

## РОЗДІЛ «РАДІОЕЛЕКТРОНІКА»

УДК 621.372.542

СЬЯНОВ А.М., д. т. н., профессор  
 ИГНАТКИН В.У., д. т. н., профессор  
 МАРЧЕНКО С.В., старший преподаватель  
 ЕРМАКОВ П.Ю., магистр

Днепродзержинский государственный технический университет

### ИССЛЕДОВАНИЕ НЕРЕКУРСИВНОГО ЦИФРОВОГО ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОГО СИГНАЛЬНОГО ПРОЦЕССОРА

**Введение.** Цифровые способы обработки сигналов с использованием современных специализированных процессоров цифровой обработки сигналов (ЦОС) являются перспективными и актуальными, поскольку они позволяют реализовывать большое количество способов обработки, преобразования, кодирования, модуляции, хранения информации в цифровом виде [1]. Обработка сигналов в цифровом виде имеет большое количество преимуществ перед аналоговой: габаритные размеры фильтров, высокая повторяемость спроектированного фильтра, возможность реализации программно изменяемого устройства обработки сигналов. На современном этапе развития цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) позволяют реализовать на одном кристалле аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), специализированный процессор и память [2].

**Постановка задачи.** Целью работы является создание и исследование нерекурсивного цифрового фильтра (НЦФ) на основе специализированных процессоров обработки сигналов.

**Результаты работы.** В данной работе показан полный процесс проектирования и исследования цифрового фильтра:

- моделирование НЦФ в Matlab (получение весовых коэффициентов импульсной характеристики);
- создание алгоритма и программы функционирования НЦФ на цифровой процессор обработки сигналов (ЦПОС) TMS320C5505 в Code Composer Studio 4;
- измерение и исследование амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) спроектированного полосового фильтра высоких порядков (180, 580, 1000) с использованием оконных функций (прямоугольная, Блэкмана, Кайзера).

Для математического моделирования полосового фильтра НЦФ будем использовать метод взвешивания, поскольку он по сравнению с другими методами (наименьших квадратов, оптимизационный) достаточно прост в реализации и включает минимальный объем вычислений даже при использовании сложных оконных функций Кайзера.

В данном методе используется факт, что частотная характеристика фильтра  $H_D(\omega)$  и соответствующая импульсная характеристика  $h_D(n)$  связаны обратным преобразованием Фурье [2]:

$$h_D(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_D(\omega) e^{i\omega n} d\omega . \quad (1)$$

Индекс  $D$  используется, чтобы различать идеальную и практическую импульсные характеристики. Если  $H_D(\omega)$  известна,  $h_D(n)$  можно получить, применив преобразование Фурье до обеих частей уравнения (1). Для иллюстрации предположим, что нужно разработать фильтр нижних частот. Начать можно с идеальной частотной характеристики, представленной на рис.1, а, где  $\omega_c$  – частота среза, и шкала частот нормирована ( $T = 1$ ).

Предположив, что характеристика идет от  $-\omega_c$  к  $\omega_c$ , упрощаем интегрирование и получим следующую импульсную характеристику:

$$\begin{aligned}
 h_D(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} 1 \times e^{i\omega n} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} 1 \times e^{i\omega n} d\omega = \\
 &= \frac{2f_c \sin(n\omega_c)}{n\omega_c}, \quad n \neq 0, \quad -\infty \leq n \leq \infty \\
 &= 2f_c, \quad n = 0 \text{ (используем правило Лопиталья)}.
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

Импульсные характеристики идеальных фильтров верхних частот, полосовых фильтров и режекторных фильтров также находятся из уравнения (1). Импульсная характеристика фильтра нижних частот изображена на рис. 1, б, из которого видно, что  $h_D(n)$  симметрична относительно  $n = 0$  (то есть  $h_D(n) = h_D(-n)$ ), так что фильтр будет иметь линейную (в этом случае – нулевую) фазовую характеристику. Описанный подход связан с некоторыми проблемами. Самая важная из них – хотя характеристика  $h_D(n)$  уменьшается при удалении от точки  $n = 0$ , она продолжается теоретически до  $n = \pm\infty$ . Итак, полученный фильтр не является нерекурсивным фильтром. Очевидным является решение усечь идеальную импульсную характеристику, положив  $h_D(n) = 0$  для  $n$  больше, чем (скажем)  $M$ .

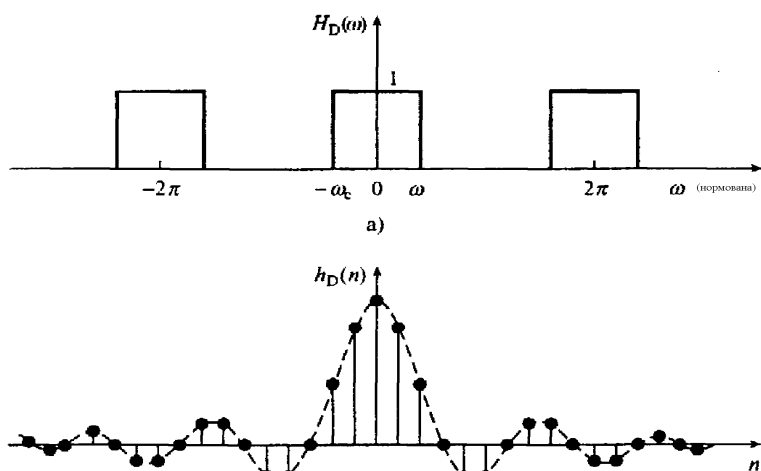


Рисунок 1 – Импульсный отклик фильтра

Этапы вычисления коэффициентов импульсной характеристики стандартного частотно-избирательного нерекурсивного фильтра с линейной фазовой характеристикой с помощью метода взвешивания можно упорядочить таким способом:

- 1) задать необходимую частотную характеристику;
- 2) выбрать весовую функцию и оценить число коэффициентов фильтра  $N$ ;
- 3) получить идеальную частотную характеристику  $h_d(n)$  (усеченную до  $N$  значений);
- 4) получить  $N$  коэффициентов весовой функции  $w(n)$ ;
- 5) получить коэффициенты нерекурсивного фильтра, повлияв на частотную характеристику весовой функцией  $h(n) = h_D(n) \times w(n)$ .

Для стандартного частотно-избирательного нерекурсивного фильтра с линейной фазовой характеристикой (нижних частот, верхних частот, полосовые и режекторные фильтры), при разработке которого используется метод вырезания, ключевой командой высокого уровня в Toolbox является команда `fir1`. Синтаксис данной команды (в стандартной форме):  $b = \text{fir1}(N-1, Fc)$ .

