

## РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УСТРОЙСТВА ВЫБОРКИ И ХРАНЕНИЯ ВЕСОВЫМ ИНТЕГРИРОВАНИЕМ УЗКОПОЛОСНОГО КОЛЕБАНИЯ

Наиболее узким местом высокочастотных цифровых радиоприемных устройств, с точки зрения динамических характеристик, является процесс аналого-цифрового преобразования. Чаще всего для обеспечения требований по быстродействию и динамическому диапазону аналого-цифрового преобразования перед аналого-цифровым преобразователем (АЦП) включают устройство выборки и хранения (УВХ), которое существенно проще по структуре, чем структура АЦП, но позволяет снизить требования к АЦП по его быстродействию и динамическому диапазону. Предложен метод расширения динамического диапазона интегрирующего устройства выборки и хранения для цифровых радиоприемных устройств с использованием весового интегрирования входного узкополосного колебания.

**Ключевые слова:** интегрирующее устройство выборки и хранения, весовое интегрирование, узкополосное колебание, нелинейная модель.

**Введение.** Для повышения быстродействия и обеспечения необходимого динамического диапазона АЦП чаще всего используют УВХ, которые разделяются по принципу формирования отсчета на два типа — следящие и интегрирующие. Интегрирующие устройства выборки и хранения (ИУВХ) имеют больший динамический диапазон, чем следящие УВХ [1–3]. Для расширения динамического диапазона и энергетической характеристики ИУВХ необходимо увеличение длительности импульса стробирования  $\tau_{\text{и}}$ . Оптимальное значение  $\tau_{\text{и}}$  в простом ИУВХ равно  $1/2f_0$ , где  $f_0$  — центральная частота входного узкополосного сигнала. Изменение  $\tau_{\text{и}}$  приводит к уменьшению коэффициента передачи ИУВХ и потере энергии сформированного отсчета на его выходе. Уменьшение такого ограничения возможно путем весового интегрирования входного колебания, при котором максимально допустимая длительность  $\tau_{\text{и}}$  зависит от ширины полосы спектра частот входного колебания  $\Delta f$ , в пределах которой возникающие частотные искажения не должны превышать нормативных значений [3].

**Постановка задачи.** Структурная схема такого ИУВХ (рис. 1) содержит формирователь весовой функции (ФВФ), множитель весовой функции  $v(t)$  на входной сигнал  $u(t)$ , интегратор произведения со сбросом и идеального дискретизатора.

На выходе ИУВХ формируется отсчет

$$u_{0T}(m) = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \int_{t_{\mu H} + mT}^{t_2 + mT} v(t)u(t)dt. \quad (1)$$

Следовательно, весовое интегрирование эквивалентно фиксации напряжения на выходе фильтра

с импульсной характеристикой  $g(t) = v(t_2 + mT - t)/\tau_{\text{и}}$  в момент  $t_2 + mT$ . Интервал стробирования делится на  $N$  участков, на каждом из которых

$$v(t) = a_{\mu} \text{ при } (t_{\mu H} + mT) \leq t \leq (t_{\mu K} + mT), \quad (2)$$

где  $a_{\mu}$  — постоянный коэффициент;  $\mu = 0, 1, 2, 3, \dots, N-1$ ;  $t_{\mu H} + mT$  и  $t_{\mu K} + mT$  — моменты начала и окончания  $\mu$ -го участка весовой функции.

Подставляя (2) в (1), получим

$$u_{0T}(m) = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \sum_{\mu=0}^{N-1} a_{\mu} \int_{t_{\mu H} + mT}^{t_{\mu K} + mT} u(t) dt.$$

Учитывая, что  $t_{0H} = t_1$ , а  $t_{\mu K} = t_{(\mu+1)H}$ ,  $t_{(N-1)K} = t_2$ ,

$$u_{0T}(m) = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \sum_{\mu=0}^N b_{N-\mu} \int_{-\infty}^{t_{(\mu-1)K} + mT} u(t) dt,$$

где  $b_0 = a_{N-1}$ ;  $b_k = a_{N-1} - a_{N-k-1}$  при  $k = 1, 2, 3, \dots, N-1$ ;  $b_N = a_0$ ,  $t_{-1K} = t_{0H} = t_1$ .

Напряжения на входе идеального дискретизатора имеет вид

$$u_{\Delta}(t) = \frac{1}{\tau_{\text{и}}} \sum_{\mu=0}^N b_{\mu} \int_{-\infty}^{t - \Delta T_{B_{\mu}}} u(t) dt, \quad (3)$$

где  $\Delta T_{B_{\mu}} = t_2 - t_{(N-1-k)K}$ .

