

Разработка прецизионного измерителя потенциалов ЭЭГ для комплекса нейроинтерфейса

12, декабрь 2014

Андреев А. М., Гусев А. П.

УДК: 004.358

Россия, МГТУ им. Н.Э. Баумана

arkandreev@gmail.com

Введение

Системы интерфейсов человек-компьютер на основе распознавания паттернов сигнала электроэнцефалограммы (ЭЭГ) являются перспективным решением для сферы жизнеобеспечения и реабилитации людей с ограниченными двигательными способностями и параличами, связанными со спинально-мозговыми травмами [14], постинсультными состояниями [15] и другими заболеваниями центральной нервной системы (ЦНС) и периферийной нервной системы (ПНС). Не менее актуальным применением служит задача управления мехатронными (искусственными) конечностями при ампутациях.

Несмотря на большое количество исследований в данной области, интерфейсы человек-компьютер (ИЧК) мало приспособлены для контроля достаточно сложных систем в связи с несоответствием темпа распознавания команд (более 5 секунд [1,2]). Выполнение многих комплексных задач, например, подъем бутылки с водой при помощи искусственной конечности, требует бóльшую плотность информационного потока (команд/сек).

Примерами экспериментальных образцов ИЧК могут являться системы контроля умного дома [2], простые компьютерные игры, приложения для навигации в виртуальной реальности [1] и простые устройства управления курсором.

Для решения поставленных проблем разработано портативное устройство ИЧК на основе распознавания паттернов сигнала ЭЭГ (далее нейроинтерфейс).

Разработка нейроинтерфейса

Электроэнцефалограмма представляет собой результат измерения разности потенциалов между электродами, фиксируемой в момент прохождения импульса между нейронами. Простейшее состояние импульса называется потенциалом действия и образуется быстрым открытием ионных каналов Na^+ и K^+ в нейронной мембране. Отслеживание таких потенциалов действия во времени и показывает нам активность мозга.

Обращаясь к работам немецкого ученого Ганса Бергера, открывшего электроэнцефалографию, мы обнаружим, что различные электрические частоты (табл. 1) могут быть связаны с различными действиями и состояниями. Это доказано продолжительным наблюдением за людьми, выполняющими различные задачи.

Таблица 1. Типы мозговой активности

Тип волны	Границы частот (Гц)	Максимальная амплитуда (мкВ)	Описание
Гамма	> 31	2	Отражает механизмы сознания. Бета и гамма волны вместе ассоциируются с вниманием и реакцией.
Бета	12 – 30	7	Показывают состояние глубоких размышлений.
Альфа	7,5 – 12	4	Показывают расслабленное и умиротворенное состояние.
Тета	3,5 – 7,5	4	Отражают состояние сна, полудрема.
Дельта	0,5 – 3,5	5	Самые медленные волны, появляются только в состоянии сна.

Эмпирические исследования размещения сенсоров на поверхности головы, показывают, что головной мозг имеет деление на функциональные зоны, представленные на рис. 1.

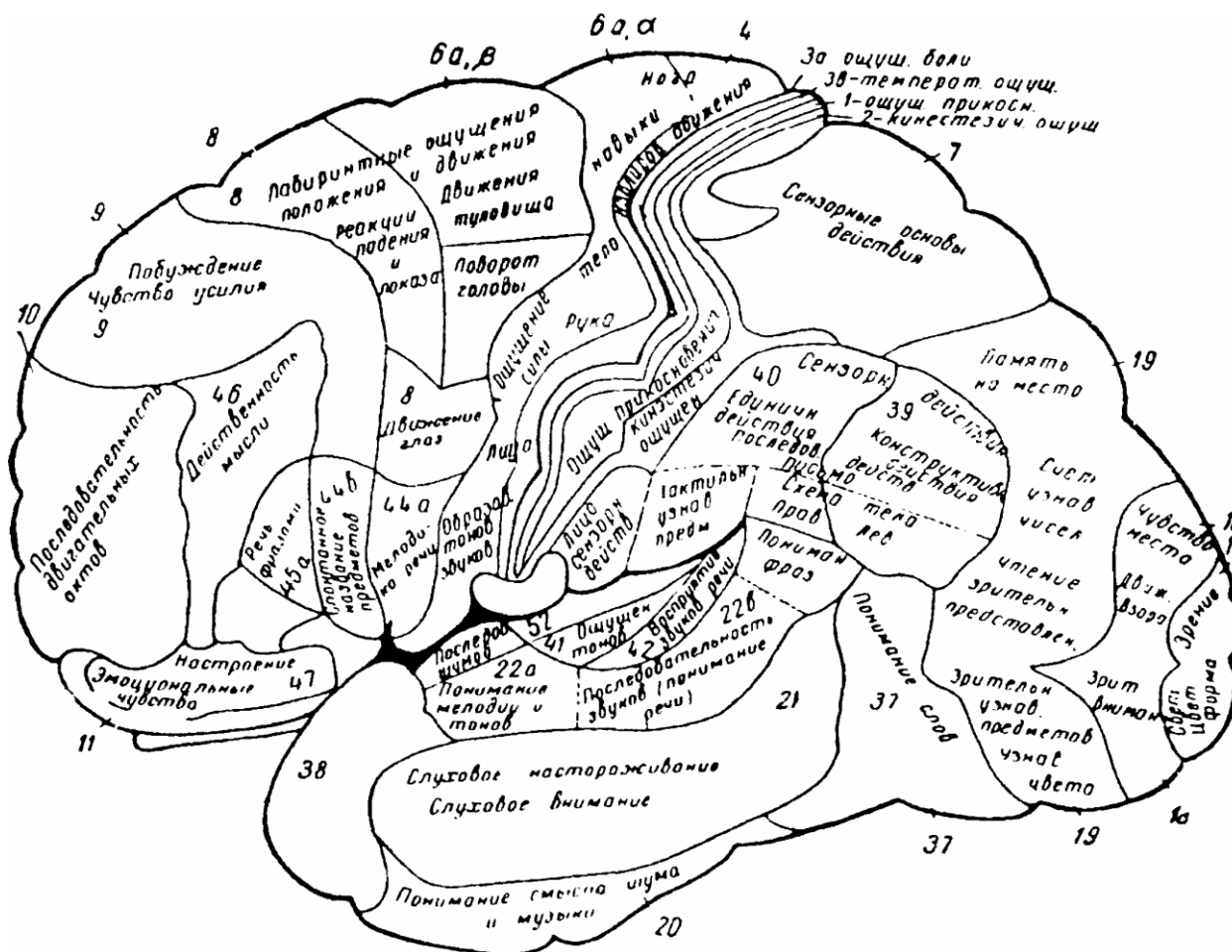


Рисунок 1. Высшие корковые функции человека [6].

