

УДК 621.002

Е.С. Синютин

**ВЫБОР КРИТЕРИЕВ МИНИМИЗАЦИИ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ
И СНИЖЕНИЯ ШУМОВ В АНАЛОГОВОЙ ЧАСТИ МОБИЛЬНОГО
ПОЛИГРАФИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА**

В данной статье рассматривается проблема выбора критериев для снижения потребляемой мощности аналоговой части полиграфического комплекса. Рассмотрено влияние шумов и связь с разрядностью АЦП. Приведен пример аналогового фильтра и показаны пути снижения порядка фильтра.

Полиграф; мобильность; операционный усилитель; фильтр; аналоговый канал; АЦП.

E.S. Siniutin

**CRITERIA SELECTION FOR MINIMIZING CURRENT CONSUMPTION
AND NOISE IN ANALOGUE PART OF MOBILE POLIGRAPH**

This article describes the problem of criteria selection for lowering current consumption of polygraph analogue part. Noise influence and its connection with ADC resolution is covered. An example of analogue filter and methods of lowering filter order are shown.

Poligraph; mobility; operational amplifier; filter; analogue channel; ADC.

Одним из основных требований, предъявляемых к современным мобильным полиграфическим комплексам является низкое энергопотребление. Кроме того, существует тенденция к качественному снижению шумов по аналоговым каналам полиграфов [1]. Универсализация каналов (в идеале, полиграф должен иметь абсолютно одинаковые аналоговые блоки для нескольких типов сигналов) приводит к тому, что канал должен иметь наилучшие показатели по шумам, изменяемые коэффициенты масштабных усилителей и, кроме того, наименьшую потребляемую мощность.

Первый критерий, который необходимо учитывать при разработке аналоговых каналов – разрядность АЦП. Этот параметр дает представление о цене деления одного кванта АЦП, например для 12-разрядов АЦП и 5 В размаха сигнала имеем [3]:

$$S_k = N_{АЦП} / V = 4096 / 5000 = 1,22 \text{ мВ.}$$

Очевидно, что теперь при выборе операционных усилителей (ОУ) и инструментальных усилителей, необходимо руководствоваться этим числом, так как р-р-шум должен быть меньше минимального значения сигнала. Однако в суммарном р-р-шуме участвуют еще и преобразователи питания. Рассмотрим несколько ОУ (табл. 1).

Таблица 1

Параметры ОУ

	Наименование	р-р шум	Тип питания	Потребляемая мощность на 1 ОУ в корпусе
1	AD8554	1 мкВ	Однополярное от 2,7 до 5,0 В	1 мВт
2	AD8609	2,3 мкВ	Однополярное от 1,8 В до 5,0 В	25 мкВт
3	AD8674	77 нВ	Двуполярное от +/- 5 В до +/- 15В	до 90 мВт

Из этих параметров видно, что для 12-битного АЦП подходят практически все ОУ и линейные стабилизаторы. Но в настоящее время к оцифрованным сигналам все чаще предъявляют требования по увеличению разрешения, а это достигается путем увеличения разрядности АЦП. В табл. 2 приводятся значения разрядности АЦП и соответствующая цена деления одного кванта.

Таблица 2

Соответствия разрядности АЦП и цены деления кванта

Разрядность, бит	8	12	16	18	24
Цена деления	19,53 мВ	1,22 мВ	0,08 мВ	0,02 мВ	0,0003 мВ

Нетрудно заметить, что для 24-разрядного АЦП операционный усилитель AD8609 по шуму практически приблизился к цене одного кванта. Из-за этого при работе устройства возможна нестабильность нескольких разрядов АЦП.

Повышение разрядности АЦП также ведет к повышению порядка аналогового фильтра (для АЦП последовательного приближения), это увеличивает число ОУ, используемых в фильтре. Вторым критерием при разработке будет порядок аналогового фильтра. Рассмотрим пример расчета такого фильтра.

