

Сигма-дельта АЦП для ёмкостного акселерометра

А.Г. Тимошенко

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»,

timoshenko@edu.miet.ru

Аннотация — В статье представлен метод замены переключаемого конденсатора в составе схемы интеграторов на меняющуюся ёмкость чувствительного элемента акселерометра. Даны требования по настройке параметров модели СДМ для уменьшения влияния паразитных ёмкостей чувствительного элемента в интеграторе без задержек. Выбраны значения коэффициентов однокаскадного СДМ с распределенной обратной связью 3-го порядка с одноразрядным квантователем. Предложен фильтр-дециматор, который в 25 раз превосходит классический КИХ фильтр по быстродействию.

Ключевые слова — Сигма-дельта АЦП, акселерометр, МЭМС, сигма-дельта модулятор, фильтр-дециматор.

I. ВВЕДЕНИЕ

Для увеличения динамического диапазона, линейности и пропускной способности электрических [1] и электромеханических [2] систем обычно используется обратная связь. Широкое применение нашло использование обратной связи по принципу сигма-дельта модуляции (СДМ) для управления положением чувствительного элемента цифровым битовым потоком, сформированным в виде широтно-импульсного кода [2–4]. Такая обратная связь способна при преобразовании обеспечить низкий уровень шума [5] и малое энергопотребление [6].

МЭМС акселерометр состоит из двух основных частей, влияющих на точность измеряемых угловых скоростей: чувствительного элемента и схемы обработки сигналов [5]. При этом минимальный уровень в формируемом акселерометром сигнале определяется совокупностью механической (отношение величины изменяемой ёмкости к значению ускорения) и электрической (отношение изменения напряжения к величине меняющейся ёмкости) чувствительностями. Связанные с ними источники шума, броуновский вследствие демпфирования чувствительного элемента и шум электрической схемы, являющийся доминирующим, широко описаны в [4] и [6].

Для построения сигма-дельта преобразователей типичной являются архитектуры с использованием переключаемых конденсаторов [3], [5]. Однако увеличение точности преобразования такими модуляторами подразумевает использование схем повышения проводимости ключа [7], что приводит к

увеличению потребляемого тока и росту требований к схемам тактирования. Основным источником шумов СДМ является интегратор на переключаемых конденсаторах (ПК) [8]. В данной статье представлен сигма-дельта АЦП, использующий вместо запоминающего переключающегося конденсатора и интегрирующей ёмкости меняющиеся ёмкости чувствительного элемента акселерометра. Схема позволяет нивелировать влияние паразитных ёмкостей чувствительного элемента в интеграторе без задержек.

II. СХЕМА ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ИНТЕГРАТОРА БЕЗ ЗАДЕРЖЕК С ЁМКОСТЯМИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА

Для анализа использовался инвертирующий интегратор, роль резистора в котором вместо неинвертирующего ПК без задержки, нечувствительного к паразитным ёмкостям, выполняет меняющаяся ёмкость акселерометра (рис. 1).

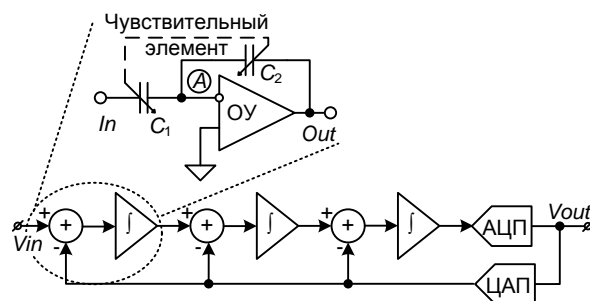


Рис. 1. Схема инвертирующего интегратора без задержек с ёмкостями чувствительного элемента

Интегратор подключается к входному импульсному напряжению V_{in} и заряд величиной $C_1 \times \Delta V_{in}$ «выталкивается» из правой обкладки конденсатора C_1 в узел A , являющийся инвертирующим входом операционного усилителя (ОУ). Ёмкость C_1 сформирована одной из двух связанных ёмкостей чувствительного элемента акселерометра.

