

Рекомендации по реализации квазипикового и пикового детекторов в цифровых измерительных радиоприемниках

В. А. КОЗЬМИН, А. Б. ТОКАРЕВ

ЗАО «ИРКОС», Москва, Россия, e-mail: TokarevAB@ircoc.vrn.ru

Обсуждаются особенности проектирования пикового и квазипикового детекторов для цифровых измерительных радиопомех. Приведены структурные схемы детекторов и оценены их погрешности.

Ключевые слова: индустриальные радиопомехи, пиковый и квазипиковый детекторы, постоянные времени детекторов.

The design features of radio interference digital measuring instruments with peak and quasi-peak detectors are discussed. The detector's block diagrams are presented with errors estimation.

Key words: industrial radio interferences, peak and quasi-peak detectors, detectors time constants.

Детектирование сигналов относится к базовым, хорошо известным радиотехническим операциям, поэтому разработчики цифровых измерительных систем не всегда уделяют достаточное внимание блокам детектирования. Это может приводить к тому, что параметры созданных устройств оказываются не соответствующими требованиям стандартов [1, 2]. Ниже рассмотрены особенности построения цифровых пиковых и квазипиковых детекторов, отвечающих нормативно-методическим документам.

Для анализа возможных проблем при проектировании учтем, что цифровая обработка может подразумевать как дискретизацию мгновенных значений сигналов (например, на промежуточной частоте), так и применение понижающих цифровых преобразователей частоты, осуществляющих перенос принимаемого колебания в область нулевых частот и его комплексную фильтрацию. Например, в измерительных приемниках семейства АРГАМАК для подобных операций служит микросхема AD6620 [3].

Выбор постоянной времени для заряжающей цепи квазипикового детектора. Если на вход детектора поступают цифровые данные, отражающие изменение во времени мгновенных значений обрабатываемых колебаний, то для его реализации необходимо использовать постоянные времени заряжающих и разряжающих цепей, соответствующие требованиям [1, 2]. Здесь важно отметить, что постоянная времени заряда **детектора** T_C — это «время, необходимое для того, чтобы после подачи на вход детектора измерителя индустриальных радиопомех **синусоидального** напряжения постоянной амплитуды напряжение на его емкостной нагрузке достигло 63 % установившегося значения» [1]. Постоянная времени заряда детектора T_C и постоянная времени его **заряжающей цепи** SC — это разные величины; последняя должна быть заметно меньше первой, так как при гармоническом воздействии процесс заряда занимает лишь небольшую долю времени воздействия сигнала на вход детектора.

Информация о рекомендуемых значениях постоянной времени заряжающих цепей SC приведена в [2]. Например,

в приложении А3 в [2] указаны требуемые для разных частотных полос постоянные времени разряда T_D и заряда T_C детектора, а также рекомендации по выбору SC (см. в табл. 1 столбцы 1—4). Следует однако заметить, что если сопоставить первую и последнюю строки табл. 1, то получается, что достаточно увеличить T_D с 500 до 550 мс и уменьшить SC с 0,356 до 0,246 мс, чтобы постоянная времени детектора уменьшилась в 45 раз! Вряд ли это верно.

Моделирование работы детектора показало, что для обеспечения требуемых значений постоянной времени T_C постоянную времени заряжающей цепи SC квазипикового детектора следует выбирать в соответствии с данными из последнего столбца табл. 1.

Таблица 1

Рекомендуемые параметры реализации квазипикового детектора

Полоса частот	T_D , мс	T_C , мс	SC , мс, из [1]	Требуемые значения SC , мс
А (0,009 — 0,15 МГц)	500	45	$\frac{1}{2,81} = 0,356$	15
В (0,15 — 30 МГц)	160	1	$\frac{1}{3,95} = 0,253$	0,3
С (30 — 1000 МГц)	550	1	$\frac{1}{4,07} = 0,246$	0,4

Особенности детектора, обрабатывающего комплексную огибающую. При использовании понижающих цифровых преобразователей частоты на вход детектора воздействует последовательность отсчетов комплексной огибающей принимаемого колебания. В этом случае заряжающая цепь с постоянной времени SC не требуется. При увеличении огибающей на входе квазипикового детектора он должен заряжаться с постоянной времени T_C ; если же мгно-

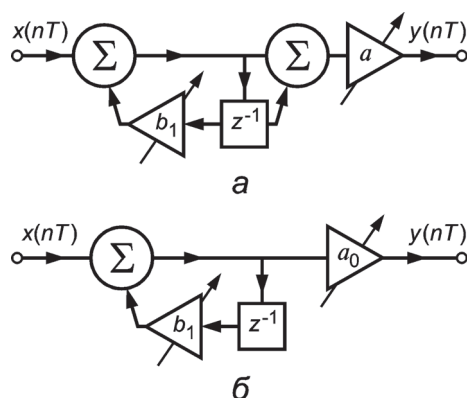


Рис. 1. Структурные схемы первого (а) и второго (б) вариантов реализации детектора

венное значение огибающей сигнала меньше уже накопленного значения, то детектор должен разряжаться с постоянной времени T_D . Пиковый детектор реализуется аналогично, но отличается от квазипикового меньшей постоянной времени заряда и существенно большей постоянной времени разряда.