Для съема исходного сигнала ЭЭГ, нам понадобится область №6 – отвечающая за моторику и намерения, и область №17 – отвечающая за зрительную активность. Будем использовать общепринятую систему расположения электродов для электроэнцефалографии «10-20 %». Для снятия сигналов используются точки Cz, Pz, P3, P4, O1, O2 (как измерительные), электрод A2 на правом ухе (как референтный) и электрод Fpz (для реализации «земли»). Таким образом, измеряя потенциалы действия в этих участках, мы можем получить информацию о реакции пользователя на визуальный стимул и его намерениях выполнить действие в качестве ответной реакции. При этом целенаправленные визуальные стимулы будут генерировать амплитудный пик, т.н. вызванный потенциал (рис. 2).

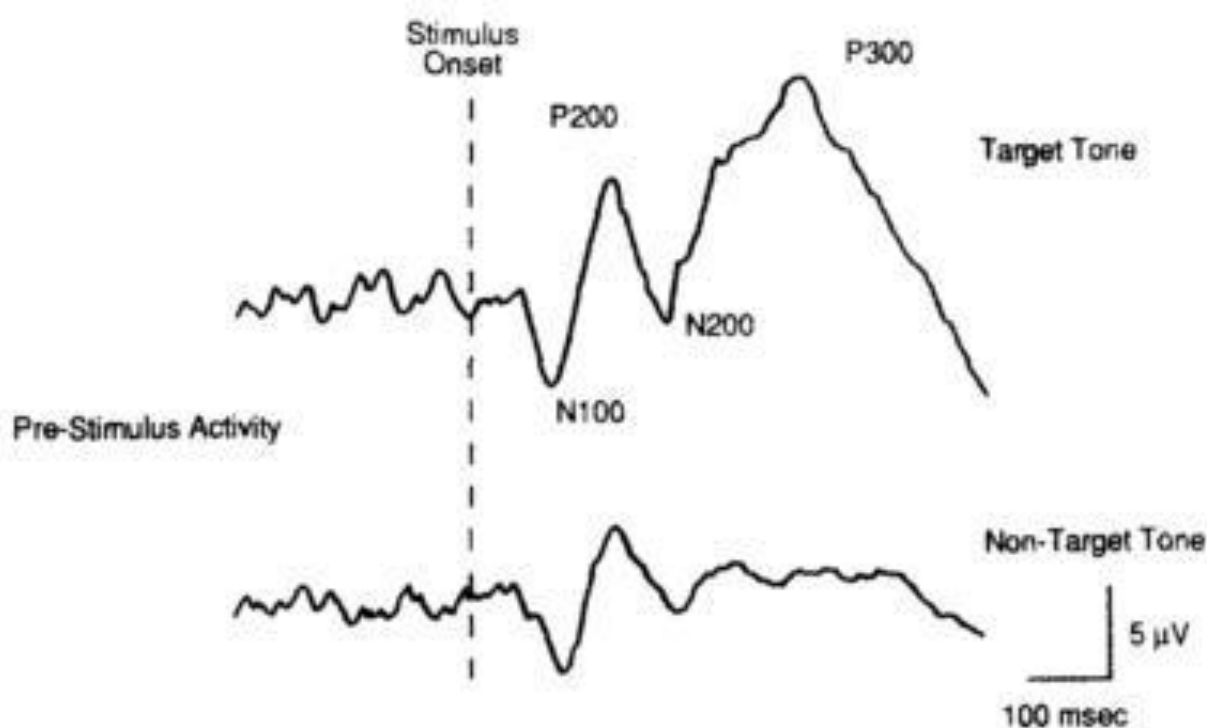


Рис 2. Вызванный потенциал на целевой стимул и на другие визуальные стимулы.

Наиболее используемой моделью для анализа таких потенциалов является P300 (положительное отклонение напряжения с задержкой примерно от 250 до 500 мс [13]).

Для регистрации ЭЭГ, нам необходимо разработать устройство, позволяющее снимать сигнал с уровнем разрешения до 0,5 мкВ и осуществляющее последующую обработку сигнала, для преобразования в команду исполнительному механизму. Функциональная схема такого устройства представлена на рис. 3.