Пусть входной потенциал более положителен, чем потенциал аналоговой земли, равный половине напряжения питания. Тогда пришедший в узел A заряд также положителен. Поскольку неинвертирующий вход ОУ подключен к аналоговой земле, а инвертирующий вход стал более положительным, то потенциал выхода ОУ, являющийся также выходом интегратора, изменяется в отрицательном

направлении. При этом в правую обкладку интегрирующего конденсатора C_2 входит отрицательный заряд, что приводит к «выталкиванию» из левой обкладки C_2 в узел A такого же по величине и знаку заряда. Процесс компенсации проходит все время, пока узел A еще положителен относительно неинвертирующего входа ОУ.

Приращение выходного напряжения на выходе ПК интегратора определяется величиной отношения номиналов конденсаторов, что определяет коэффициент преобразования интегратора в составе сигма-дельта модулятора (СДМ).

Значительный вклад в аналоговые неидеальности вносит конечное значение эффективного коэффициента усиления ОУ в составе интегратора. В реальной системе коэффициент усиления является конечной величиной. Выражение для передаточной характеристики интегратора в z -области без задержки с учетом конечного значения коэффициента усиления ОУ (K_{eff}) [9] равен:

$$H(z) = \frac{\frac{C_1}{C_2}}{(1-z^{-1})\left(1 + \frac{1}{K_{eff}}\right) + \frac{C_1}{K_{eff}C_2}} \quad (1)$$

Уменьшение коэффициента усиления снижает динамический диапазон при любой архитектуре модулятора, поэтому при расчете необходимо учитывать возможное уменьшение динамического диапазона и производить исследование с учетом запаса в отношении сигнал/шум. Однокаскадный вариант архитектуры СДМ выбран ввиду значительного подавления шума квантования при относительно низких коэффициентах усиления операционных усилителей в составе интеграторов. Дискретный во времени вариант архитектуры интегратора обладает низкой чувствительностью к нелинейностям ВАХ составляющих его элементов при условии достаточно полного завершения переходных процессов в каждом такте и при низкой частоте входного сигнала – понижена чувствительность к фазовым шумам тактового генератора. При анализе схем коэффициенты усиления всех усилителей выбирались не менее 98 дБ, частота единичного усиления не менее 5 МГц.

III. СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯТОР

Структурная схема однокаскадного СДМ с распределенной обратной связью 3-го порядка с одноразрядным квантователем и ЦАП приведена на рис. 1. Первый интегратор построен на базе схемы инвертирующего интегратора без задержек с ёмкостями чувствительного элемента. Второй интегратор на ПК без задержки, а последний с задержкой. Структурная схема модулятора в z -представлении с учётом линеаризации квантователя путем добавления источника белого шума приведена на рис. 2.

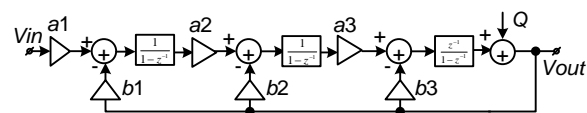


Рис. 2. Структурная схема СДМ в z -представлении

В передаточную функцию СДМ входит шесть коэффициентов, определяющие его стабильность и влияющие на величину отношения сигнал-шум (SNR). Нестабильная работа СДМ заключается в перегрузке интеграторов, то есть при неправильном выборе значений коэффициентов выходы интеграторов могут выйти в насыщение, и схема перестанет работать.

Отношение a_1/b_1 равно коэффициенту передачи первого интегратора. Подставляя в (1) получим равенство ёмкостей, которое должно обеспечиваться при действии обратной связи на схему управления чувствительного элемента акселерометра [3]. Изменение ёмкости на ΔC ($C_1 \pm \Delta C$) приводит к коррекции коэффициента передачи, в общем виде:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{C \pm \Delta C}{C \mp \Delta C} \quad (2)$$

где $C=C_1=C_2$, случай выполнения равенства $a_1=b_1$. Уменьшение величины ΔC приведет к снижению чувствительности схемы, а увеличение отношения $\Delta C/C$, к потери устойчивости в петле обратной связи. Выражение (2) примет вид:

$$H(z) = \frac{\frac{C \pm \Delta C}{C \mp \Delta C}}{(1-z^{-1})\left(1 + \frac{1}{K_{eff}}\right) + \frac{C \pm \Delta C}{K_{eff}(C \mp \Delta C)}} \quad (3)$$

Устанавливая равенство $a_3=b_3$ проведем расчет СДМ, основанный на теории цифровых БИХ фильтров. Необходимое и достаточное условие удовлетворения импульсной характеристикой критерию устойчивости является расположение всех полюсов цифрового фильтра внутри единичного круга в z -плоскости [9].