Практика показала, что процессы заряда и разряда детектора допустимо реализовывать цифровыми фильтрами, спроектированными как эквивалент аналоговых RC -цепей, но свойства детектора могут меняться в зависимости от способа их построения. Проанализируем варианты реализации заряжающих и разряжающих цепей фильтров подробнее.

Операторный коэффициент передачи RC -цепи, являющейся четырехполюсником, выражается как

$$K(p) = (p\tau + 1)^{-1}. \quad (1)$$

Известно много методов перехода от непрерывных динамических систем к их дискретным аналогам. В частности, системную функцию $H(z)$, аппроксимирующую исходную передаточную функцию, можно найти, используя метод Тасина [4, с. 193—195]. Разностное уравнение фильтра, построенного подобным способом, имеет вид

$$y[k] = \frac{T}{2\tau + T} (x[k] + x[k-1]) + \frac{2\tau - T}{2\tau + T} y[k-1], \quad (2)$$

где $y[k]$ — массив отсчетов сигнала на выходе детектора; T — период дискретизации; τ — постоянные времени заряда или разряда (выбираются в соответствии со значением k -го наблюдаемого отсчета сигнала); $x[k]$ — массив отсчетов воздействующей на вход детектора огибающей.

Первый вариант реализации детектора, основанный на данном фильтре, представлен на рис. 1, а, где

$$a = \begin{cases} T / (2T_C + T), & x[nT] \geq y[(n-1)T]; \\ T / (2T_D + T), & x[nT] < y[(n-1)T]; \end{cases}$$

$$b_1 = \begin{cases} (2T_C - T) / (2T_C + T), & x[nT] \geq y[(n-1)T]; \\ (2T_D - T) / (2T_D + T), & x[nT] < y[(n-1)T]. \end{cases}$$

Применив метод эквивалентной импульсной характеристики, можно предложить альтернативный вариант постро-

ения цифрового аналога RC -цепи. Дискретную импульсную характеристику фильтра с постоянной времени τ можно задать соотношением

$$g(l) = [1 - \exp(-T/\tau)] \exp(-lT/\tau), \quad l \geq 0.$$

Такую импульсную характеристику имеет цифровой фильтр, характеризуемый разностным уравнением

$$y[k] = [1 - \exp(-T/\tau)] x[k] + \exp(-T/\tau) y[k-1].$$

Второй вариант реализации детектора показан на рис. 1, б, где

$$a_0 = \begin{cases} 1 - \exp(-T/T_C), & x[nT] \geq y[(n-1)T]; \\ 1 - \exp(-T/T_D), & x[nT] < y[(n-1)T]; \end{cases}$$

$$b_1 = \begin{cases} \exp(-T/T_C), & x[nT] \geq y[(n-1)T]; \\ \exp(-T/T_D), & x[nT] < y[(n-1)T]. \end{cases}$$

Оба варианта детектора представляют собой, по сути, цифровые фильтры с переключаемыми коэффициентами. Если временно заблокировать переключение коэффициентов и подать на вход обоих детекторов гармоническое колебание постоянной амплитуды, то реакция фильтров будет однотипной (табл. 2). При пиковом детектировании с использованием этих двух устройств детектор, представленный на рис. 1, б, стабильно фиксирует максимумы огибающей обрабатываемых сигналов, а работоспособность детектора, реализованного по первой структурной схеме, зависит от соотношения периода дискретизации T и постоянной времени заряда детектора T_C .

Таблица 2

Изменение коэффициента передачи фильтров для сигнала частотой 25 кГц

Вариант построения фильтра	Коэффициент передачи фильтра с постоянной времени, мкс					
	20	10	5	3	2	1
Первый	0,294	0,510	0,775	0,885	0,904	0,974
Второй	0,295	0,524	0,781	0,901	0,963	0,996

Учтем, что при первом варианте реализации детектора согласно (2) коэффициент b_1 при малом периоде дискретизации, соответствующем требованию

$$T < 2T_C, \quad (3)$$

оказывается положительным, а при нарушении условия — отрицательным. Проанализируем влияние данного изменения на поведение детектора. Для этого представим, что на вход детектора, находящегося изначально в нулевом состоянии, поступает постоянная по величине огибающая $x[k] = 1,0$ (для всех $k \geq 0$), что соответствует воздействию радиоимпульса постоянной амплитуды на измеритель радиопомех. Изменение отсчетов на выходе детектора определяется выражениями

$$y[0] = 0,5(1 - b_{1C}) x[0] + 0,0 = 0,5(1 - b_{1C});$$

$$y[1] = 0,5(1 - b_{1C})(x[1] + x[0]) + b_{1C}y[0] = (1 - b_{1C})(1 + 0,5b_{1C}),$$

$$y[k] \xrightarrow{k \rightarrow \infty} 1 - 0,5b_{1C}^k,$$

где b_{1C} — коэффициент фильтра в состоянии подзарядки.

