

УДК 616.12-073.97-71

Адаптивная фильтрация сетевой помехи 50 Гц в системах регистрации электрокардиограмм

А.А. Гонтаренко, В.П. Корнев, канд. техн. наук

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»,
ул. Политехническая, 16, корпус 12, г. Киев, 03056, Украина.

Рассматривается адаптивный алгоритм подавления одночастотной помехи, основанный на алгоритме наименьших квадратов. Проводится анализ возможности его применения для фильтрации сетевой помехи 50 Гц при обработке электрокардиографических сигналов (ЭКС). Производится сравнения алгоритма с классическими цифровыми фильтрами. Моделирование проводится в системе MATLAB. Полученные результаты подтверждают возможность использования рассматриваемого алгоритма для предварительной обработки ЭКС. Библ. 4, рис. 5.

Ключевые слова: ЭКГ, электрокардиографический сигнал, цифровая обработка сигналов, адаптивная фильтрация, алгоритм наименьших квадратов, сетевая помеха 50 Гц.

Введение

Известно, что сетевая помеха 50 (60) Гц является основной проблемой при регистрации электрокардиограмм, так как лежит в полосе частот электрокардиографического сигнала и может иметь амплитуду, значительно превышающую амплитуду полезного сигнала [1]. Основной метод устранения этой помехи при регистрации электрокардиограмм основан на ее основном свойстве – синфазности. Это позволяет достаточно легко устранять ее путем применения дифференциальных усилителей подключенных между соответствующими парами электродов. Но такой подход дает возможность регистрации только разностных электрокардиографических отведений, что ограничивает область применения такого устройства. Кроме то

го, в виду различного затухания помехи в различных отводящих электродах синфазная составляющая может частично становиться дифференциальной [1].

Таким образом, для унификации схемотехнических решений в различных видах электрокардиографов большая часть предварительной обработки сигналов должна производиться с помощью вычислительных средств электрокардиографа в цифровом виде. Поэтому анализ алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС) для устранения сетевой помехи является актуальной задачей.

На сегодняшний день активно развиваются адаптивные алгоритмы ЦОС, имеющие преимущество перед классическими цифровыми фильтрами, несмотря на большее потребление вычислительной мощности. Кроме того, существует ряд адаптивных алгоритмов предназначенных для решения узких задач и обладающих при этом хорошими характеристиками и высокой производительностью [2]. Одним из таких алгоритмов является адаптивный алгоритм подавления одночастотной помехи с двумя весовыми коэффициентами [3]. В рамках данной статьи рассматривается возможность применения данного алгоритма для предварительной обработки электрокардиографических сигналов и его реализации на основе маломощных вычислительных средств. Также осуществляется сравнительный анализ данного алгоритма с классическими цифровыми фильтрами.

1. Математическая модель алгоритма

В соответствии с [3] блок-схема реализуемого адаптивного алгоритма фильтрации имеет следующий вид (рис. 1).

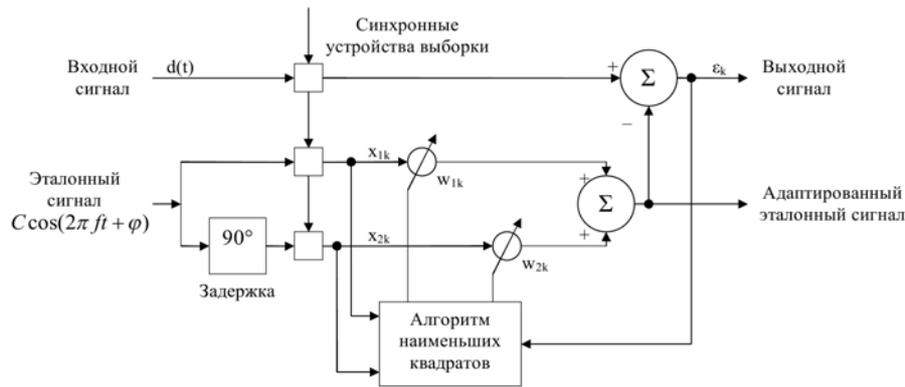


Рис. 1. Блок-схема алгоритма адаптивного подавления одночастотной помехи с двумя весовыми коэффициентами