При расчете СДМ 3-го порядка с вложенной архитектурой и одноразрядным квантователем возникает трудность нахождения коэффициентов 4-х мерной поверхности. Учитывая изменение входного коэффициента передачи зафиксируем значение коэффициента a_3 и найдем решение в виде 3-х мерной поверхности коэффициентов a_1, a_2, b_2 . Значения коэффициентов внутри этой поверхности гарантируют стабильную работу СДМ. Для максимально возможного SNR необходимо выбирать максимальные значения коэффициентов из полученного пространства решений. Выбранные значения коэффициентов должны гарантировать стабильную работу СДМ вплоть до 5 % разброса значений второго и третьего полюсов и $\Delta C/C \times 100$ % для первого полюса. Устойчивость модулятора в зависимости от разброса коэффициентов определяет максимальную амплитуду сигнала на входе модулятора. С учётом входного сигнала максимальная амплитуда будет при $C_1=C+\Delta C$

и $C_2=C-\Delta C$, а минимальная при $C_1=C-\Delta C$ и $C_2=C+\Delta C$. Это отразится на коэффициенте передачи (3):

$$H(z) = \frac{K_{eff} \cdot (C + \Delta C)}{(K_{eff} - z^{-1} - z^{-1} K_{eff})(C - \Delta C) + 2C} \quad (4)$$

Величина ёмкости C , ограничивающая максимальную полосу частот разрабатываемого модулятора, ограничивает коэффициент передачи первого каскада и всего АЦП. При этом точность переходных процессов должна быть не хуже $V_{max}/2^{N+1}$, где V_{max} – максимальный потенциал (относительно аналоговой земли) сигнала на входе СДМ, а N – разрядность АЦП. Такая точность заставляет иметь низкочастотный коэффициент усиления операционного усилителя в интеграторе более высокий, чем 2^{N+1} . Из-за нелинейности СДМ абсолютное значение параметра V_{max} может быть в пределах от $0,6 \cdot V_{ref}$ до $0,8 \cdot V_{ref}$ (рис. 3а) и зависит от разрядности квантователя (по умолчанию опорный потенциал V_{ref} отсчитывается относительно аналоговой земли). В любом случае значение V_{max} определяется в результате прямого численного моделирования СДМ как нелинейного объекта.

На рис. 4 представлена АЧХ разработанного СДМ 3-го порядка с вложенной архитектурой и одноразрядным квантователем.

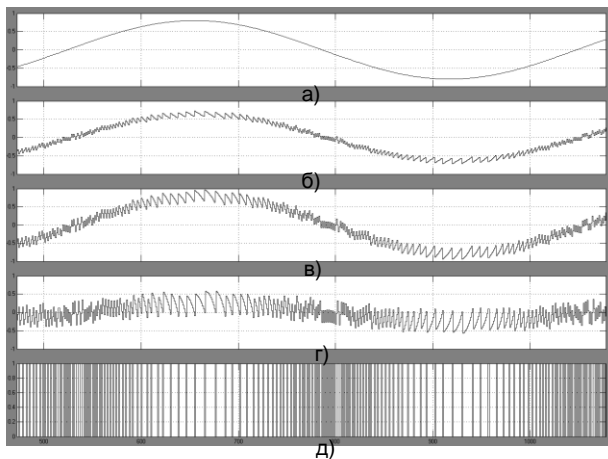


Рис. 3. Временная диаграмма СДМ 3-го порядка с вложенной архитектурой и одноразрядным квантователем: а) эквивалентный входной сигнал; б) выход первого интегратора; в) выход второго интегратора; г) выход третьего интегратора; д) выход с квантователя