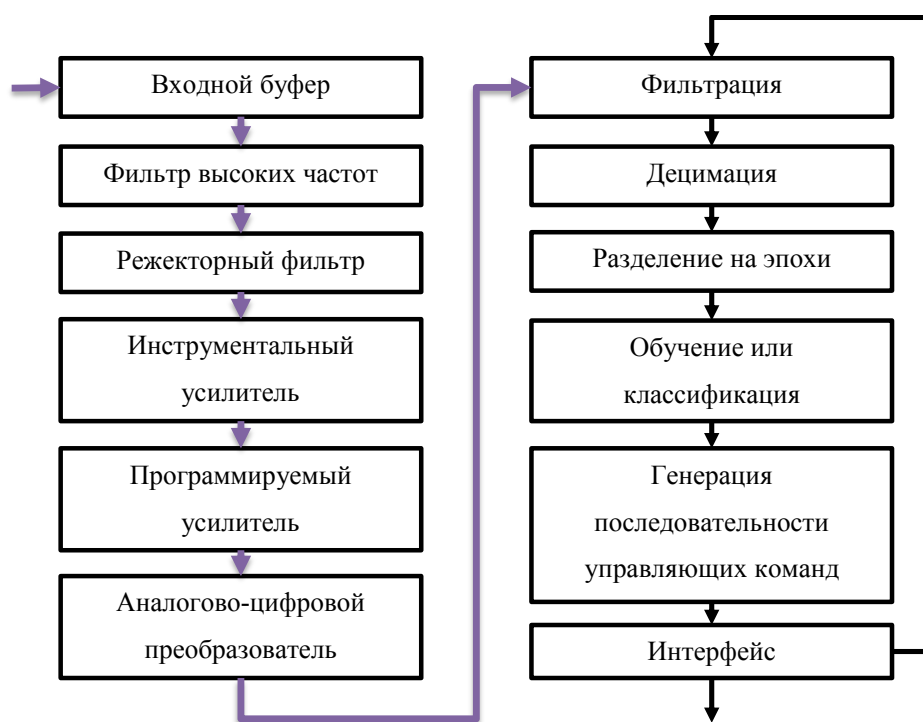


Рис. 3. Функциональная схема устройства

Для обоснования требований к входному буферу, при его разработке, необходимо обратиться к электрической схеме контакта электрода с кожей человека, представленной на рис. 4.

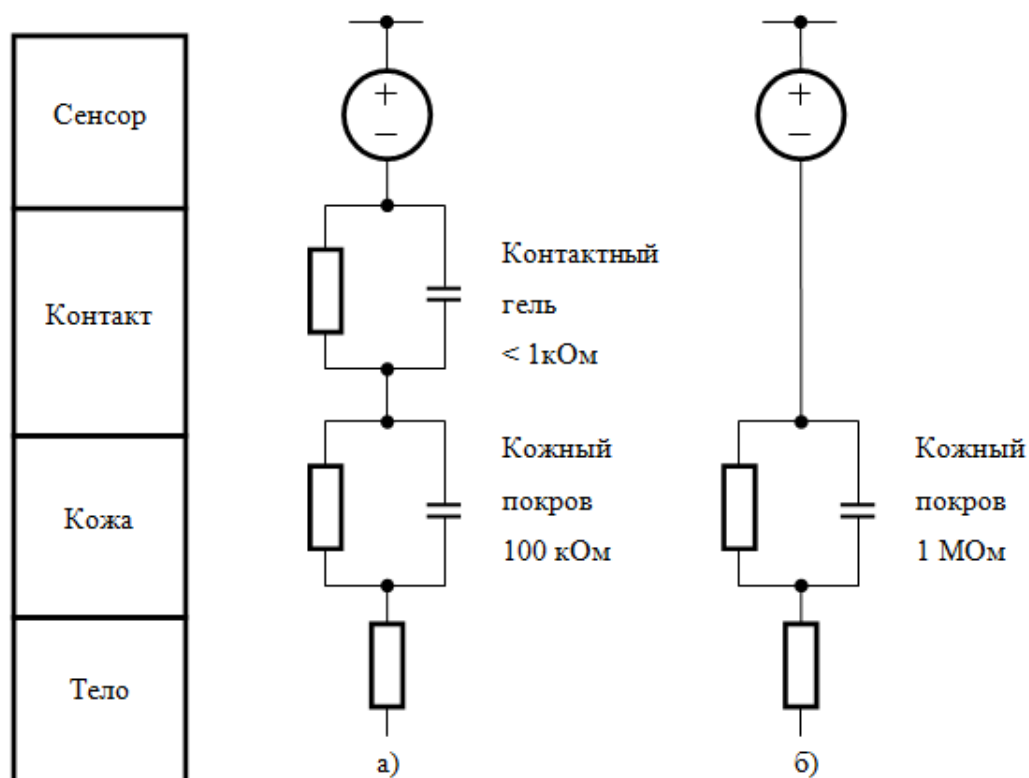


Рис. 4. Варианты контакта электродов

Необходимый нам для построения буфера (и в дальнейшем фильтра), операционный усилитель, должен обладать следующими параметрами:

- малый входной шум ($< 2 \text{ мкВ}$);
- малый ток утечки ($< 1 \text{ пА}$);
- высокий входной импеданс ($> 1 \text{ МОм}$);
- высокий коэффициент подавления колебаний питания ($> 90 \text{ дБ}$);

Для подбора микросхемы с необходимыми нам параметрами обратимся к табл. 2, представленной ниже.

Таблица 2. Анализ доступных операционных усилителей

Устройство	Входной импеданс ($\text{Ом} \text{пФ}$)	Шум при 1 кГц ($\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$)	Минимальное напряжение питания (В)	Цена
ОРА2241	$10^7 2$	45	2,7	1,15
ОРА2251	$10^7 2$	45	2,7	1,15
ОРА2244	$10^6 2$	22	2,2	0,55
ОРА2234	$10^7 5$	25	2,7	1,05
ОРА2237	$5 * 10^6 4$	28	2,7	0,55
TLV2402	$3 * 10^8 3$	800	2,5	0,65
TLV2382	$10^{12} 8$	90	2,7	0,60
TLV2372	$10^{12} 8$	39	2,7	0,55
ОРА2140	$10^{13} 10$	5,1	4,5	1,25

Как видно из предоставленных данных, высокоточный малощумящий операционный усилитель ОРА2140 является наилучшим выбором по параметрам собственного шума и входного импеданса.

Полученный буферизированный сигнал необходимо отфильтровать по частоте электрической сети (50 и 60 Гц), дающей высокий, сопоставимый с полезным сигналом, шум от наводок.

В качестве активного фильтра в этом случае необходимо использовать режекторный Т-фильтр на одном операционном усилителе (рис. 5).