На вход устройства, реализующего приведенный алгоритм, подается целевой (входной) и эталонный сигналы. Эталонный сигнал является сигналом предполагаемой помехи, которую необходимо отфильтровать из целевого сигнала. Эталонный сигнал пропускается через задержку для формирования его копии, сдвинутой по фазе на 90 градусов. Сформированные таким образом эталонные сигналы масштабируются соответствующими весовыми коэффициентами w_1 и w_2 . Затем их сумма вычитается из целевого сигнала для формирования выходного. При этом алгоритм наименьших квадратов производит подстройку весовых коэффициентов на основе эталонных и выходного сигналов.

В общем виде основная идея алгоритма сводится к адаптации весовых коэффициентов таким образом, чтобы получить эталонный сигнал с такой же амплитудой и фазой, как и помеха во входном сигнале, что позволит путем обычного вычитания устранить эту помеху.

Эталонный сигнал, подаваемый на вход устройства, может быть сгенерирован искусственно или получен от самого источника помехи, что позволяет более точно производить фильтрацию при изменении частоты помехи.

В виде математической модели алгоритм сводится к следующему итерационному процессу:

Выражение для выходного сигнала фильтра:

$$\varepsilon_k = d_k - (w_{1k} \cdot x_{1k} + w_{2k} \cdot x_{2k}), \quad (1)$$

где k - номер отсчета, w_{1k} и w_{2k} - весовые коэффициенты по текущему отсчету, x_{1k} - величина эталонного сигнала по текущему отсчету, x_{2k} - величина эталонного сигнала задержанного на 90 градусов по текущему отсчету, ε_k -

величина выходного сигнала по текущему отсчету, d_k - величина входного сигнала в данный момент времени.

Выражения для весовых коэффициентов фильтра:

$$w_{1(k+1)} = w_{1k} + 2 \cdot \mu \cdot \varepsilon_k \cdot x_{1k} \quad (2)$$

$$w_{2(k+1)} = w_{2k} + 2 \cdot \mu \cdot \varepsilon_k \cdot x_{2k}, \quad (3)$$

где $w_{1(k+1)}$ и $w_{2(k+1)}$ - весовые коэффициенты по следующему отсчету, μ - коэффициент, определяющий глубину адаптации фильтра.

Выражения для эталонного сигнала могут иметь следующий вид:

$$x_{1k} = C \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t_k + \varphi_0) \quad (4)$$

$$x_{2k} = C \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t_k + \varphi_0), \quad (5)$$

где t_k - момент времени по текущему отсчету, f_c - частота помехи, φ_0 - фаза помехи (обычно принимается равной нулю), C - амплитуда помехи.

Параметры C и μ влияют на глубину адаптации фильтра и определяют ширину полосы подавления фильтра при заданной частоте дискретизации F_s [3]:

$$\Delta f = \frac{\mu C^2}{\pi} F_s \quad (6)$$

Несмотря на то, что теоретически ширину полосы пропускания можно задавать обоими коэффициентами C и μ , на практике коэффициент C определяется разрядностью генератора эталонного сигнала:

$$C = 2^{n-1} - 1, \quad (7)$$

где n - разрядность генератора эталонного сигнала.

Из приведенных формул видно, что на вычисления значения выходного сигнала на каждый отсчет затрачивается 6 операций умножения (в формулах (2) и (3) умножения на 2 не учитывается) и 4 операции сложения. При этом эталонные сигналы по формулам (4) и (5) рассчитываются заранее и сохраняются в памяти устройства регистрации ЭКГ.

Таким образом, приведенный алгоритм по производительности примерно соответствуют фильтру 6 порядка с конечной импульсной характеристикой (КИХ), который, как будет показано дальше, не может обеспечить необходимую ширину полосы подавления при реализации на его основе подобного устройства подавления сетевой помехи.