Команда в стандартной форме вычисляет и возвращает коэффициенты  $N$ -точечной импульсной характеристики нерекурсивного фильтра с частотой среза  $F_c$ . Команда возвращает коэффициенты в вектор  $b$ , упорядоченный по возрастанию отрицательной степени  $z$ :

$$b(z) = b(0) + b(1)z^{-1} + b(2)z^{-2} + \dots + b(N-1)z^{-(N-1)}. \quad (3)$$

Параметр команды  $N - 1$  задает порядок фильтра (обычно на единицу меньше числа коэффициентов нерекурсивного фильтра). Частота среза  $F_c$  нормирована на частоту Найквиста (то есть половину частоты дискретизации).

По умолчанию стандартная команда `fir1` действует на данные весовой функцией Хемминга и в ней предполагается использование фильтра нижних частот (или полосовой фильтр, если  $F_c$  задает больше одной частоты среза). Стандартную команду можно расширить, задав тип фильтра и/или весовую функцию. В этом случае используется такой синтаксис:

$b = \text{fir1}(N - 1, F_c, \text{'тип фильтра'})$  – задается тип фильтра;

$b = \text{fir1}(N - 1, F_c, \text{window})$  – задается оконная функция;

$b = \text{fir1}(N - 1, F_c, \text{'тип фильтра'}, \text{window})$  – задается тип фильтра и оконная функция.

Нужно отметить, что из-за отличия в реализациях результаты, полученные при разработке нерекурсивных фильтров на основе методов вырезания с помощью MATLAB, могут отличаться от результатов, полученных с помощью других программ. Например, в MATLAB после вырезания коэффициенты импульсной характеристики могут масштабироваться для получения в середине полосы пропускания единичной амплитудно-частотной характеристики. Чтобы запретить такое поведение, следует добавить слово "noscale", например,  $b = \text{fir1}(N - 1, F_c, \text{'noscale'})$ .

После определения весовых коэффициентов реализация фильтра выполняется на аппаратном уровне. Аппаратно фильтр реализуем на наладочной плате TMS320VC5505 ezdsp USB Stick. Она питается от USB шины персонального компьютера и совместима с программным обеспечением Texas Instruments Code Composer Studio v4.

На рис.2 представлен алгоритм работы НЦФ для микропроцессора TMS320C5505.

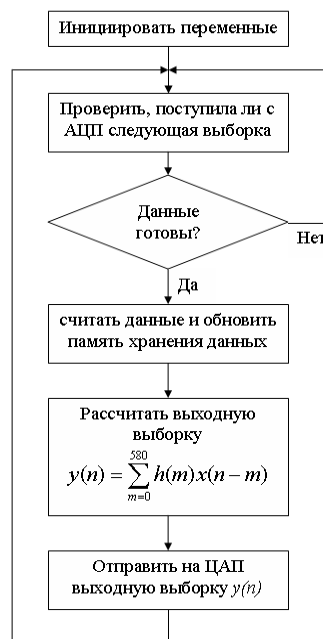
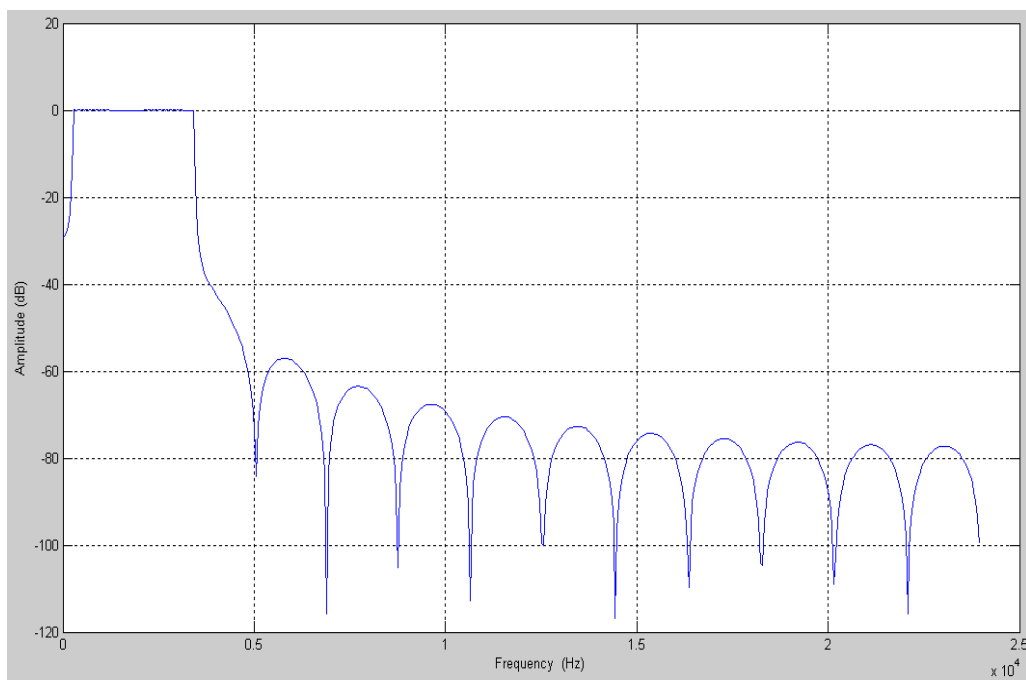


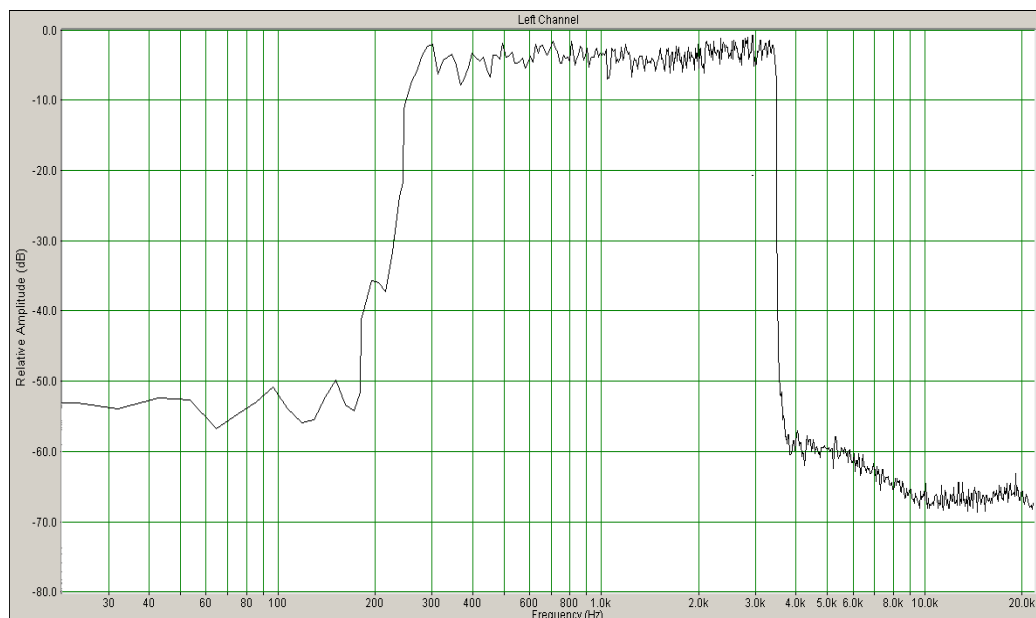
Рисунок 2 – Алгоритм работы НЦФ

Измерения АЧХ проводятся при помощи программы SpectraLab 4.32.17. На вход исследуемого фильтра подается белый шум, а на выходе проводится измерение спектра.

