \left(\frac{m_1}{\sigma_1} \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \right) \right\} + 2 \left\{ 1 - \Phi \left(\frac{m_1}{\sigma_1} \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \right) \right\} = 1 - \Phi \left(\frac{m}{\sigma} \sqrt{\frac{2E}{N_0}} \right),$$

где $\frac{m_1/\sigma_1}{m/\sigma} = \frac{z_1}{z}$ — степень необходимого повышения «энергетики» канала, которое требуется для восстановления допустимой нормы ошибок, заданной правой частью уравнения. В табл. 1 это повышение показано в процентах.

Таблица 1

P_e	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
$z_1/z, \%$	6,2	3,55	2,67	1,64	1,57

Как очевидно, при задаваемых в связи вероятностях ошибок распознавания (10^{-6} – 10^{-7}) удвоение ошибок легко компенсируется незначительным повышением энергетики канала.

При повторениях значности битов кратность ошибок пропорциональна числу одноименных битов в серии. С учетом частоты серий (двукратных — 0,25, трехкратных — 0,125 и т. д.) общее уравнение повторяемости ошибок можно записать так:

$$\frac{1}{2} \cdot 3P_e(z_1) + \frac{1}{4} \cdot 2P_e(z_1) + \frac{1}{8} \cdot 3P_e(z_1) + \frac{1}{16} \cdot 4P_e(z_1) = P(z).$$

Результаты расчетов приведены в табл. 2.

Таблица 2

P_e	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
$z_1/z, \%$	14,6	8,7	6,45	4,9	4,0

Расознаваемость повторяемости битов. Возвратимся к повторяемости значности битов. Для упрощения алгоритма и схемы устройства предложим кодирование исходной АМ-последовательности по типу кода СМ-1: все отжатия превращаются в две посылки — отжатие и нажатие (за счет удвоения тактовой частоты), а каждое второе (в серии) нажатие — в отжатие начальной длины (см. рис. 4, б). Таким образом, остаются двух- и трехкратные нажатия и двухкратное отжатие. На рис. 4 также показаны: а — исходный сигнал; в — стробы коммутации; г, д — работа накопителей; е — выход разностного каскада; ж — выход канала суммирования; з — совместный выход КНП и КПП; и — выход преобразователя уровней.

Далее удобно использовать вероятности конкретных событий. Будем считать, что ОСШ в первом компараторе равно 6,6467, что соответствует $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$. Тогда вероятность ошибки во втором компараторе — $0,44 \cdot 10^{-3}$. Но сигнала в произвольный тактовый момент может и не быть, и в этом случае $P_{\text{ош}} = 0,5$. Вероятность согласованного срабатывания КНП и КПП при шумах (в том числе и при $(с + ш)_1 - (с + ш)_2$) равна $0,5 \cdot 0,44 \cdot 10^{-3}$, а при сигнале — $0,44 \cdot 10^{-3} \cdot P(\text{КНП/КПП}) = 10^{-6}$, где P — условная вероятность срабатывания КНП по сигналу при срабатывании КПП.

Начало положительной серии битов опознается по согласованному срабатыванию КНП и КПП: ↑ (переброс от от-

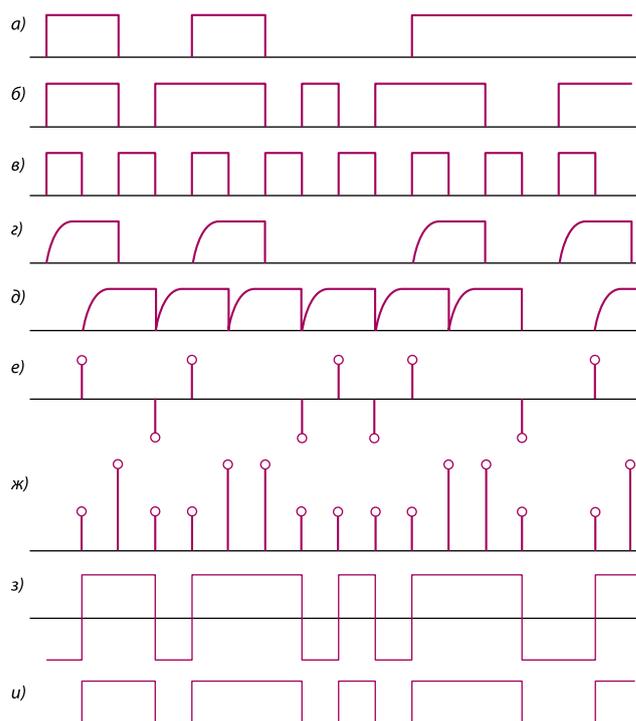


Рис. 4

рицательных значений к положительным); отрицательная серия — ↓ (от положительных значений к отрицательным); повторения нажатий — по совпадению выхода КПП разностного и суммирующего каналов. То есть, для того, чтобы при повторениях нажатий КПП давал положительный перепад, на его вход подается отрицательная обратная связь ($-0,5H_{1(2)}$) с выхода двустороннего пикового детектора, подключаемого параллельно с КПП. Работа УЛАП очень проста. При повторении отжатия за счет отрицательной обратной связи КПП дает отрицательный перепад (↓), т. е. ошибка может проявиться лишь в том, что появится положительный перепад (↑) за такт до положительного перепада окончания отжатия. Но такого не может быть по физической сути устройства, т. е. достаточно первый из двух положительных перепадов (↑↑) инвертировать на ↓.

Таким образом, повторения значности битов могут быть опознаны с вероятностью ошибки, не меньшей 10^{-6} .

Заключение. Заметный результат получен благодаря отхода от привычных представлений о роли энергетики в принятии решений при распознавании сигналов, за счет искусственного преобразования АТ-видеосигнала в квазидвухполярный сигнал и тем самым — перехода к различению противоположных по значению сигналов за счет распространения высокой помехоустойчивости компаратора на различение значности повторяющихся битов путем рационального кодирования.

Устройство, реализующее способ ОАД, может быть собрано на одной микросхеме и иметь всего три вывода: вход, выход и тактовый. В настоящее время ведется подготовка экспериментальной проверки эффективности предлагаемого способа.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. — М.: Сов.радио, 1966.
2. Купер Дж., Макгиллем К. Вероятностные методы анализа сигналов и систем. — М.: Изд-во «Иност. лит-ра», 1989.