2. Моделирование алгоритма в системе MATLAB

В виду того, что приведенный алгоритм не является линейным фильтром, для построения его частотных характеристик нельзя использовать подходы, применяемые для линейных фильтров (преобразования Фурье над импульсной характеристикой). Поэтому необходимо составить специальный тестовый сигнал, который будет включать гармонические составляющие такого набора частот, чтобы в результате преобразования Фурье на заданном участке сигнала при данной частоте дискретизации был получен сплошной спектр с одинаковыми амплитудами по всем частотам. После обработки этого сигнала адаптивным алгоритмом подавления одночастотной помехи будет получен сигнал, амплитудный и фазовый спектры которого будут соответствовать амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) и фазо-частотной характе-

ристике (ФЧХ) самого алгоритма. Кроме того, так как алгоритм является адаптивным и «выходит на режим» через некоторое время после запуска, для построения спектров выходного сигнала используется только вторая половина этого сигнала, а определение частотных составляющих исходного сигнала проводится с учетом этой особенности.

Таким образом, если принять время тестового сигнала равное $2 \cdot T$, а частоту дискретизации F_s , получим следующее выражения для тестового сигнала:

$$S_t = \sum_{k=0}^{\frac{F_s \cdot T}{2}} \sin(2 \cdot \pi \cdot \frac{k}{T} \cdot t), \quad (8)$$

где $t = 0, \frac{1}{F_s}, \frac{2}{F_s}, \dots, 2 \cdot T$.

На основе составленного сигнала и математической модели исследуемого алгоритма в системе MATLAB была составлена программа для построения АЧХ, ФЧХ и групповой задержки адаптивного алгоритма подавления одночастотной помехи. Для проведения моделирования программа была настроена следующим образом:

- 1) частота дискретизации $F_s = 1000$ Гц;
- 2) время моделирования $T = 1$ сек;
- 3) частота подавления алгоритма $f_c = 50$ Гц;
- 4) амплитуда эталонного сигнала $C = 1$;
- 5) глубина адаптации алгоритма $\mu = \frac{2\pi}{F_s}$

На рис. 2 слева направо приведены графики АЧХ, ФЧХ и групповой задержки, полученные в результате проведенного моделирования адаптивного алгоритма.

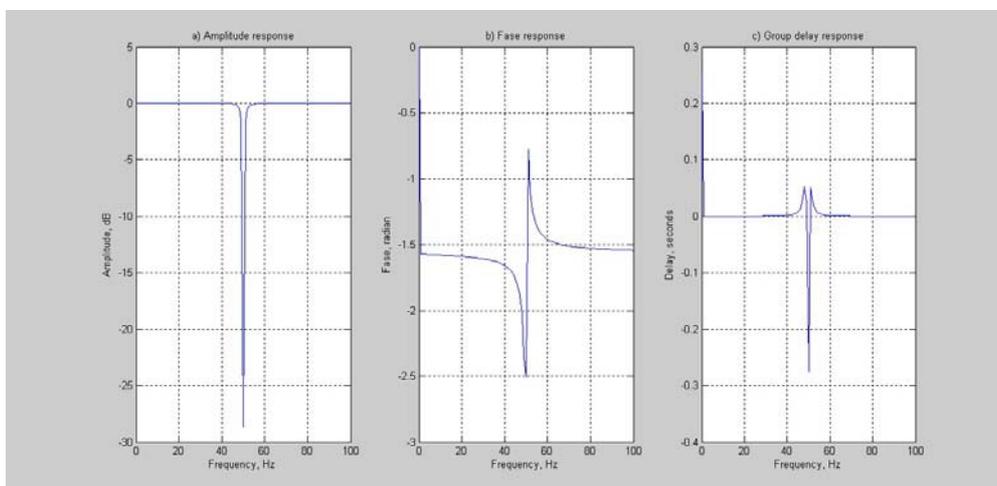


Рис. 2. АЧХ, ФЧХ и групповая задержка (слева направо) алгоритма подавления одночастотной помехи с двумя весовыми коэффициентами

Из приведенных зависимостей видно, что фильтр на основе исследуемого алгоритма имеет достаточно узкую полосу подавления и незначительные изменения фазы и групповой задержки в районе частоты подавления, что не должно привести к возникновению нежелательных искажений в выходном сигнале фильтра. Также стоит отметить уровень подавления помехи, который составляет более 20 dB в полосе шириной в один герц, что обеспечит достаточный уровень подавления сетевой помехи даже в случае отклонения ее частоты от номинала в пределах допуска ($\pm 0,4$ Гц в соответствии с ГОСТ 13109-97).