Существует ряд требований, предъявляемых к фильтрам:

1 – допустимое искажение, вносимое фильтром в сигнал, не должно превышать 5 %;

2 – неравномерность в полосе пропускания не должна превышать 5 дБ;

3 – для всех ФНЧ затухание сигнала на частоте дискретизации должно определяться выражением:

$$|K(f)| = -20 \cdot n \cdot \log 2,$$

где $|K(f)|$ – модуль коэффициента передачи, n – количество разрядов АЦП.

Например, для разрядности АЦП 12 бит затухание на частоте дискретизации будет равно [4]:

$$-20 \cdot 12 \cdot \log 2 = -20 \cdot 12 \cdot 0,3 = -72,3 \text{ дБ}.$$

Для сигнала с датчиков ЭКГ максимально значимая частота, как правило, составляет 25 Гц – верхняя граница низкочастотного бета-диапазона. Для выделения этой частоты в случае незначительных помех применяют ФНЧ с частотой среза 75 Гц. Минимально значимая частота интересующего нас сигнала равна 1 Гц. В случае незначительных помех используется частота среза ФВЧ, равная 0,05 Гц.

Наиболее крутой спад АЧХ в полосе заграждения имеют фильтры Чебышева. Однако они обладают неравномерностью в полосе пропускания. Величина этой неравномерности ограничена требованием. Требования к искажению сигнала будут удовлетворены для этого фильтра, так как он обеспечивает неравномерность 0,5 дБ в полосе пропускания сигнала.

Произведем расчет активного фильтра нижних частот Чебышева второго порядка с неравномерностью 0,5 дБ. Для реализации фильтра воспользуемся схемой с положительной обратной связью (фильтр Салена-Кью), которая приведена на рис. 1.

АЧХ активного ФНЧ Чебышева 2-го порядка, построенная с помощью пакета схемотехнического моделирования Micro-Cap 6.2.6, представлена на рис. 2.

Неравномерность в полосе пропускания составляет 90,25 мВ, при амплитуде линейного участка в полосе пропускания 1,82 В. Переведем неравномерность в дБ:

$$(20 \log(1,82 + 0,09025) - 20 \log(1,82)) \text{ дБ} = 5,62 \text{ дБ} - 5,2 \text{ дБ} = 0,42 \text{ дБ}.$$

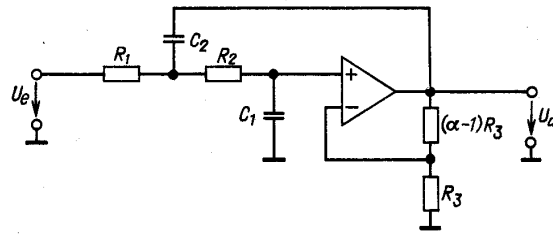


Рис. 1. Функциональная схема активного фильтра низких частот Чебышева 2-го порядка

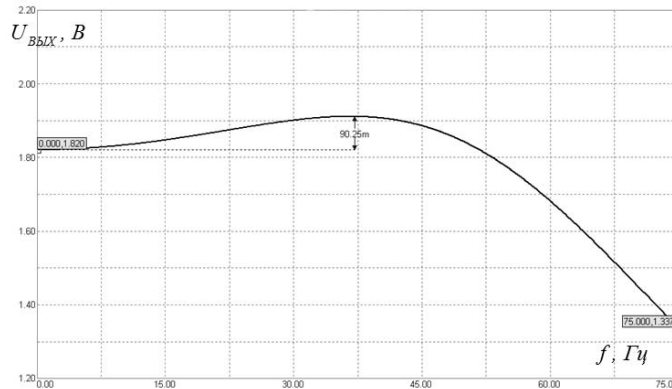


Рис. 2. АЧХ активного ФНЧ Чебышева 2-го порядка

Это удовлетворяет требованию к неравномерности в полосе пропускания фильтра: $0,42 \text{ дБ} < 0,5 \text{ дБ}$. Проверим затухание на частоте дискретизации 500 Гц (рис. 3).