Из выражения (3) видно, что модель ИУВХ с весовым интегрированием представляет последовательно включенных интегратора, трансверсального фильтра с коэффициентом  $b_k$  и идеального дискретизатора (рис. 2).

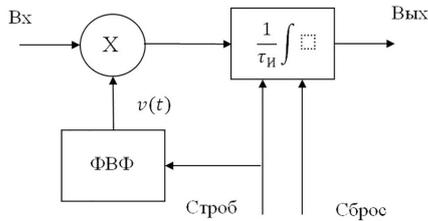


Рис. 1. Функциональная схема ИУВХ с весовым интегрированием

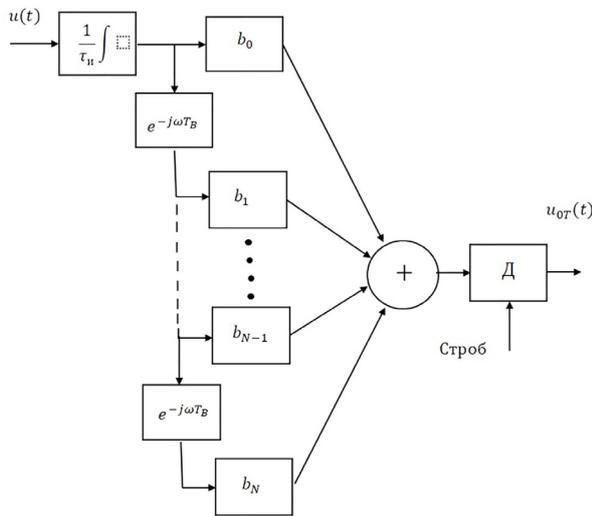


Рис. 2. Модель ИУВХ с весовым интегрированием

**Теория.** Если весовая функция имеет равномерный шаг по времени  $T_B$ , то интервал стробирования делится на  $N$  одинаковых участков  $T_B = t_{\mu_k} - t_{\mu_{k-1}} = \tau_n$  и  $\Delta T_{B_k} = kT_B$ . Для обеспечения линейной ФЧХ необходимо выбирать  $v(t)$  симметричной или антисимметричной относительно центра интервала стробирования  $t_0 = 0,5(t_1 + t_2 + mT)$ . Тогда формируется отсчет колебания, относящийся к моменту  $t_0$ , при симметричной фазочастотной характеристике (ФЧХ) и коэффициентах трансверсального фильтра  $b_k = -b_{N-1-k}$ , а при антисимметричной ФЧХ, наоборот,  $b_k = b_{N-1-k}$ .

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)  $|K_B(j\omega)|$  для симметричной ФЧХ: при нечетном  $N$

$$|K_B(j\omega)| = \left| \frac{2}{\omega\tau_n} \sum_{p=0}^{0,5(N-1)} b_{0,5(N-1)-p} \sin \frac{(2p+1)T_B\omega}{2} \right|; \quad (4)$$

при четном  $N$

$$|K_B(j\omega)| = \left| \frac{2}{\omega\tau_n} \sum_{p=1}^{0,5N} b_{0,5N-p} \sin pT_B\omega \right|. \quad (5)$$

Амплитудно-частотная характеристика  $|K_B(j\omega)|$  для антисимметричной ФЧХ: при нечетном  $N$

$$|K_B(j\omega)| = \left| \frac{2}{\omega\tau_n} \sum_{p=0}^{0,5(N-1)} b_{0,5(N-1)-p} \cos \frac{(2p+1)T_B\omega}{2} \right|; \quad (6)$$

при четном  $N$

$$|K_B(j\omega)| = \left| \frac{2}{\omega\tau_n} \left( 0,5b_{0,5N} + \sum_{p=1}^{0,5N} b_{0,5N-p} \cos pT_B\omega \right) \right|. \quad (7)$$

Максимальная величина интервала стробирования ограничена не только частотными искажениями узкополосного сигнала  $u(t)$ , но и интервалом времени между моментом начала периода дискретизации и запуска аналого-цифрового преобразователя (АЦП). При синтезе весовой функции необходимо оптимизировать основные параметры ИУВХ, таких как [4–6]:

- неравномерность АЧХ в пределах ширины полосы частот узкополосного колебания  $u(t)$ ;
- общий уровень нелинейных искажений в ИУВХ, в том числе, вызванный величиной тока заряда запоминающего конденсатора;
- подавление интермодуляционных помех и гармоник за счет фильтрующего действия ИУВХ;
- подавление широкополосного шума, присутствующего на входе ИУВХ;
- увеличение соотношения сигнал/шум, определяемый апертурной неопределенностью моментов  $t_{\mu_{k-1}}, t_{\mu_k}$  при умножении на весовую функцию.