Выброс большой амплитуды на графике групповой задержки связан с разрывом функции ФЧХ на частоте, на которую настроен фильтр, и не является информативным, так как в данной точке групповая задержка является неопределенной.

Для проведения анализа во временной области из базы физиологических сигналов physionet.org был взят реальный ЭКГ сигнал без посторонних шумов (рис. 3. а). Для имитации сетевой помехи на него был наложен гармонический сигнал частотой 50 Гц (рис. 3. б). Затем полученный сигнал был отфильтрован составленной моделью адаптивного алгоритма (рис. 3. в) и определена разность отфильтрованного сигнала и исходного сигнала без шумов (рис. 3. г).

На графиках хорошо видно процесс адаптации фильтра и вызываемые им искажения в местах наибольшей крутизны ЭКГ сигнала, что

связано с близостью частот полезных составляющих входного сигнала и сетевой помехи 50 Гц. Выявленные искажения являются незначительными и практически не влияют на амплитуды и временные интервалы между структурными элементами электрокардиограммы, что подтверждает возможность применения данного адаптивного алгоритма для фильтрации электрокардиографических сигналов.

3. Сравнение с классическими цифровыми фильтрами

Для сравнения с классическими цифровыми фильтрами в системе MATLAB также было проведено моделирование для фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) с теми же тестовыми сигналами, что и для исследуемого адаптивного алгоритма. Параметры фильтров были подобраны таким образом, чтобы форма их АЧХ были наиболее приближены к форме АЧХ, приведенной для адаптивного алгоритма.

В качестве КИХ фильтра был выбран цифровой фильтр с окном Кайзера, коэффициенты которого были рассчитаны с учетом следующих параметров:

- 1) частота дискретизации $F_s = 1000$ Гц;
- 2) время моделирования $T = 1$ сек;
- 3) нижняя частота среза $F_{c1} = 48$ Гц;
- 4) верхняя частота среза $F_{c2} = 52$ Гц;
- 5) порядок фильтра $n = 300$;
- 6) $\beta = 1$.