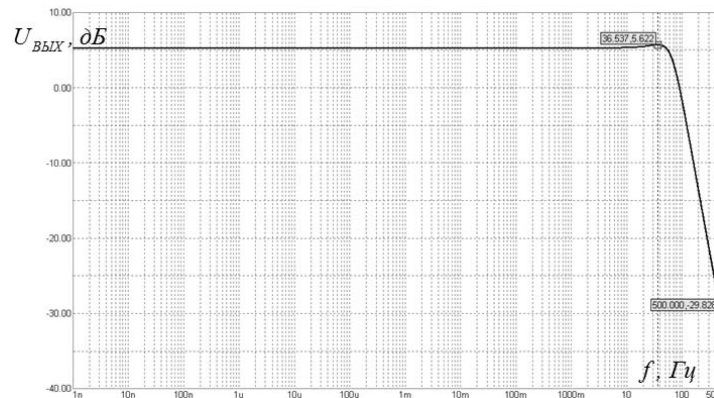


Рис. 3. АЧХ активного ФНЧ Чебышева 2-го порядка на частоте дискретизации 500 Гц

Затухание на частоте дискретизации составляет $-29,828 \text{ дБ}$, что не соответствует требованию: $-29,828 \text{ дБ} > -72,3 \text{ дБ}$.

Существует два способа удовлетворить требованию по затуханию сигнала [3]:

- 1) увеличить частоту дискретизации;
- 2) увеличить порядок фильтра.

Применим фильтр Чебышева 4-го порядка, состоящий из двух звеньев второго порядка. Для получения фильтра четвертого порядка соединим последовательно два звена второго порядка, рассчитанного выше.

Неравномерность в полосе пропускания составляет 0,489 дБ, при амплитуде линейного участка в полосе пропускания 10,402 дБ. Это удовлетворяет требованию по неравномерности. Проверим затухание на частоте дискретизации 500 Гц.

Затухание на частоте дискретизации составляет – 59,656 дБ, что опять соответствует требованию: – 59,656 дБ > – 72,3 дБ. Расчет показывает, что для достижения требуемого подавления на частоте дискретизации необходим фильтр как минимум 6-го порядка. Для АЦП с разрядностью 16 потребуется фильтр уже 8-го порядка!

Все выше сказанное относится к АЦП последовательного приближения, для сигма-дельта АЦП достаточно фильтра 1-го, максимум 2-го порядка. Это связано с тем, что частота дискретизации для сигма-дельта АЦП лежит в области 200-400 кГц [3].

Для построения системы с АЦП последовательного приближения и разумным порядком фильтра необходимо увеличить частоту дискретизации, это и будет третьим критерием при разработке.

Проверим затухание на частоте дискретизации 1000 Гц в случае применения ФНЧ 4-го порядка (рис. 4).

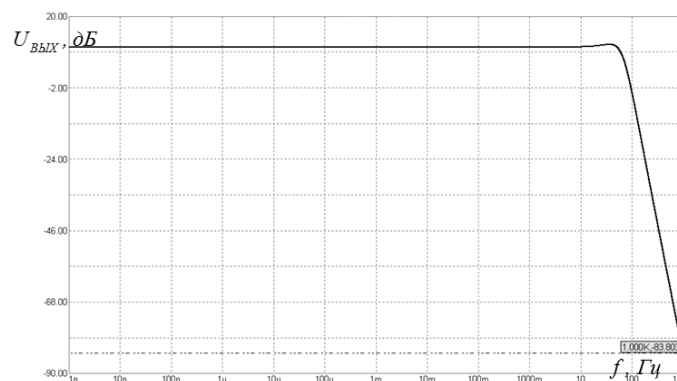


Рис. 4. АЧХ активного ФНЧ Чебышева 4-го порядка на частоте дискретизации 1 кГц

Затухание на частоте дискретизации составляет – 83,803 дБ, что соответствует требованию: – 83,803 дБ < – 72,3 дБ.