Как видно со снятых АЧХ (рис.3, б, 4, б), их форма достаточно точно повторяет форму рассчитанной АЧХ(рис.3, а, 4, а) и имеет узкие полосы перехода. Но при увеличении порядка фильтра увеличивается задержка. При порядке 1000 задержка составляет около 0.2 мс, что очень заметно на слух.

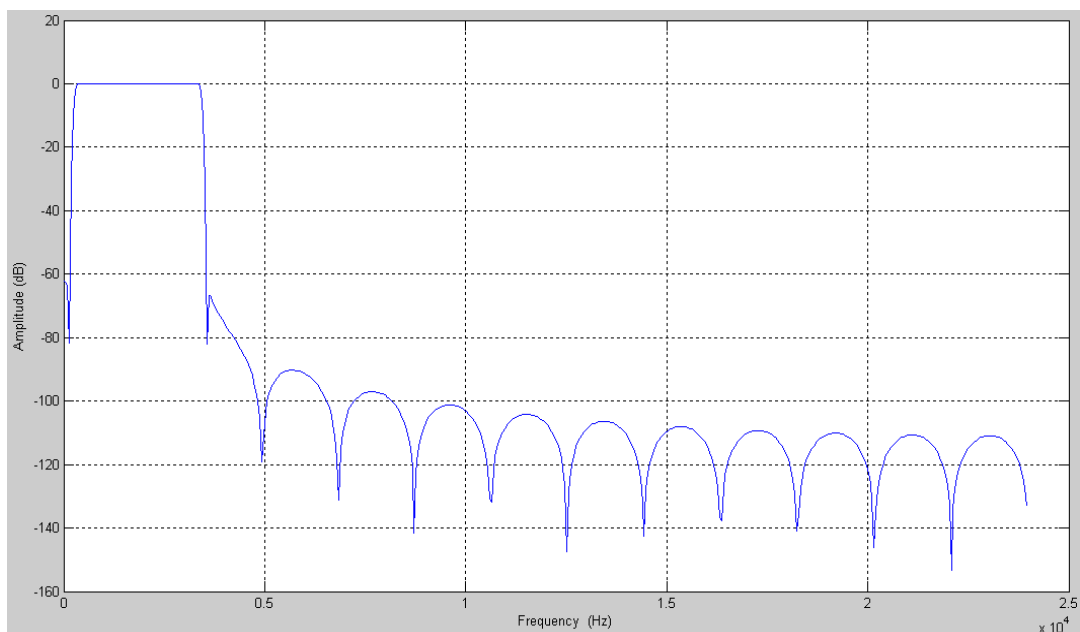


а) АЧХ, рассчитанная в Matlab

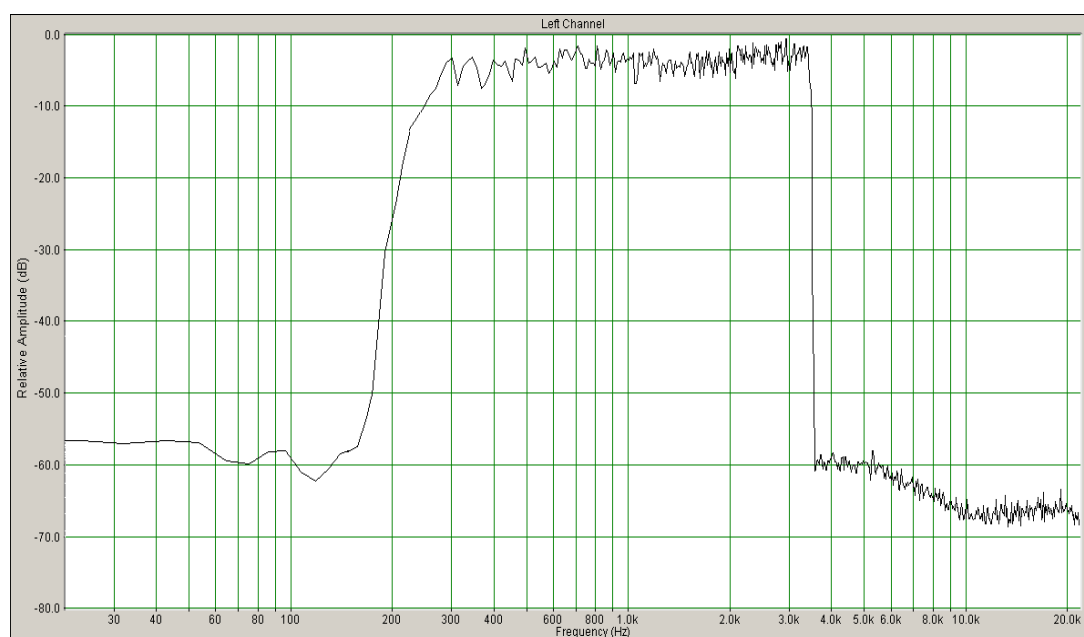


б) реальная АЧХ

Рисунок 3 – АЧХ фильтра 1000 порядка с прямоугольным окном



а) АЧХ, рассчитанная в Matlab

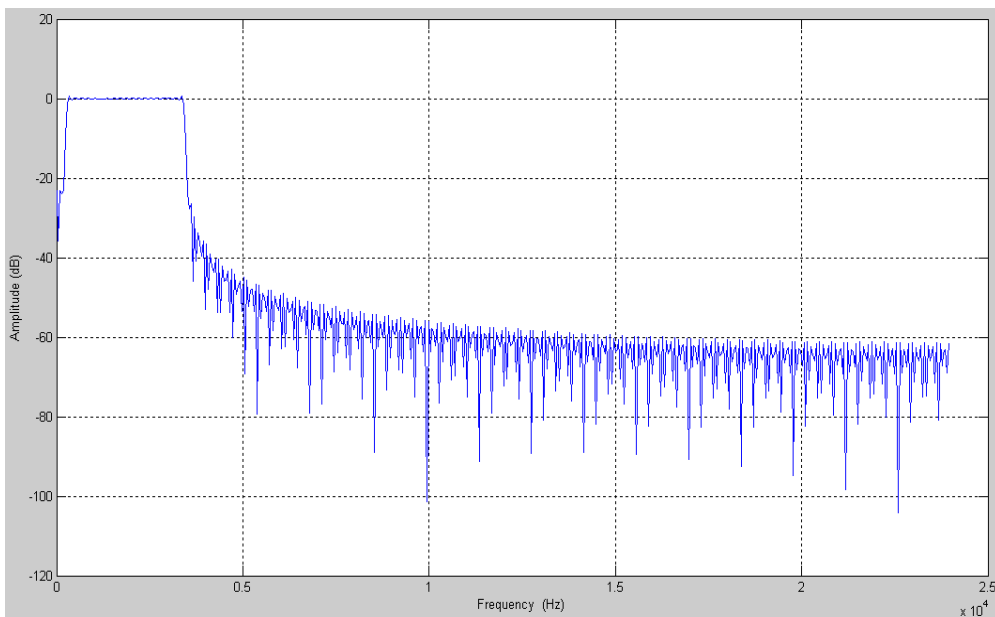


б) реальная АЧХ

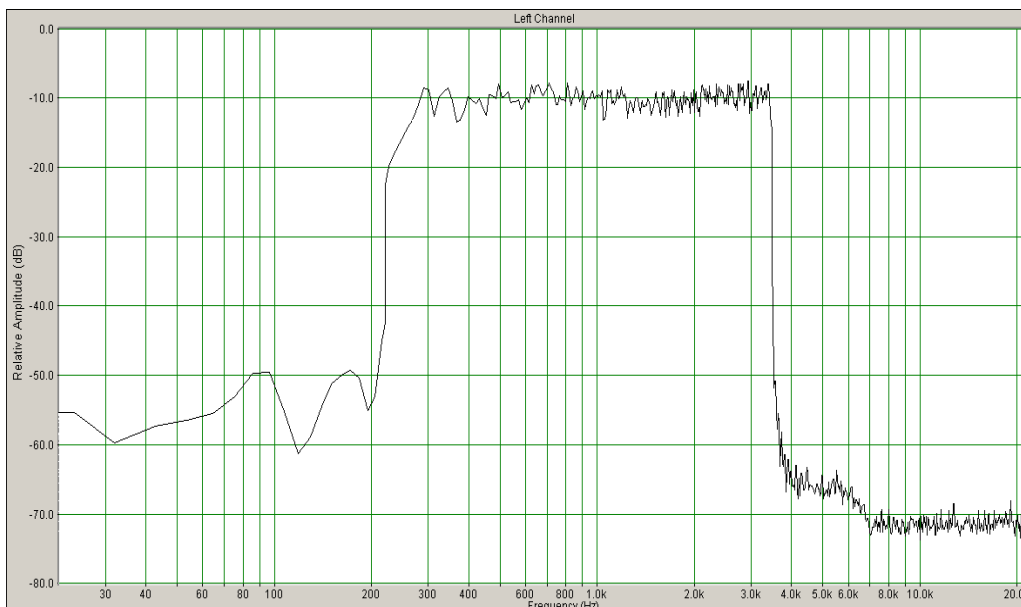
Рисунок 4 – АЧХ фильтра 1000 порядка с окном Кайзера

При снижении порядка фильтра до 580 существенных изменений АЧХ не наблюдается (рис.5, а). При использовании прямоугольного окна становится более заметным явление Гиббса (рис.5, б), расширяется полоса перехода на низких частотах.

С приведенных ниже рисунков видно, что при снижении порядка фильтра ухудшается аппроксимация проектируемой амплитудно-частотной характеристики фильтра. При уменьшении порядка фильтра до 180 полоса перехода на верхней частоте среза расширяется до 1 кГц (рис.7, а и 8, а). Ослабляется подавление на частотах ниже 200 Гц (подавление в полосе 20-200 Гц составляет лишь 10 Дб) (рис.7, б и 8, б).