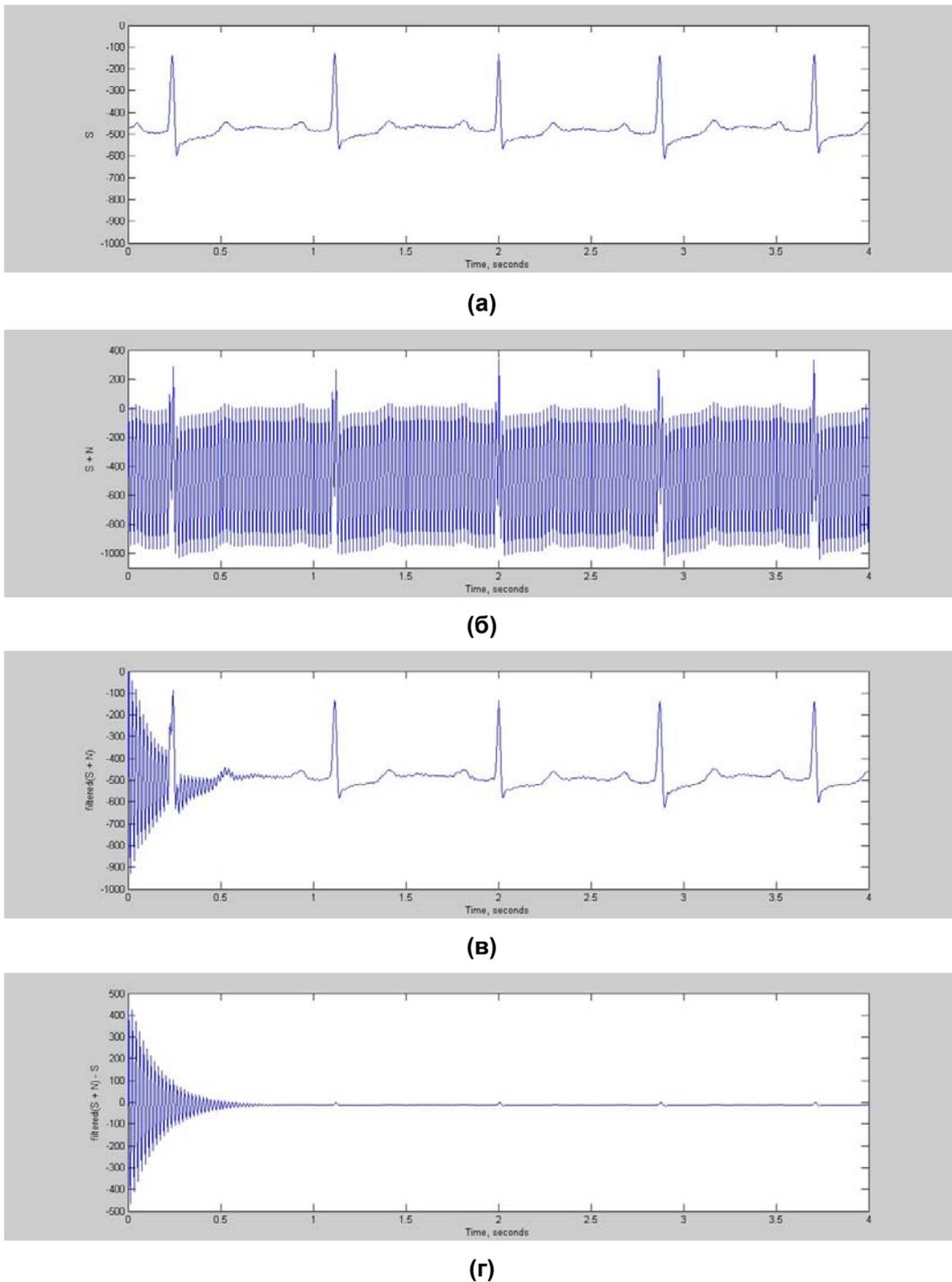


Рис. 3. Моделирование адаптивного фильтра во временной области: (а) – исходный ЭКС без шума, (б) – ЭКС с добавлением помехи 50 Гц, (в) – результат фильтрации сигнала (б) с помощью адаптивного алгоритма, (г) – разница между сигналами (г) и (а)

Результаты моделирования КИХ фильтра (рис. 4) показывают явную нецелесообразность его применения для фильтрации сетевой помехи в виду того, что на АЧХ имеются пульсации, а ее крутизна в районе частоты устраняемой помехи недостаточна для обеспечения малой ширины полосы подавления и достаточного уровня подавления в ней. Несмотря на линейность ФЧХ и постоянство групповой задержки

во всех исследуемой области, что является значительным преимуществом таких фильтров перед адаптивными и БИХ фильтрами, так как исключает возможность возникновения «временных» искажений, применение таких фильтров в рамках решения поставленной задачи затруднено в виду необходимости реализации такого фильтра с большим порядком.