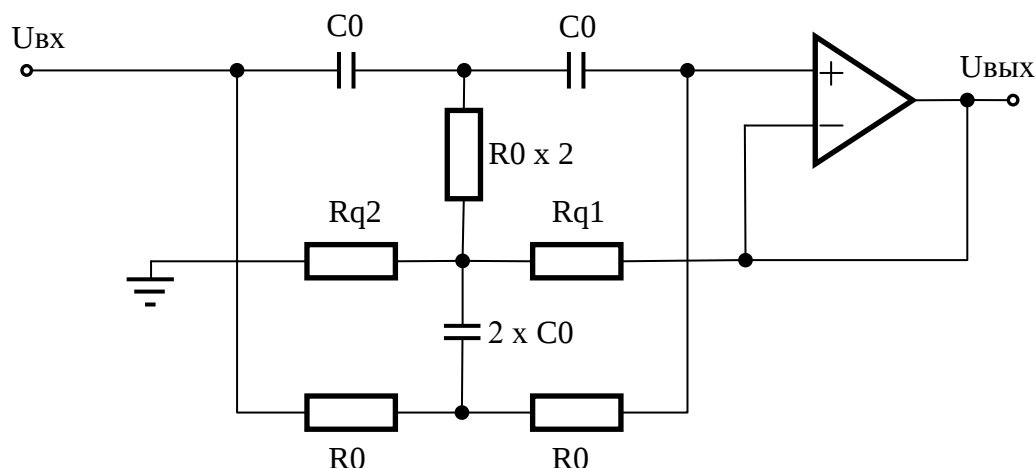


Рис. 5. Схема режекторного Т-фильтра

Такой фильтр имеет бесконечное ослабление сигнала при частоте, равной $f_c = 1/2\pi RC$. Ослабление действует столь эффективно благодаря сложению двух сигналов, которые на частоте среза имеют разность фаз в 180 градусов. В целом выходной сигнал будет иметь следующую частотную характеристику (ее график представлен на рис. 11):

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R}{\sqrt{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}} + U_{\text{вх}} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}.$$

Получение достаточно близкого к нулю значения характеристики при частоте f_c требует хорошего согласования элементов.

При разработке топологии фильтра мы руководствовались следующими простыми правилами:

- удаление наводок с частотой 50 Гц, при минимальном изменении сигнала на других частотах;
- использование одного операционного усилителя;
- адаптация топологии к дифференциальному питанию.

Для расчета номиналов прецизионных компонент, примем значение сопротивления $R_0 = 10$ кОм. Отсюда, по формуле выражающей частоту среза сигнала, получаем значение емкости конденсаторов C_0 , для 50 Гц, равным 0,318 мкФ.

Следующим пунктом в настройке активного фильтра следует выбор добротности Q . Настройка добротности осуществляется выбором номиналов резисторов R_{q1} и R_{q2} , основываясь на следующем отношении:

$$Q = \frac{R_{q2}}{4 \times R_{q1}},$$

где Q – добротность, R_{q1} и R_{q2} – номиналы сопротивления резисторов.

При соблюдении условия

$$R_Q \ll R_0.$$

Для иллюстрации влияния выбора добротности на фильтруемый сигнал, обратимся к рис. 6, на котором представлена эмулированная диаграмма частотного ослабления, с различными значениями параметра Q.

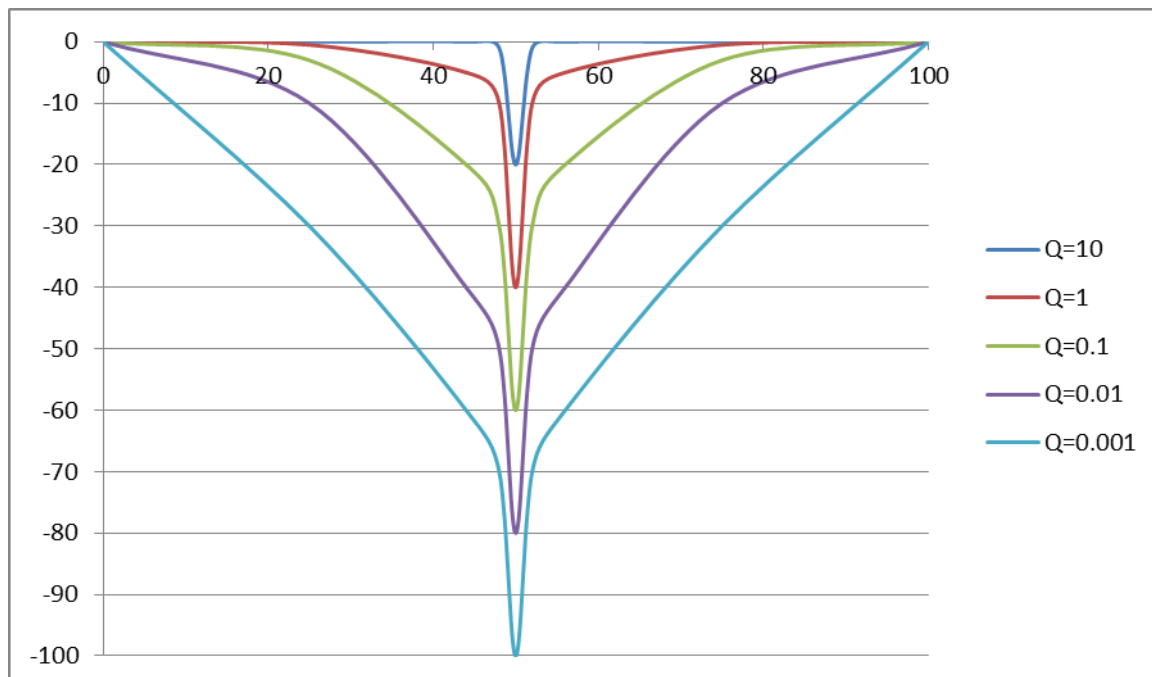


Рис. 6. Ослабление сигнала при различных значениях добротности

Для обработки нашего сигнала, необходимо сохранить как можно больше исходных колебаний и артефактов, для последующей программной обработки, опираясь на диаграмму ослабления, наилучшим выбором будет достижение добротности равной 10. Получаем номиналы резисторов значением $R_{q2} = 400 \text{ Ом}$ и $R_{q1} = 10 \text{ Ом}$.