а) АЧХ, рассчитанная в Matlab

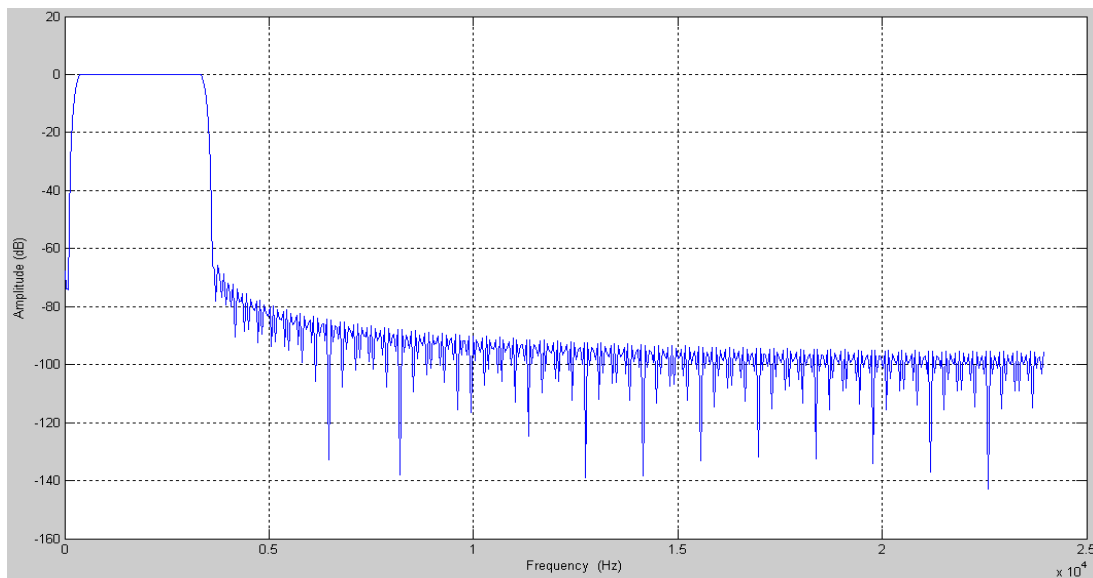


б) реальная АЧХ

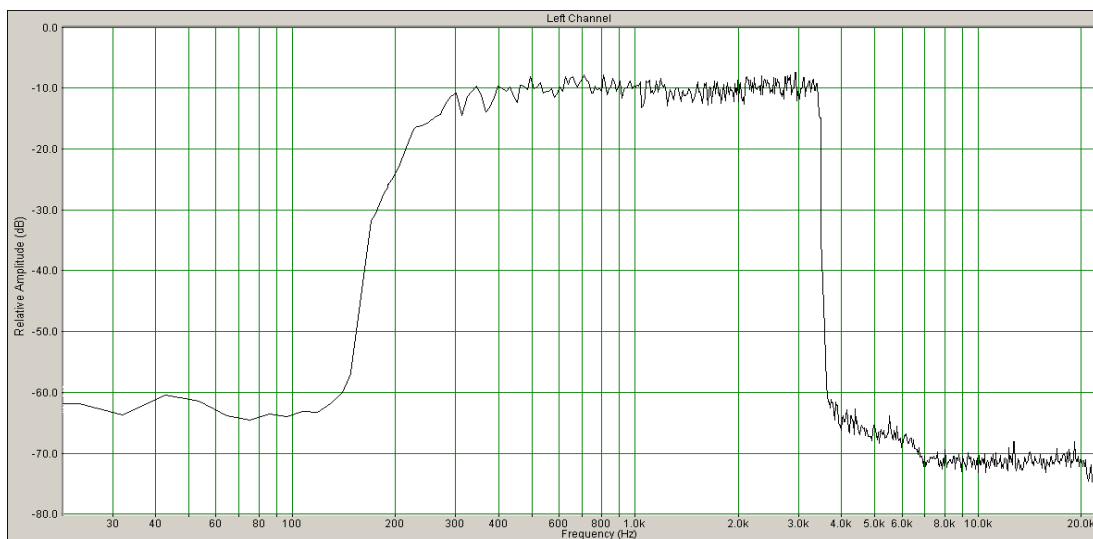
Рисунок 5 – АЧХ фильтра 580 порядка с прямоугольным окном

Усечение импульсной характеристики прямоугольным окном вызывает явление Гиббса, которое особенно заметно при снижении порядка фильтра. При порядке 180 можно наблюдать выбросы с амплитудой первого лепестка 10-15 Дб. (рис.7, а, б и 8, а, б). При повышении порядка до 580 первые лепестки расположены очень близко к верхней частоте среза, а следующие имеют очень малую амплитуду, но при уменьшении порядка они становятся довольно заметными.

При использовании сглаживающих функций Блэкмана и Кайзера (коэффициент  $\beta = 5.65$ ) выбросов не наблюдается, но амплитудно-частотная характеристика на частоте среза становится более пологой.