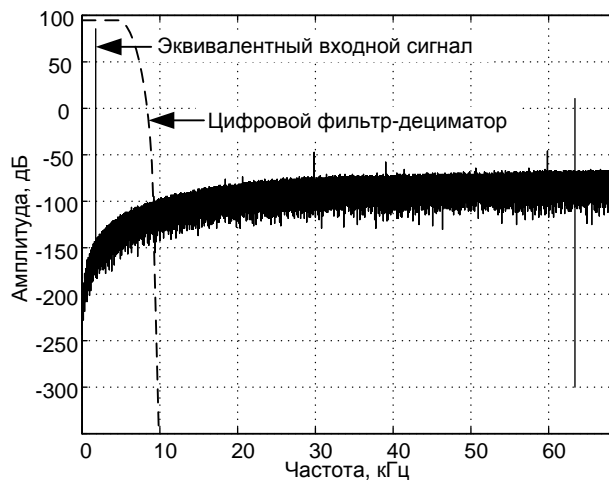


Рис. 4. Выходной спектр СДМ 3-го порядка с вложенной архитектурой и одноразрядным квантователем

IV. ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТР-ДЕЦИМАТОР

Одноразрядный квантователь в составе СДМ обеспечивает минимальную нелинейность сигма-дельта АЦП и простейшую архитектуру первого каскада цифрового фильтра-дециматора, работающего на наивысшей частоте, в результате чего фильтром потребляется потенциально наименьший ток [10]. При большом коэффициенте прореживания (больше 10) можно добиться существенного уменьшения объема вычислений при реализации прореживания в несколько ступеней.

Для реализации прореживания в $D=1024$ раза по аналогии с алгоритмом быстрого преобразования Фурье по основанию 2 с прореживанием по частоте [11] воспользуемся коэффициентами прореживания $D1, D2$. При этом $D = D1 \cdot D2$, коэффициенты $D1, D2$ могут различаться, оптимальный рассчитаем по формуле:

$$D1_{opt} = 2D \frac{1 - \sqrt{\frac{DF}{2-F}}}{2 - F(D+1)} \quad (5)$$

в нашем случае F (ширина переходной полосы ($F_{stop-Fpass}/F_{stop}$) равна 0,5 [12]. $D1_{opt} \approx 70$, откуда $D1=64$. По результатам экспериментов получаем структуру фильтра из 4 каскадов, схема которого показана на рис. 5.

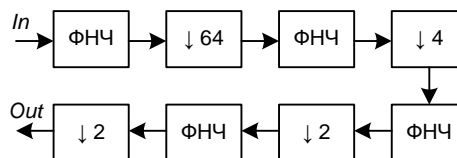


Рис. 5. Структурная схема фильтра дециматора

Количество ответвлений фильтра, определяющего быстродействие, рассчитывается по формуле $T=k \cdot Fs/(F_{stop}-F_{pass})$, где Fs – частота дискретизации, k – коэффициент передискретизации. Таким образом, при $k=3$ для фильтра с одним каскадом имеем $T=3 \cdot 1024/(0,25)=12888$. Для трех каскадов получаем $T=478$. Данный метод дает выигрыш в 25 раз (12888/478) по числу ответвлений (по задержке сигнала), но такой фильтр будет занимать большую площадь, требуется дальнейшее усовершенствование полученных фильтров. АЧХ разработанного фильтра представлена на рис. 6.

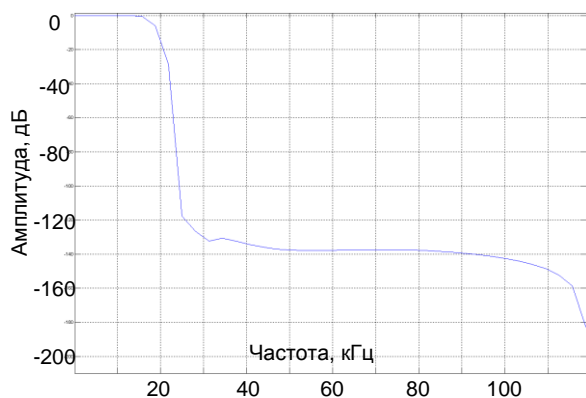


Рис. 6. АЧХ фильтра дециматора

V. РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

Увеличение динамического диапазона, линейности и пропускной способности с применением СДМ для управления чувствительного элемента акселерометра требует совершенствования интерфейсных схем обработки сигналов. Для обеспечения низкого уровня шума АЦП и малого энергопотребления бывает недостаточно использовать схемы интегратора на переключающихся конденсаторах. Его замена на постоянно меняющиеся ёмкости чувствительного элемента акселерометра требует точной настройки параметров модели СДМ и позволяет нивелировать влияние паразитных ёмкостей чувствительного элемента в интеграторе без задержек. Выбранные значения коэффициентов обеспечивают стабильную работу СДМ вплоть до 5 % разброса значений второго и третьего полюсов и 15 % для первого полюса.