Отфильтрованный сигнал необходимо усилить в 12 раз. Для этого используем не инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления, рассчитанным по формуле:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Откуда получаем значение сопротивлений $R_2 = 4.51 \text{ кОм}$ и $R_1 = 410 \text{ Ом}$.

Анализируя общую выходную амплитудно-частотную характеристику сигнала, мы получаем следующую зависимость:

$$U_{\text{вых}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{\text{вх}} \frac{R}{\sqrt{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}} \left(\frac{R_0}{\sqrt{R_0^2 + (1/\omega_0^2 C_0^2)}} + \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_0^2 R_0^2 C_0^2}} \right),$$

где R и C – значения сопротивлений и емкости входного ФВЧ, ω – частота входного ФНЧ, R_0 и C_0 – значения сопротивлений и емкостей режекторного Т-фильтра, ω_0 – частота режески Т-фильтра, R_2 и R_1 – значения сопротивлений не инвертирующего усилителя.

Вторым звеном системы является измеритель, включающий в себя аналогово-цифровой преобразователь. В разработанном устройстве в качестве блока измерителя потенциалов применена микросхема ADS1299, конечное решение для измерения ЭЭГ от Texas Instruments. По своей структуре ADS1299 – это малошумящий, многоканальный, 24

битный аналого-цифровой преобразователь с встроенным программируемым усилителем, опорным напряжением и тактовым генератором. Она реализует все необходимые для нужд ЭЭГ функции.

Взаимодействие с микросхемой осуществляется посредством стандартного протокола SPI (Serial Peripheral Interface).

Третьим звеном системы является программный обработчик данных. Для выбора устройства, которое возьмет на себя функции обработки и управления измерителем, необходимо проанализировать цифровую размерность сигнала.

Для спектра сигнала ЭЭГ, полоса пропускания варьируется от 0 до 125 Гц. Опираясь на теорему Котельникова

$$f > 2f_c,$$

где f - частота сэмпирования; f_c - частота сигнала.

Частота измерений должна составлять, как минимум 250 Гц, для соответствия полосе пропускания 0-125 Гц. Более высокие частоты сэмпирования могут использоваться для улучшения подавления помех.

Обработка такого сигнала требует больших вычислительных мощностей. Рассчитаем информационные объемы (Без учета алгоритма дешифровки):

$$N = \langle \text{количество каналов} \rangle * \langle \text{Разрешение АЦП} \rangle * \langle \text{Скорость сэмпирования} \rangle$$

$$N = 8 * \frac{24}{8} * 250 = 6 \text{ кБ.}$$

Отсюда, каждую секунду система генерирует 6 килобайт данных, при минимальных скоростных параметрах, при частоте в 16 кГц, эта цифра увеличивается до 384 килобайт. Если применять для обработки данных алгоритм фильтрации на основе преобразования Фурье, сложность которого составляет:

$$O_{\text{оп}} = O_{\text{Пр-я Фурье}} + N + O_{\text{Обр. пр-я Фурье}} = 2N^2 + N,$$

то, необходимая минимальная производительность ЦПУ составит 64,016 MIPS, без учета дополнительных операций и обмена данными.

Выбор микроконтроллера является сложной задачей. В которой, наряду с производительностью, необходимо учесть множество параметров и факторов, начиная от необходимой периферии и размера памяти, заканчивая энергосбережением. На текущий момент на рынке находится множество производителей микроконтроллеров, но лидирующие позиции занимают TI, STMicroelectronics, Atmel, Microchip. Рассмотрим существующие линейки микроконтроллеров, которые предоставляются каждой из этих фирм, и сведем результаты в табл. 3, для наглядного представления информации.

Таблица 3. Анализ существующих линеек микроконтроллеров

МК	Раз- ряд- ность	DMIPS	Потребление	ADC	Max MHz	Отличия
C2000 Concepto® ARM® Cor- tex™-M Microcon- trollers	32	100 + control	Не более 32 mA (445 mA со всеми внешними уст- ройствами)	2 x 12-bit 1MSPS ADCs	100/150 (Cortex-M3/ C28x)	Независимые коммуникация и контроль процес- сов реального времени
STM32 F2 Hi- Performance	32	150	Не более 72 mA (120 mA со всеми внешними уст- ройствами)	3 × 12-bit, 0.5 μs ADCs	120	Динамическое энергопотребле- ние, на очень низ- ком уровне 188 μA/MHz
STM32 F4 Hi- Performance & DSP	32	210	Не более 109 mA (200 mA со всеми внешними устройствами)	3×12-bit, 2.4 MSPS ADCs и 7.2 MSPS ADC	168	
SAM3N	32	нет ин- формации	Не более 55 mA (нет ин- формации о максималь- ном потреблении)	16-bit 1 MSPS ADCs	120	Широкого назна- чения
SAM3S	32	нет ин- формации	Не более 25 mA (нет ин- формации о максималь- ном потреблении)	16-bit 1 MSPS ADCs	120	2μA at 1.8V в ре- жиме восстано- вления
SAM4S	32	нет ин- формации	Не более 30 mA (нет ин- формации о максималь- ном потреблении)	12-bit 2 MSPS ADCs	120	Широкого назна- чения
PIC32MX	32	120	Не более 40 mA (300 mA со всеми внешними уст- ройствами)	10/12-bit 1.1Msps/5 00 ksps ADC	80	Высокопроизво- дительный микро- контроллер

Из приведенного анализа, очевидно, что наилучшим устройством для реализации поставленных задач, является представитель линейки микроконтроллеров STM32 F2.

Для обработки и фильтрации данных, применяется алгоритм БПФ (Быстрого Преобразования Фурье).

В ходе изучения получаемого сигнала, нами было доказано экспериментальным путем, что наибольший вклад в помехи устройства вносят сети питания с частотой 50Гц, были опробованы фильтры Баттерворта и фильтры Чебышева (1ого и 2ого рода).