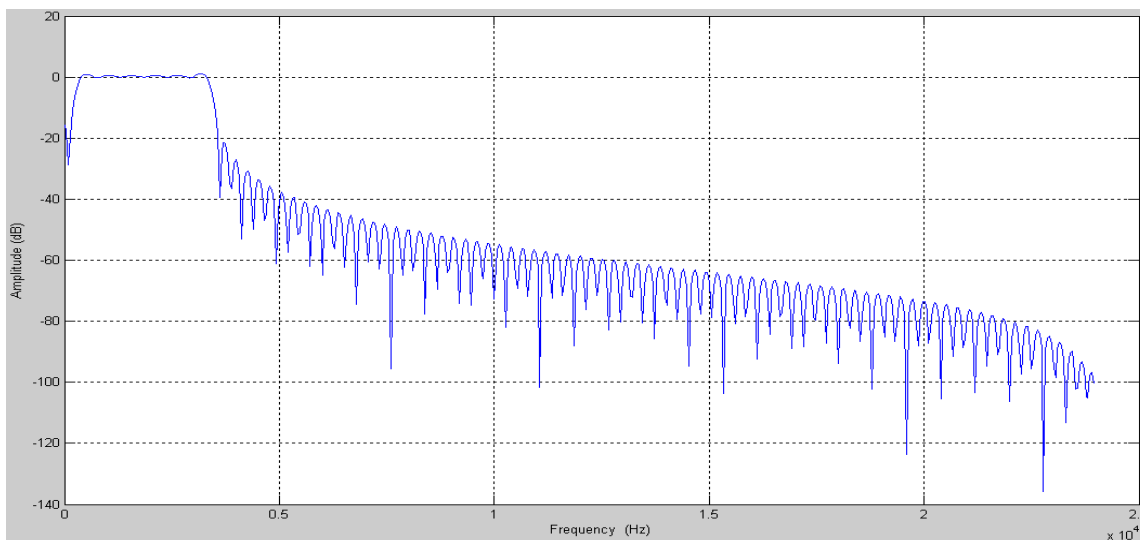


а) АЧХ, рассчитанная в Matlab

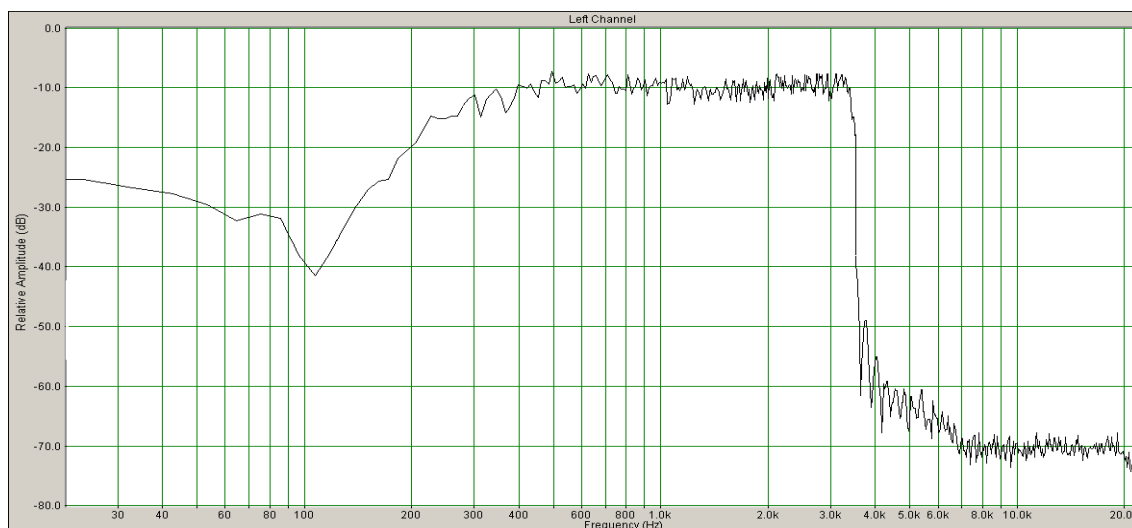


б) реальная АЧХ

Рисунок 6 – АЧХ фильтра 580 порядка с окном Кайзера



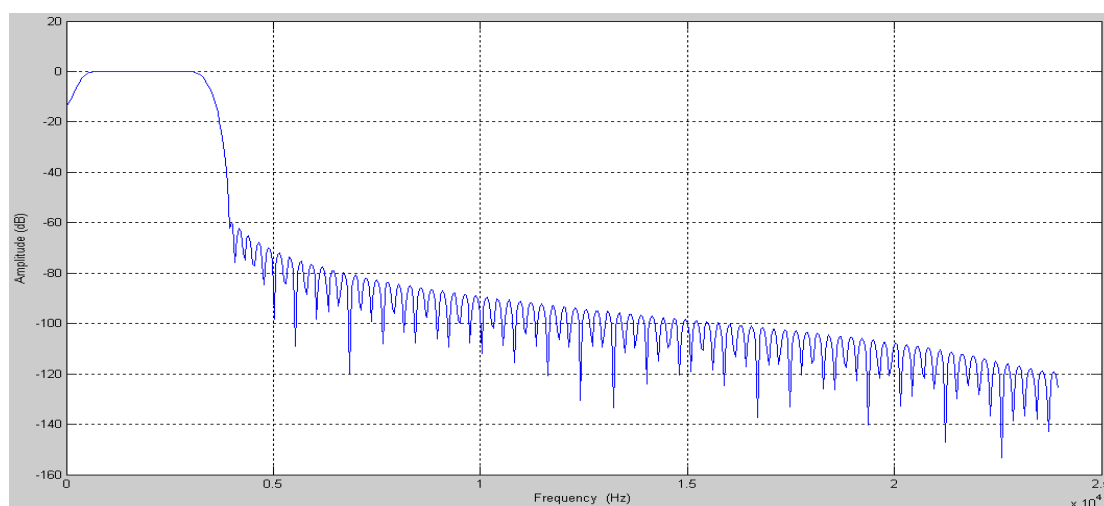
а) АЧХ, рассчитанная в Matlab



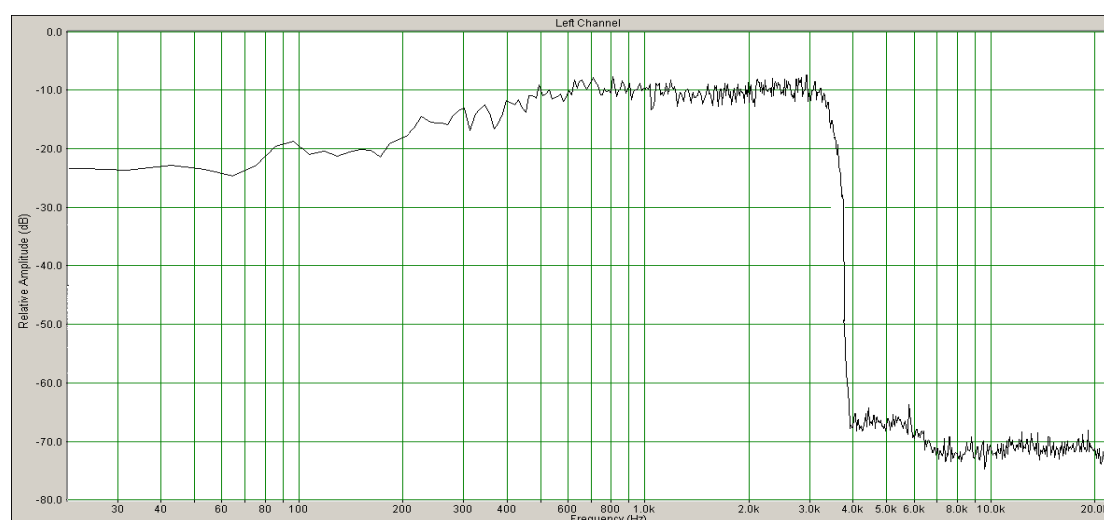
б) реальная АЧХ

Рисунок 7 – АЧХ фильтра 180 порядка с прямоугольным окном





а) АЧХ, рассчитанная в Matlab



б) реальная АЧХ

Рисунок 8 – АЧХ фильтра 180 порядка с окном Кайзера

**Выводы.** Исследования показали, что для реализации полосового фильтра в реальном времени порядок НЦФ должен быть не менее 580 (коэффициент затухания вне полосы пропускания 60 дБ, неравномерность в полосе пропускания 3 дБ) (рис.6, а, б). Степень несоответствия реальных результатов математическим моделям (т.е. неравномерность АЧХ в полосе пропускания) обусловлена использованием процессора с фиксированной запятой. Использование оконных функций приводит к улучшению формы фронтов АЧХ и уменьшению пульсаций в области затухания.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: практический поход / Э.Айфичер, Б.Джервис; пер. с англ. – 2-е изд. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2004. – 992с.
2. Лэй Э. Цифровая обработка сигналов для инженеров и технических специалистов: практическое руководство / Э.Лэй; пер. с англ. Соголюб Н.С. – М.: ООО "Группа ИДТ", 2007. – 336с.
3. Шрюфер Э. Обработка сигналов: цифровая обработка дискретизированных сигналов: учебник / Э.Шрюфер; под ред. проф. В.П.Бабака. – К.: Либідь, 1995. – 320с.

Днепродзержинский государственный технический университет

## ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МОМЕНТОВ В РАСЧЕТЕ ХАРАКТЕРИСТИК ШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕНН

**Введение.** В настоящее время широкое распространение получили различные приближенные методы электродинамических расчетов, основанные на применении ЭВМ. Наиболее известным и универсальным является метод конечных элементов. Однако существенным недостатком метода является сравнительно большое время, необходимое для анализа СВЧ структур. Причиной тому является лежащая в основе метода дискретизация пространства. Непрямые методы являются альтернативным направлением в решении задач электродинамики. Наиболее известным среди них является метод моментов [1]. В этом случае дискретизации подвергается лишь поверхность исследуемой структуры, а не все пространство, что снижает размерность задачи.

**Постановка задачи.** Основу применяемого в данной работе метода составляет представление поверхности исследуемой антенны в виде множества простых элементов. В качестве таких элементов наиболее удобно применять треугольники. На рис.1 показан пример описанного представления.

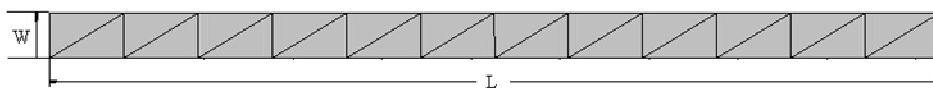


Рисунок 1 – Пример представления антенны в виде множества простых элементов

Распределение токов на поверхности антенны представляется в виде суммы базисных функций:

$$\vec{j}(\vec{r}) = \sum_{n=1}^M I_n \vec{f}_n(\vec{r}), \quad (1)$$

где  $M$  – количество элементов;  $I_n$  - весовые коэффициенты, определяемые как  $Z \cdot I = V$ , где  $Z$  – матрица сопротивлений, размерностью  $M \times M$ ;  $V$  – напряжение возбуждения.

В качестве базисной функции выбрана RWG-функция [2, 3], которая имеет следующий вид:

$$\vec{f}_n(\vec{r}') = \begin{cases} \frac{L_n}{2A_n^+} (\vec{r}' - \rho_n^+), \vec{r}' \in T_n^+ \\ \frac{L_n}{2A_n^-} (\vec{r}' - \rho_n^-), \vec{r}' \in T_n^- \\ 0, \vec{r}' \notin T_n^+ \cup T_n^- \end{cases}, \quad (2)$$

где  $A_n^\pm$  - площадь треугольника  $T_n^\pm$ ;  $L_n$  - длина общей границы  $e_n$ ;  $\rho_n^\pm$  - свободная вершина треугольника  $T_n^\pm$ . Определение RWG-базисной функции показано на рис.2.