**Результаты.** Частотные искажения входного колебания ИУВХ обусловлены наличием в (4)–(7) гиперболического множителя, связанного с интегрированием, и неравномерностью АЧХ трансверсального фильтра. Задавая соответствующим образом коэффициенты  $a_{\mu}$ , можно добиться частичной взаимной компенсации этих составляющих в выбранной полосе частот.

Рассмотрим возникающие частотные искажения в ИУВХ с простейшей весовой функцией в виде последовательности знакопеременных импульсов одинаковых амплитуд и длительности:  $a_{\mu} = (-1)^{\mu}$  при  $T_B = 1/(2f_0)$ . При фиксированной  $\tau_n$  определим коэффициент передачи ИУВХ  $K_{II}(N, \Delta\omega) = |K_B(j\omega)|$  в зависимости от  $N = \omega_0\tau_n/\pi$  на частоте  $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ , где  $\Delta\omega$  — абсолютная расстройка относительно  $\omega_0$ .

При нечетном  $N$  из (4) получим

$$K_{II}(N, \Delta\omega) = \left| \frac{2\tau_n}{\tau_n(\pi N + \Delta\omega\tau_n)} \times \cos \frac{\Delta\omega\tau_n}{2N} \left( 1 + 2 \sum_{p=1}^{0,5(N-1)} \cos \frac{p\Delta\omega\tau_n}{N} \right) \right|.$$

При единичном коэффициенте передачи на частоте  $\omega_0$  получим

$$K_{II}(N, \Delta\omega) = \left| \frac{1}{N + \Delta\omega\tau_n/\pi} \times \cos \frac{\Delta\omega\tau_n}{2N} \left( 1 + 2 \sum_{p=1}^{0,5(N-1)} \cos \frac{p\Delta\omega\tau_n}{N} \right) \right|.$$

Предельное значение коэффициент  $f$  передачи при  $\omega_0 \rightarrow \infty$  определяется выражением

$$K_{II}(\infty, \Delta\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} K_{II}(N, \Delta\omega) = 2 \left| \int_0^{0,5} \cos(\Delta\omega\tau_n x) dx \right| = \left| \frac{2 \sin \left( \frac{\Delta\omega\tau_n}{2} \right)}{\Delta\omega\tau_n} \right|. \quad (8)$$

Как видно из полученного выражения, с увеличением  $\omega_0$  АЧХ ИУВХ с простой весовой функцией приближается к симметричной относительно  $\omega_0$ , а также для одинаковых  $\tau_{\text{и}}$  и  $\Delta\omega$  неравномерность АЧХ в окрестности  $\omega_0$  меньше, чем неравномерность АЧХ ИУВХ без взвешивания при  $\tau_{\text{и}} = 1/(2f_0)$  [3, 7–10].

Фильтрующее действие ИУВХ с весовым интегрированием подавляет широкополосный шум, источниками которого являются буферные усилители на входе ИУВХ. Такой шум можно считать белым. Поэтому, несмотря на значительный уровень входного колебания  $u(t)$ , этот шум может снизить помехоустойчивость радиоприема из-за многократного наложения его спектра после дискретизации. Наилучшее подавление широкополосного шума обеспечивает весовая функция, согласованная с узкополосным входным сигналом  $u(t)$ , при котором отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе ИУВХ пропорционально параметру

$$\delta = \frac{2\pi|K_B(j\omega)|^2}{\int_{-\infty}^{\infty}|K_B(j\omega)|^2} = \frac{\left| \int_{t_1}^{t_2} v(t)e^{-j\omega_0 t} dt \right|^2}{\int_{t_1}^{t_2} v^2(t) dt}.$$

На практике используют нормированный параметр  $\delta_{\text{нор}}$ , который показывает, во сколько раз отношение сигнал/шум на выходе ИУВХ с весовой функцией  $v(t)$ , чем в простом ИУВХ без взвешивания при  $\tau_{\text{и}} = 1/(2f_0)$ :

$$\delta_{\text{нор}} = \frac{\delta}{\delta_0} = \frac{\pi\omega_0 \left| \int_{t_1}^{t_2} v(t)e^{-j\omega_0 t} dt \right|^2}{4 \int_{t_1}^{t_2} v^2(t) dt}, \quad (9)$$

где  $\delta_0 = 4/(\pi\omega_0)$  — значение  $\delta$  для ИУВХ без взвешивания.