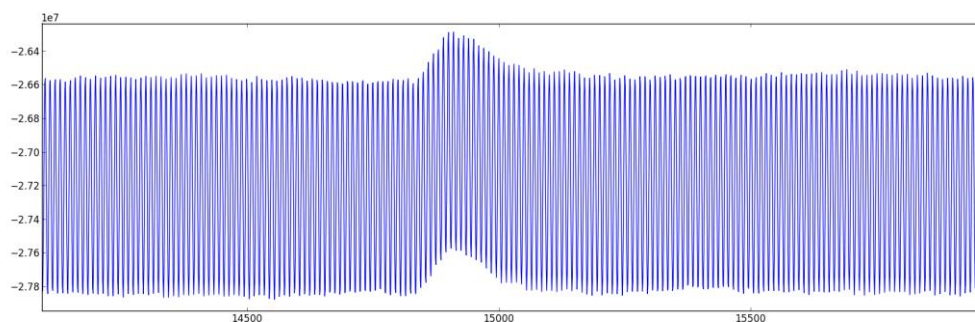


Рис. 7. Сигнал ЭЭГ

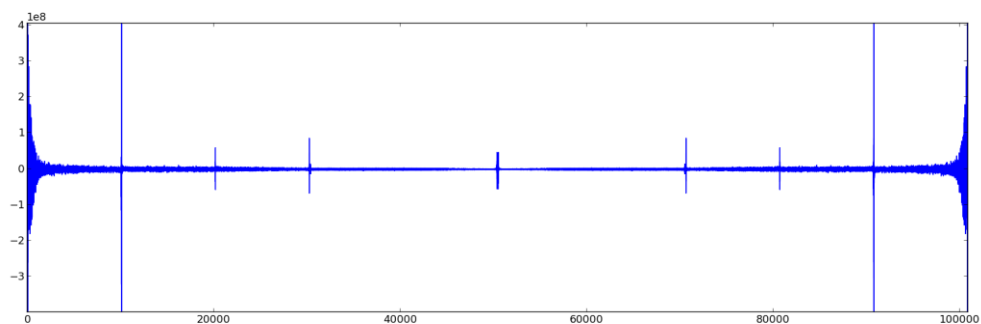


Рис. 8. Частотное отображение сигнала ЭЭГ до фильтрации

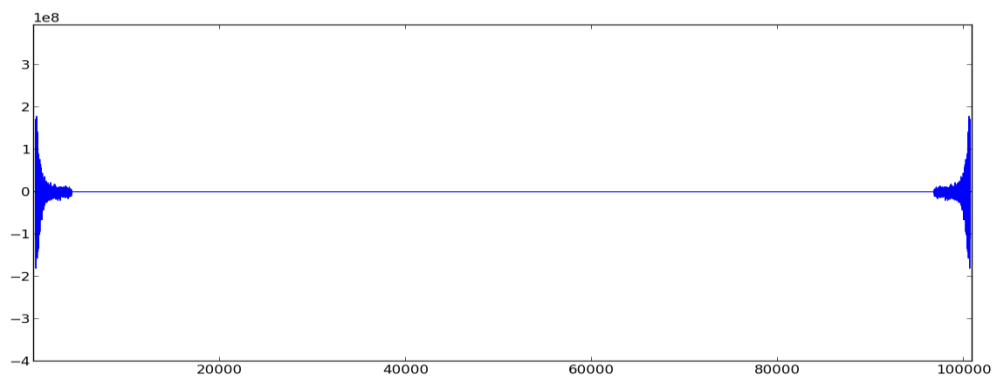


Рис. 9. Частотное отображение сигнала ЭЭГ после фильтрации

После фильтрации система производит усреднение, снижение размерности и разделение оцифрованного 8ми канального сигнала по эпохам. При этом временной промежуток содержащий возмущение схожее с представленным на рисунке 10, выделяется в отдельную эпоху.

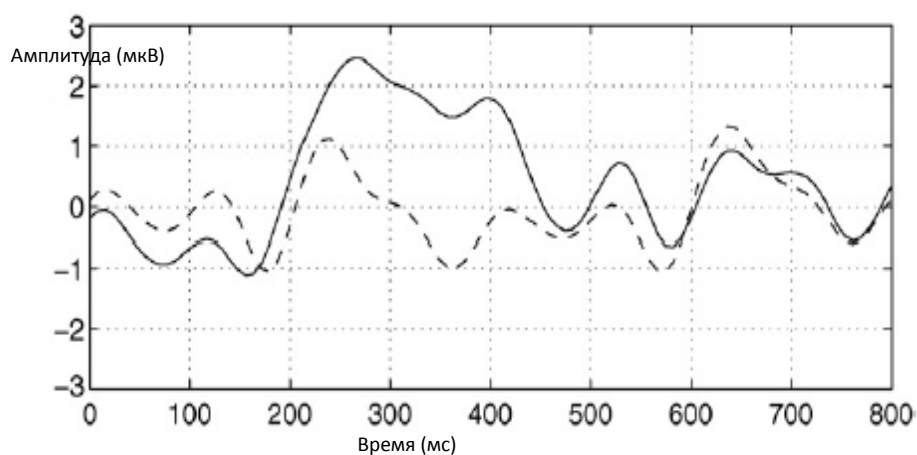


Рис. 10. Пример возмущения ЭЭГ

Полученные алгоритмом разделения эпохи, передаются на расшифровку алгоритму семантического анализа, представленному в отдельной статье[3].

При должной настройке системы семантического анализа и высоком уровне чистоты снимаемого сигнала, точность генерации команд интерфейсом стремится к 100%, как показано на рис. 11.