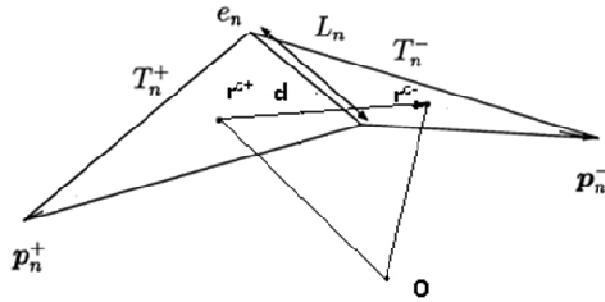


Рисунок 2 – RWG-базисная функция

Если элементы  $m$  и  $n$  представить как диполи конечных размеров, то матрица  $Z$  описывает влияние диполя  $n$  на ток диполя  $m$  и наоборот. Размер матрицы сопротивлений соответствует количеству RWG-элементов. Выражение для матрицы сопротивлений имеет вид:

$$Z_{mn} = l_m \left[ j\omega \left( \vec{A}_{mn}^+ \cdot \frac{\vec{\rho}_m^{C+}}{2} + \vec{A}_{mn}^- \cdot \frac{\vec{\rho}_m^{C-}}{2} \right) + \Phi_{mn}^- - \Phi_{mn}^+ \right], \quad (3)$$

где индексы  $m$  и  $n$  соответствуют двум RWG-элементам;  $l_m$  – длина элемента;  $\vec{\rho}_m^{\pm}$  – вектор между свободной вершиной  $p_m^{\pm}$  и центральной точкой  $r_m^{\pm}$  треугольников  $T_m^{\pm}$ .

Выражения для векторного потенциала  $\mathbf{A}$ , скалярного потенциала  $\Phi$  и функции Грина имеют вид:

$$\vec{A}_{mn}^{\pm} = \frac{\mu}{4\pi} \left[ \frac{l_n}{2A_n^+} \int_{T_n^+} \vec{\rho}_n^{C+}(\vec{r}') g_m^{\pm}(\vec{r}') dS' + \frac{l_n}{2A_n^-} \int_{T_n^-} \vec{\rho}_n^{C-}(\vec{r}') g_m^{\pm}(\vec{r}') dS' \right]; \quad (4)$$

$$\Phi_{mn}^{\pm} = -\frac{1}{4\pi j\omega\epsilon} \left[ \frac{l_n}{A_n^+} \int_{T_n^+} g_m^{\pm}(\vec{r}') dS' + \frac{l_n}{A_n^-} \int_{T_n^-} g_m^{\pm}(\vec{r}') dS' \right]; \quad (5)$$

$$g_m^{\pm}(\vec{r}') = \frac{\exp(-jk|\vec{r}_m^{C\pm} - \vec{r}'|)}{|\vec{r}_m^{C\pm} - \vec{r}'|}. \quad (6)$$

На основе полученного распределения плотности тока на поверхности антенны определяются её основные характеристики, в частности, входное сопротивление.

**Результаты работы.** На основе описанного метода выполнен расчет частотных характеристик симметричного вибратора при  $L=2$  м,  $W=0,02$  м (рис.1).

На рис.3, 4 показаны рассчитанные и измеренные частотные характеристики активной и реактивной составляющей входного сопротивления симметричного вибратора. Расчет проводился в диапазоне частот 20...200 МГц. Как видно, расчетные характеристики довольно точно описывают характер частотной зависимости, полученной экспериментальным путем. Немаловажную роль в повышении точности данного метода играет количество элементов, на которые выполняется разбиение поверхности исследуемой антенны, и производительность ЭВМ.

Однако данный метод позволяет проводить анализ антенн более сложных конфигураций. В качестве такого примера рассмотрим структуру, показанную на рис.5. Данная антенна, представляющая собой плоскую спираль, как известно, является широкополосной.

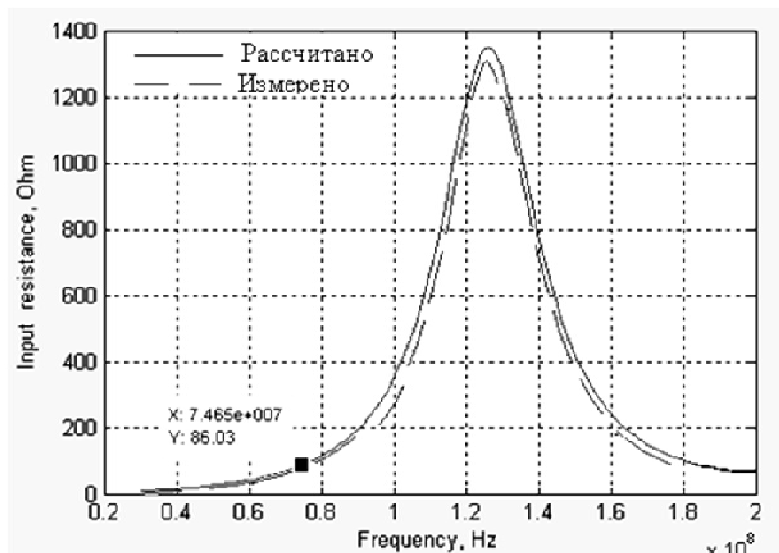


Рисунок 3 – Частотная характеристика активного сопротивления симметричного вибратора

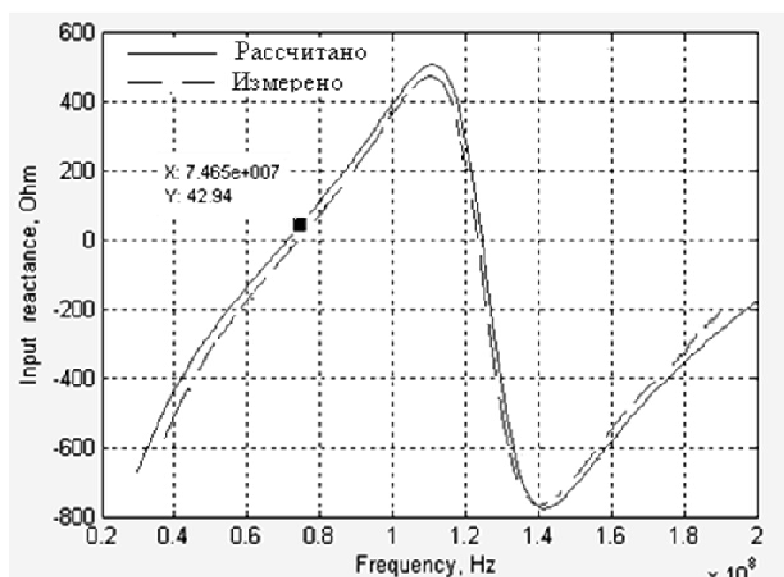


Рисунок 4 – Частотная характеристика реактивного сопротивления симметричного вибратора

Расчет входного сопротивления для этого типа антенн проведен в диапазоне 25 МГц - 5 ГГц. Из рис.6, 7 видно, что на частотах выше 1 ГГц реактивное сопротивление плоской спирали с повышением частоты приближается к значению  $-150$  Ом, а активная составляющая входного сопротивления монотонно убывает от 300 до 150 Ом. Такой характер частотной зависимости позволяет применять этот тип антенн в широком диапазоне частот.