Если требование (3) выполняется и, следовательно, справедливо неравенство $0 \leq b_{1C} \leq 1$, то при любом k сигнал на выходе детектора остается чуть меньше сигнала на входе, состояние подзарядки сохраняется, а отклик на выходе стремится к огибающей $x[k] = 1,0$.

Если же условие (3) нарушено, то для коэффициента b_{1C} справедливо неравенство $(-1) \leq b_{1C} \leq 0$, поэтому

$$x[2] - y[1] = 0,5b_{1C}(1 + b_{1C}) < 0,$$

т. е. перед тактом $k = 2$ детектор переключается в состояние разряда. Постоянная времени разряда T_D всегда заметно больше периода дискретизации T , поэтому в состоянии разряда $b_{1D} \approx 1$, а $(1 - b_{1D}) \approx 0$. В результате отсчеты на выходе детектора практически перестают изменяться:

$$y[2] = 0,5(1 - b_{1D})(x[2] + x[1]) + b_{1D}y[1] \approx y[1]; \quad (4)$$

$$y[k] \approx (6T_C/T + 1) / (2T_C/T + 1)^2, \quad k > 1.$$

Выражение (4) определяет зависимость показаний детектора $y[k]$ от отношения периода дискретизации к постоянной времени заряда детектора. Представленная в логарифмическом масштабе погрешность δ пикового детектирования, рассчитанная в соответствии с (4), показана на рис. 2. Из рис. 2 следует, что при увеличении периода дискретизации и нарушении требования (3) наблюдается резкое возрастание погрешности пикового детектирования: $\delta \approx 1$ дБ.

Отметим, что при использовании второго варианта реализации детектора отмеченного выше эффекта возрастания погрешности не наблюдается. Действительно, рост показаний этого детектора можно представить соотношениями

$$y[0] = (1 - b_1)x[0] + 0,0 = (1 - b_1);$$

$$y[1] = (1 - b_1)x[1] + b_1y[0] = (1 - b_1)(1 + b_1);$$

$$y[k] = (1 - b_1) \left[1,0 + b_1 + b_1^2 + \dots + b_1^k \right] \xrightarrow{k \rightarrow \infty} 1,$$

т. е. детектор длительно сохраняет состояние подзарядки, а отклик на его выходе быстро стремится к огибающей, воздействующей на вход.

Возникновение погрешности в первом варианте реализации детектора связано с изменением формы импульсной характеристики: вместо апериодической она становится колебательной. При фильтрации сигналов к отрицательным последствиям это не приводит, поскольку колебания быстро затухают и фильтр переходит в установившийся режим работы. **Детектирование** же сигналов сопровождается **переключением** коэффициентов цифрового фильтра, и каж-

дое такое переключение нарушает «балансировку» потока отсчетов. Для квазипикового детектора, в котором постоянные времени (а следовательно, и коэффициенты фильтра) изменяются незначительно, эта проблема не столь заметна; в пиковом детекторе постоянная времени изменяется на несколько порядков, что приводит к явно наблюдаемой погрешности.

Усреднение результатов квазипикового детектирования. Следует иметь в виду, что

выходные сигналы фильтров, показанных на рис. 1, а, б, еще не являются показаниями измерителя. В аналоговом измерителе радиопомех для получения итогового значения используется механическая отклоняющая система, инерционность которой обеспечивает усреднение отклика детектора. Соответственно, и при реализации квазипикового детектора формируемые фильтрами значения необходимо усреднять. Иначе при значительном изменении огибающей на детекторе в конце интервала обработки может существенно отклоняться от своего среднего значения, соответствующего всему интервалу измерений.

Закключение. При построении цифрового пикового детектора предпочтительнее второй из представленных вариантов реализации структурной схемы. При использовании первого варианта необходимо, чтобы период дискретизации комплексной огибающей сигнала T не превышал удвоенной постоянной времени заряда детектора T_C .

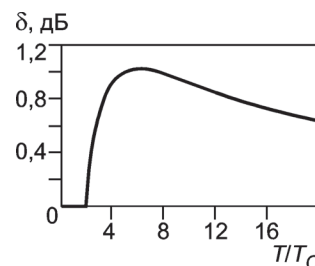


Рис. 2. Зависимость погрешности показаний пикового детектора от соотношения периода дискретизации T и постоянной времени заряда детектора T_C

Л и т е р а т у р а

1. **ГОСТ Р 51319—99.** Совместимость технических средств электромагнитная. Приборы для измерения промышленных радиопомех. Технические требования и методы испытаний.
2. **ГОСТ Р 51318.16.1.1—2007 (СИСПР 16-1-1:2006)** Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к аппаратуре для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Часть 1-1. Аппаратура для измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости. Приборы для измерения промышленных радиопомех.
3. **Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А.** Радиомониторинг: задачи, методы, средства / Под ред. А. М. Рембовского. М.: Горячая линия-Телеком, 2010.
4. **Быков В. В.** Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М.: Сов. радио, 1971.

Дата принятия 22.09.2011 г.