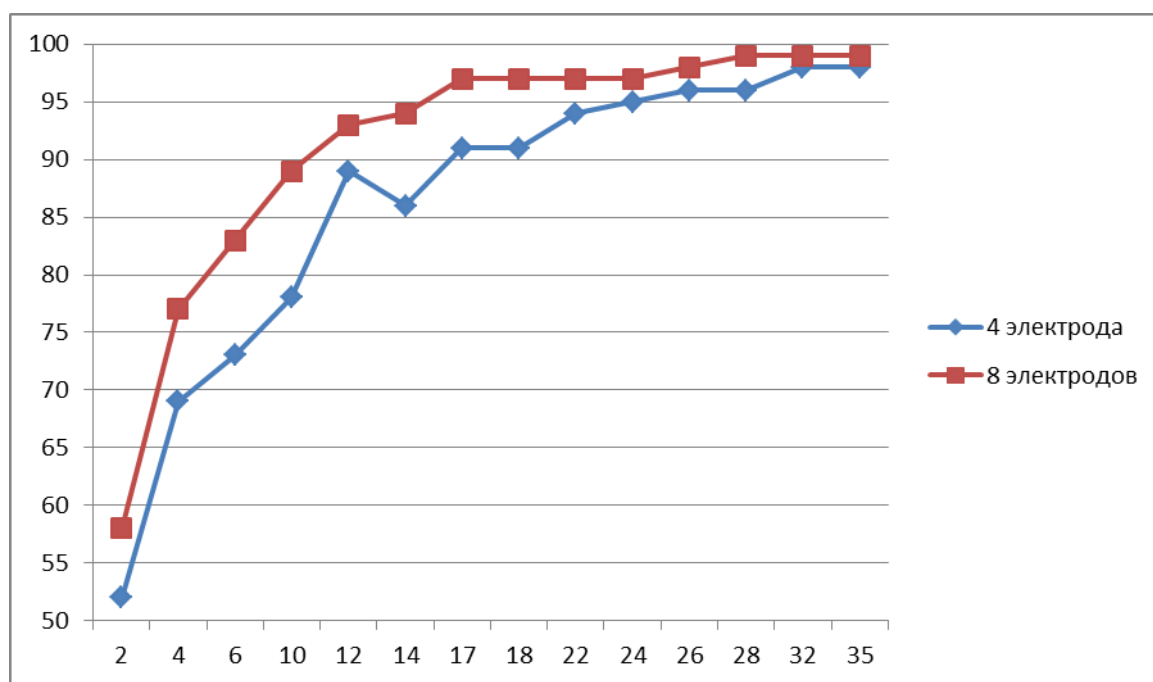


Рис. 11. Точность классификации в зависимости от количества циклов обучения

Проанализируем уровень собственного шума нейроинтерфейса. В качестве тестового примера используется внутренний тестовый сигнал ADS1299, его форма и параметры представлены на рисунке 12.

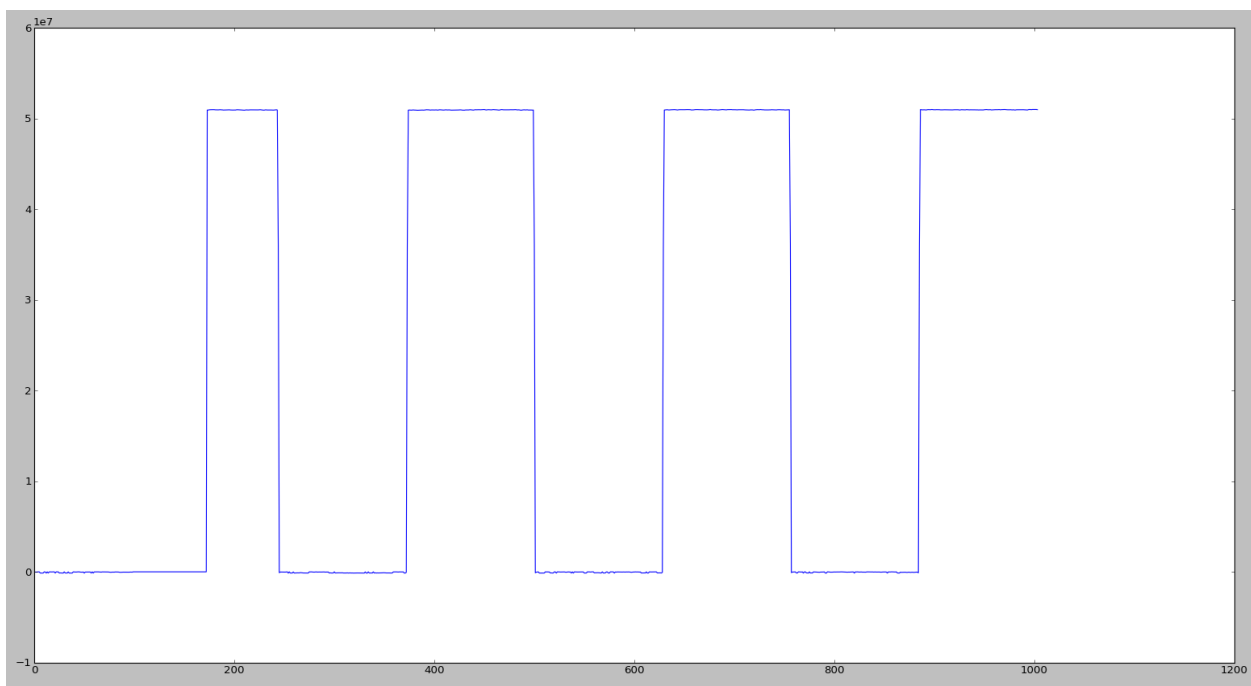


Рис. 12. Тестовый сигнал (вольт/отсчет)