Изменение параметров ёмкости в составе чувствительного элемента определяет конечную величину коэффициента передачи СДМ. Последующая децимация способна уменьшить уровень внутриполосного шума АЦП. По сравнению с классическим КИХ фильтром предложенный фильтр-дециматор имеет выигрыш по быстродействию в 25 раз, но занимает большую площадь.

БЛАГОДАРНОСТИ

Автор выражает благодарность профессору кафедры микроэлектроники НИУ МИЭТ, д.т.н.

Адамову Юрию Фёдоровичу и доценту кафедры микроэлектроники НИУ МИЭТ, к.т.н. Шалимову Андрею Сергеевичу за информационную помощь и поддержку.

ПОДДЕРЖКА

Работа выполнена при финансовой поддержке по договору № 14.У30.14.5369-МК.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Белоусов Е.О., Тимошенко А.Г. Метод расширения полосы пропускания усилителей с переменным коэффициентом усиления // Известия высших учебных заведений. Электроника. 2013. № 4. С. 24–27.
- [2] Y. Dong, M. Kraft, C. Gollasch, and W. Redman-White. A high-performance accelerometer with a fifth-order sigma-delta modulator // J. Micromech. Microeng. 2005. Vol. 15. № 7. P. 22–29.
- [3] Liu Yuntao, Liu Xiaowei, Chen Weiping, Wu Qun. Design and noise analysis of a sigma-delta capacitive micromachined accelerometer // Journal of Semiconductors. 2010. V. 31. № 5. P. 055006-1–055006-6.
- [4] De Bock M., Woestyn P., Raman J., De Baets P., Rombouts P. A virtually floating dual-mass accelerometer // Sensors and Actuators A-Physical. 2013. V. 194. P. 140–148.
- [5] Kulah H., Chae J., Yazdi N., Najafi K. Noise analysis and characterization of a sigma-delta capacitive microaccelerometer // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2006. V. 41. № 2. P. 352–361.
- [6] Amini B.V., Abdolvand R., Ayazi F. A 4.5-mW closed-loop micro-gravity CMOS SOI accelerometer // IEEE J. Solid-State Circuits. 2006. V. 41. № 12. P. 2983–2991.
- [7] Timoshenko A.G., Krouglov Yu.V., Barinov V.V. The Advanced Boost Circuit for MOS Analog Switch // Proceedings on IEEE ICCSC. 2008. P. 568–571.
- [8] Malcovati P., Brigati S., Francesconi F., Maloberti F., Cusitano P., Baschirotto A. Behavioural Modeling of Switched-Capacitor Sigma-Delta Modulators // IEEE Trans. on Circuits and Systems-I. 2003. № 3. P. 352–364.
- [9] Самонов А.А. Проектирование универсального аналогового ядра сигма-дельта АЦП звукового диапазона // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем - 2005. Сборник научных трудов / под общ. ред. академика А.Л.Стемпковского. М.:ИППМ РАН, 2005. С. 366-373.
- [10] Лесников В.А., Наумович Т.В., Частиков А.В. Новый подход к проектированию рекурсивных цифровых фильтров // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2010. Сборник трудов / под общ. ред. академика А.Л. Стемпковского. М.:ИППМ РАН, 2010. С. 466-471.
- [11] Л. Рабинер, Б. Гоулд Теория и применение цифровой обработки сигналов (Перевод с английского А.Л. Зайцева, Э.Г. Назаренко, Н.Н. Тетейкина) / Под ред. Ю.М. Александрова. М.: Мир, 1978. 848 с.
- [12] Каплун Д.И., Канатов И.И., Миненков Д.В. Использование нерекурсивных цифровых фильтров без умножений в задачах понижения частоты // Современные проблемы науки и образования. 2013. № 1; URL: www.science-education.ru/107-8248 (дата обращения: 29.05.2014).