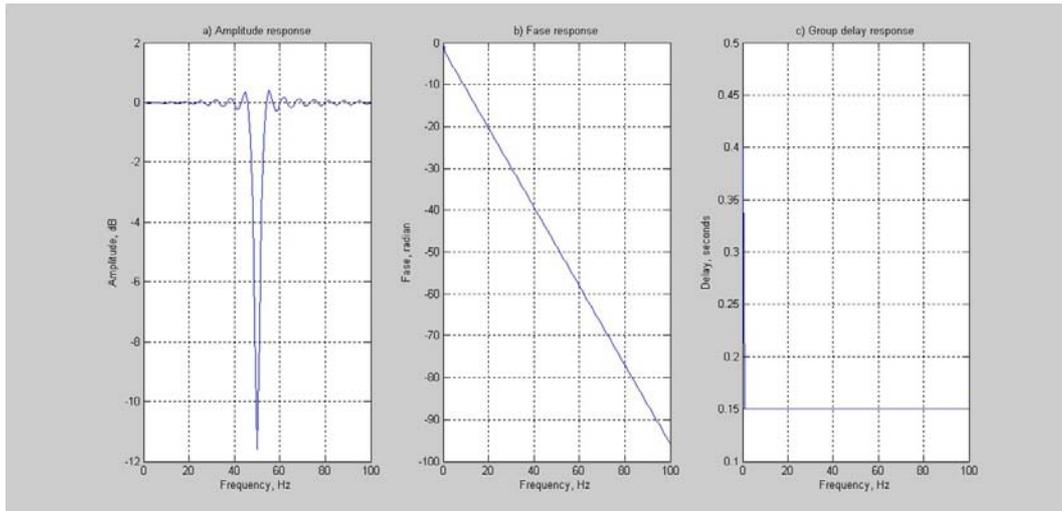


Рис. 4. АЧХ, ФЧХ и групповая задержка (слева направо) цифрового фильтра с окном Кайзера

В качестве БИХ фильтра был выбран цифровой фильтр Чебышева второго рода, так как такой фильтр обладает достаточной крутизной АЧХ и ее постоянством в области пропускания. Коэффициенты фильтра были рассчитаны с учетом следующих параметров:

- 1) частота дискретизации $F_s = 1000$ Гц;
- 2) время моделирования $T = 1$ сек;
- 3) нижняя частота среза $F_{c1} = 48$ Гц;
- 4) верхняя частота среза $F_{c2} = 52$ Гц;
- 5) порядок фильтра $n = 10$;
- 6) уровень сигнала в полосе подавления $R = -20$ dB.

Полученные результаты моделирования БИХ фильтра (рис. 5) показывают некоторую приближенность его характеристик к характеристикам рассматриваемого адаптивного алгоритма. Но, несмотря на это, область нелинейности ФЧХ и групповой задержки лежит в значительно большем диапазоне частот, чем в случае с адаптивным алгоритмом. Кроме того, такой фильтр требует несколько больших вычислительных затрат и, в отличие от исследуемого адаптивного алгоритма, проявляет свойства самовозбуждения при уменьшении ширины полосы подавления.

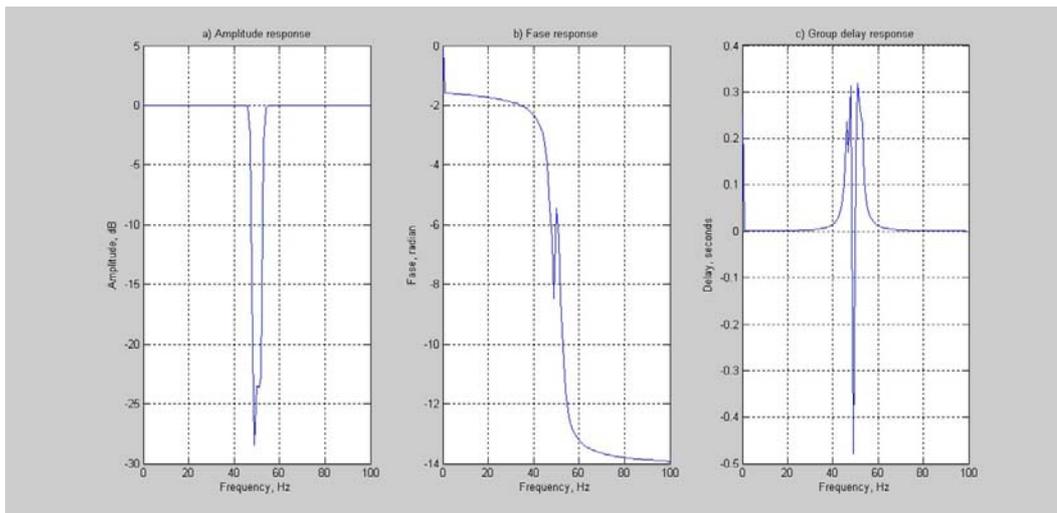


Рис. 5. АЧХ, ФЧХ и групповая задержка (слева направо) цифрового фильтра Чебышева II рода

Выводы

Результаты исследования в системе MATLAB адаптивного алгоритма подавления одночастотной помехи с двумя весовыми коэффициентами показывают, что он может эффективно применяться для подавления сетевой помехи 50 (60) Гц в системах регистрации ЭКГ без внесения негативных искажений полезного сигнала.