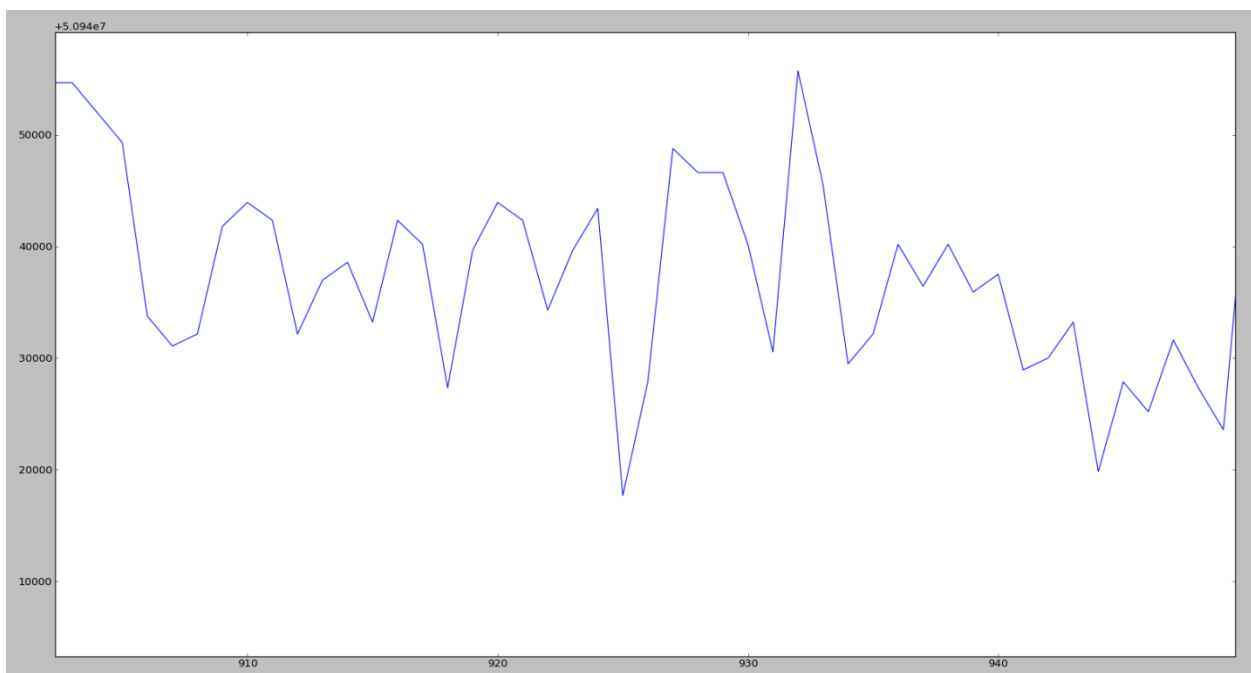


Рис. 13. Приближение участка тестового сигнала (нано вольт/отсчет)

На рис. 13, представлено приближение одного из постоянных участков тестового сигнала, этот пример показывает нам, что уровень шума измеренного тестового сигнала имеет размах 10 мкВ (приблизительно), с установленным уровнем усиления SPGA в 24 раза. Следовательно, уровень собственного шума устройства равняется 0,42 мкВ, что соответствует необходимой точности.

Заключение

Разработанное устройство позволяет достичь высокой точности съема электрической активности мозга при использовании различных типов электродов. Реализованные алгоритмы фильтрации, децимации и классификации, позволяют производить вычисления внутри устройства. Следующим шагом в развитии данного устройства можно обозначить разработку улучшенных протоколов для обеспечения потокового съема электроэнцефалограммы, добавление каскада усилителей с улучшенными параметрами режекции синфазного сигнала и дополнительного фильтра нижних частот (для нивелирования постоянного смещения сигнала).

Список литературы

1. E.W. Sellers and E. Donchin, A P300-based brain-computer interface: initial tests by ALS patients. *Clin Neurophysiol: Off J Int Feder Clin Neurophysiol*, 117, Mar., 538–548, (2006).
2. B. Blankertz, G. Dornhege, M. Krauledat, K. Müller, and G. Curio, The non-invasive Berlin Brain-Computer Interface: fast acquisition of effective performance in untrained subjects. *NeuroImage*, 37, Aug., 539–550, (2007).
3. M. Velliste, S. Perel, M.C. Spalding, A.S. Whitford, and A.B. Schwartz, Cortical control of a prosthetic arm for self-feeding. *Nature*, 453, 1098–1101, (2008).
4. G.R. Müller-Putz and G. Pfurtscheller, Control of an Electrical Prosthesis With an SSVEPBased BCI, *IEEE Trans Biomed Eng*, 55, 361–364, (2008).
5. B.Z. Allison, E.W. Wolpaw, and J.R. Wolpaw, Brain-computer interface systems: progress and prospects. *Expert Rev Med Devices*, 4, Jul., 463–474, (2007).
6. Лурия А. Р. Высшие корковые функции человека и их нарушения при локальных поражениях мозга. 2-е изд. М.: Изд-во Моск. ун-та, 1969. С. 15.
7. K. E. Misulis, *Essentials of Clinical Neurophysiology*. Boston: Butterworth-Heinemann, 1997.
8. J. G. Webster, *Medical Instrumentation, application and design*, third ed.: John Wiley & Sons, 1998.
9. А. П. Гусев, “Система Наводящего Семантического Анализа”, 2014.
10. S. K. Yoo, N. H. Kim, S. H. Kim, and J. L. Kim, “The developement of high precision EEG amplifier for computerized EEG analysis,” in *IEEE Annual Conf. Eng, Medicine Biology Society*, Montreal, Quebec, 1995.
11. ADS1299 Datasheet, Texas Instruments Incorporated, 2012.
12. Ulrich Hoffmann, Jean-Marc Vesin, Touradj Ebrahimi, Karin Diserens, “An efficient P300-based brain–computer interface for disabled subjects”, *Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Signal Processing Institute*, CH-1015 Lausanne, Switzerland, 2007.

13. Piccione F, Giorgi F, Tonin P, et al. "P300-based brain computer interface: Reliability and performance in healthy and paralysed participants" Clin Neurophysiol 117 (3): 531-537 Mar 2006
14. Травма спинного мозга, неврологические заболевания [Электронный ресурс] - <http://www.neuroplus.ru/bolezni/travmy/travma-spinnogo-mozga.html>
15. Спинальный инсульт, неврологические заболевания [Электронный ресурс] - <http://www.neuroplus.ru/bolezni/bolezni-spinnogo-mozga/spinalnyy-insult.html>