Таким образом, можно сократить количество ОУ в фильтре каждого канала до 2-х, но в этом случае придется делать оцифровку сигнала с частотой более чем в 10 раз большей, чем верхняя граница полосы (для ЭКГ 1 кГц частота оцифровки против 75 Гц верхней границы полосы). Сокращая потребление аналоговой части, мы увеличиваем потребление АЦП и микроконтроллера. Но с помощью понижения порядков аналоговых фильтров можно также добиться значительно большей стабильности характеристик фильтров, так как самыми нестабильными по характеристикам являются конденсаторы.

При проектировании аналоговой части полиграфического комплекса необходимо в первую очередь задаваться критерием требуемой разрядности АЦП. Это даст необходимые данные для расчетов требуемого порядка фильтра и модели ОУ. Основываясь на данных о порядке фильтров и типах ОУ, разработчик выберет один из путей – минимизации потребления и нестабильности характеристик аналоговой части или минимизации нагрузки на вычислительное ядро системы. Исходя из разрядности АЦП, также можно выбрать тип источника питания и его шумовые характеристики.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Новые методы электрокардиографии / Под ред. С.В.Грачева, Г.Г.Иванова, А.Л. Сыркина. Москва: Техносфера, 2007. – 552 с.
2. Кулаичев А.П. Компьютерная электрофизиология и функциональная диагностика: Учеб. пособие. 4-е издание., перераб. и доп. – М.: ФОРУМ:ИНФРА-М, 2007. – 640 с.
3. Analog-Digital Conversion, Walt Kester, March 2004. Analog Devices , Inc.
4. Op amp applications, Walter G. Jung, 2002. Analog Devices , Inc.

Синютин Евгений Сергеевич

Технологический институт федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: kafmps@ttpark.ru.

347900, г. Таганрог, ул. Петровская, 81.

Тел.: 88634328052; 88634325825.

Siniutin Evgeniy Sergeevich

Taganrog Institute of Technological – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education «Southern Federal University».

E-mail: kafmps@ttpark.ru.

81, Petrovskay street, Taganrog, 347900, Russia.

Phone: +78634328052; +78634325825.

УДК 519.6: 681.3

Я.Е. Ромм, В.В. Забеглов

**О ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ФОРМЕ ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
ФУРЬЕ**

Изложена схема параллельного выполнения дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Схема включает вычисление базиса ДПФ на основе кусочно-полиномиальной аппроксимации функций с помощью интерполяционного полинома Ньютона. При произвольно заданной априори границе погрешности временная сложность вычисления базиса составляет $O(1)$. Параллельное выполнение ДПФ, включая вычисление базиса, оценивается временной сложностью $O(\log_2 N)$.

Дискретное преобразование Фурье.

Y.E. Romm, V.V. Zabeglov

ON THE PARALLEL FORM OF DISCRETE FOURIER TRANSFORM

The article outlines the scheme of parallel performance of Discrete Fourier Transform (DFT). The scheme includes calculation of DFT base founded on piecewise polynomial approximation of functions by means of Newton interpolated polynomial. In case of a priori arbitrarily set bound of error, time complexity of the calculation constitutes $O(1)$. Parallel performance of DFT, including base calculation, is estimated as having time complexity $O(\log_2 N)$.

Discrete Fourier Transform.

Постановка вопроса. При реализации основных алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС) необходимо вычислять элементарные функции, составляющие базис ортогонального разложения. Для дискретного преобразования Фурье (ДПФ) базис составляют тригонометрические функции. Сложность и точность их вычисления в значительной мере влияют на быстродействие и точность ЦОС, поэтому к их вычислению предъявляются требования одновременно высокого бы-