По сравнению с цифровыми КИХ фильтрами алгоритм значительно выигрывает по производительности, но проигрывает в линейности ФЧХ. По сравнению с цифровыми БИХ фильтрами алгоритм незначительно выигрывает по производительности, обладает более узкой полосой нелинейности ФЧХ, а также имеет большую стабильность при необходимости обеспечения узких полос подавления.

Низкие требования к вычислительной мощности и простота настройки алгоритма позволяют реализовывать его на основе маломощных вычислительных платформ, что существенно

увеличивает область применения данного алгоритма по сравнению с классическими цифровыми фильтрами.

Литература

1. *Корневский Н.А., Попечителев Е.П., Филист С.А.*, Проектирование электронной медицинской аппаратуры для диагностики и лечебных воздействий: Монография/Курская городская типография, Курск, 1999 г., 537 с.
2. *Айфичер, Эммануил С., Джервис, Барри У.*, Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004 г. – 992 с.: ил.
3. *Уидроу Б., Стирнз С.*, Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и Связь, 1989. – 440 с.: ил.
4. *Джиган В.*, «Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи», Современная электроника, №9, 2009 г.

УДК 616.12-073.97-71

Адаптивна фільтрація мережевої завади 50 Гц в системах реєстрації електрокардіограм

А.О. Гонтаренко, В.П. Корнєв, канд. техн. наук

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,
ул. Політехнічна, 16, корпус 12, г. Київ, 03056, Україна.

Розглядається адаптивний алгоритм придушення одно частотної завади, в основі якого лежить алгоритм найменших квадратів. Проводиться аналіз можливості його використання для фільтрації мережевої завади 50 Гц при обробці електрокардіографічних сигналів (ЕКС). Проводиться порівняння алгоритму з класичними цифровими фільтрами. Моделювання проводиться в системі MATLAB. Отриманні результати підтверджують можливість використання розглянутого алгоритму для попередньої обробки ЕКС. Бібл. 4, рис. 5.

Ключові слова: *ЕКГ, електрокардіографічний сигнал, цифрова обробка сигналів, адаптивна фільтрація, алгоритм найменших квадратів, мережева завада 50 Гц.*

UDC 616.12-073.97-71

Adaptive filtering of 50 Hz line noise in ECG systems

A.O. Hontarenko, V.P. Korniev Ph.D.

National Technical University of Ukraine «Kyiv Politechnical Institute»,
st. Polytechnique, 16, Kyiv, 03056, Ukraine.

In this paper a least mean square based adaptive algorithm for removing single frequency interference is analyzed. The possibility of using this algorithm to filtering 50 Hz line noise in the electrocardiographic signals (ECS) processing is checked. The comparison of the algorithm with classical digital filters is made. Modeling is carried out in the MATLAB. The results support the possibility to use considered algorithm for ECS preprocessing. References 4, figures 5.

Keywords: *ECG, electrocardiographic signal, digital signal processing, adaptive filtering, least mean square algorithm, 50 Hz line noise.*

References

1. *Korenevskii N.A., Popechytlev E.P., Filist S.A. (1999), "Design of electronic medical equipment for the diagnosis and treatment modalities: Monograph". Kursk city printing house, Kursk, P. 537. (Rus)*
2. *Ifeachor, Emmanuel C., Jervis, Barrie W. (2004), "Digital Signal Processing: A Practical Approach, Second edition. Translation from English". Publishing house "Williams". P. 992 : illustrated. (Rus)*
3. *Widrow B., Stearns S., (1989), "Adaptive Signal Processing: Translation from English". Radio i Svyaz, P. 440 p. illustrated. (Rus)*
4. *Djigan V. (2009), "Adaptive filters and their applications in electronics and communication", Sovremennaya Elektronika, No 9. (Rus)*

Поступила в редакцию 25 мая 2013 г.