Из полученного выражения следует, что параметр  $\delta_{\text{нор}}$  максимален, если  $v(t) = \cos(\omega_0 + \varphi_0)$  при  $t_1 \leq t \leq t_2$ , в этом случае  $\delta_{\text{нор}} = \pi\omega_0\tau_{\text{и}}/8$  для значений  $\tau_{\text{и}}$ , кратных  $1/(2f_0)$ . Чем больше  $\delta_{\text{нор}}$ , тем лучше подавление шума обеспечивает весовая функция.

Одним из наиболее простых реализаций весовой функции можно представить в виде последовательности знакопеременных импульсов одинаковой амплитуды и длительности  $\Delta t_B$ , следующих с периодом  $1/(2f_0)$ . Используя выражение (9), определим оптимальное значение  $\delta_{\text{нор}}$  при заданном  $\tau_{\text{и}}$

$$\delta_{\text{нор}}(\Delta t_B) = \frac{\tau_{\text{и}}}{2\Delta t_B} (1 - \cos \omega_0 \Delta t_B). \quad (10)$$

Максимум функции  $\delta_{\text{нор}}(\Delta t_B)$  при заданном  $\tau_{\text{и}}$  и  $\Delta t_B = 0,371/f_0$  равен  $\delta_{\text{нор, макс}} = 2,28f_0\tau_{\text{и}}$ , что обеспечивает лучшее соотношение сигнал/помеха.

**Заключение.** Использование знакопеременных импульсов простейшей весовой функции обеспечивает не только расширение динамического диапазона ИУВХ и наибольшее отношение сигнал/шум, но и не требует применения сложных формирователей и обеспечивает эффективное накопление энергии узкополосного колебания. При  $\delta_{\text{нор}} = \delta_{\text{нор, макс}}$

весовая функция близка к оптимальной по критерию максимума отношения сигнал/широкополосный шум.

#### Библиографический список

1. Kale A., Thirumuru R., Pasupureddi V. S. R. Wideband channelized sub-sampling transceiver for digital RF memory based electronic attack system // *Aerospace Science and Technology*. 2016. Vol. 51. P. 34–41. DOI: 10.1016/j.ast.2016.01.009.
2. Wang S., Sun Y., Hu L. [et al.]. High-speed and broadband digital receiver based on optical sampling pulse waveform matching // *Optics Letters*. 2020. Vol. 45, Issue 6. P. 1338–1341.
3. Побережский Е. С., Долин С. А., Женатов Б. Д., Зарубинский М. В. Экспериментальное исследование интегрирующих устройств выборки и хранения для цифровых радиоприемников // *Радиотехника*. 1994. № 12. С. 85–87.
4. Андреев М. А. Метод весового интегрирования как эффективный путь борьбы с электромагнитными помехами нормального вида в информационно-измерительных системах // *XXI век: Итоги прошлого и проблемы настоящего плюс*. 2015. Т. 1, № 4 (26). С. 176–181.
5. Куц А. В., Пискаев К. Ю., Юрманов В. А. Реализация весового интегрирования в высокоточных интегрирующих АЦП // *Вопросы радиоэлектроники. Серия Электронная вычислительная техника*. 2010. Т. 3, № 5. С. 157–165.
6. Чернецов М. В. Классификация способов измерений электрических величин с весовым усреднением // *Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки*. 2008. № 1 (5). С. 98–104.
7. Юрманова С. В., Пискаев К. Ю. Особенности циклических измерений на основе весового интегрирования // *Современные информационные технологии*. 2016. № 24. С. 56–60.
8. Михеев М. Ю., Юрманов А. В., Куц А. В. Совершенствование алгоритмов и структур интегрирующих аналого-цифровых преобразователей // *Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки*. 2009. № 1 (9). С. 86–99.
9. Wang H., Deng Y., Dong B. [et al.]. Analysis of the spectrum transform for narrow-band signal passing through nonlinear section of a digital radar receiver // *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*. 2015. DOI: 10.1186/s13638-015-0499-7.
10. Zhang C., Zhang L. Intermediate Frequency Digital Receiver Based on Multi-FPGA System // *Journal of Electrical and Computer Engineering*. 2016. P. 1–8. DOI: 10.1155/2016/6123832.

**ЖЕНАТОВ Бекин Десимбаевич**, кандидат технических наук, доцент кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

SPIN-код: 1557-1904

ORCID: 0000-0001-8098-4510

ResearcherID: B-2084-2014

Адрес для переписки: bekin54@mail.ru

#### Для цитирования

Женатов Б. Д. Расширение динамического диапазона устройства выборки и хранения весовым интегрированием узкополосного колебания // *Омский научный вестник*. 2021. № 4 (178). С. 80–82. DOI: 10.25206/1813-8225-2021-178-80-82.

Статья поступила в редакцию 15.06.2021 г.

© Б. Д. Женатов