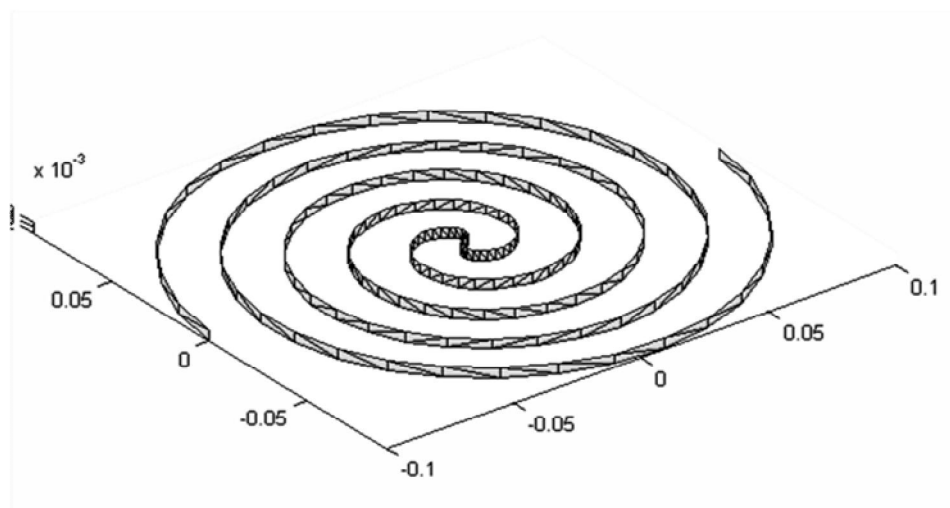


Рисунок 5 – Антенна в виде плоской спирали

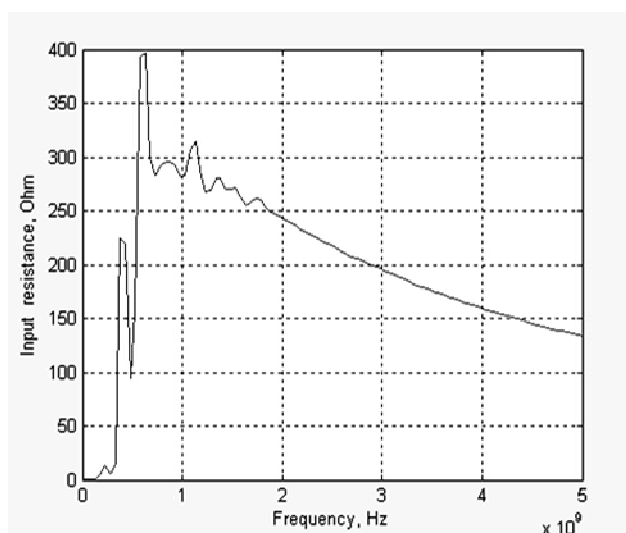


Рисунок 6 – Частотная характеристика активного сопротивления спиральной антенны

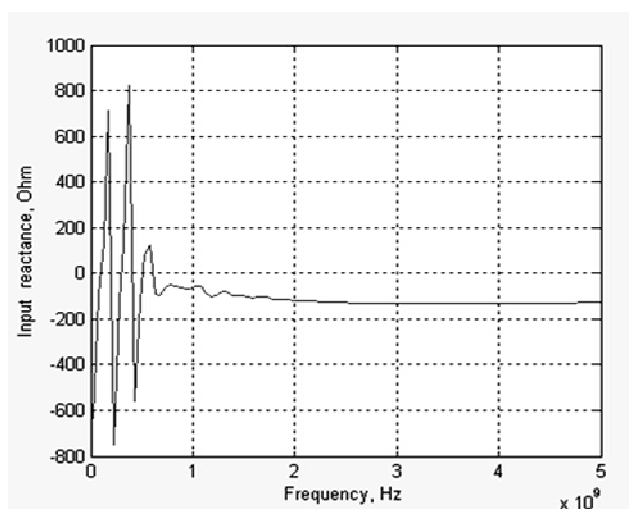


Рисунок 7 – Частотная характеристика реактивного сопротивления спиральной антенны

**Выводы.** В результате реализации метода моментов в среде MATLAB были получены частотные зависимости входного сопротивления для симметричного вибратора и антенны в виде плоской спирали. С целью проверки корректности метода выполнено сравнение результатов расчета характеристик для симметричного вибратора с экспериментальными данными. Рассчитанные данные соответствуют результатам, полученным в ходе измерений. Описанная методика может быть успешно применена для расчета частотных характеристик широкополосных антенн различных конфигураций, поскольку позволяет представить поверхность изучаемой антенны в виде множества простых элементов. Точность расчетов определяется количеством элементов, на которые выполняется разбиение поверхности антенны. Однако, повышение количества элементов и, соответственно, точности расчетов также приводит и к повышению затрат ресурсов ЭВМ.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Harrington R.F. Field Computation by Moment Method. Macmillan / Harrington R.F. – New York, 1968. – 352p.
2. Makarov S. Antenna and EM modeling with MATLAB / Makarov S. – Wiley-Interscience, 2002. – 274p.
3. Gibson Walton C. The method of moments in electromagnetic / Walton C. – Gibson Chapman & Hall/CRC, 2008. – 272p.

УДК 796.072.2.613.73

БОЙКО В.І., д.т.н., професор  
НЕЛЬГА А.Т., ст. викладач  
РЕЙДЕРМАН Ю.І., к.т.н., доцент  
ДУКА С.В., студент

Дніпродзержинський державний технічний університет

### **СИСТЕМА КОНТРОЛЮ І СТАБІЛІЗАЦІЇ ФУНКЦІОНАЛЬНОГО СТАНУ СПОРТСМЕНІВ ПРИ ВИСОКИХ НАВАНТАЖЕННЯХ**

**Вступ.** При підготовці спортсменів до змагань їх організм зазнає високих навантажень. Тому тренувальний процес спортсменів певним чином регламентується з обов'язковим обліком стану організму людини.

Особливо важливою є необхідність оперативного контролю за станом спортсменів високої класу, коли поставлені перед ними цілі вимагають віддачі майже граничних можливостей як фізичної, так і психічної напруги.

**Постановка задачі.** Підвищення ефективності діагностики функціонального стану спортсменів високої кваліфікації шляхом розробки автоматизованої системи діагностики, в основу якої покладена методика оперативної оцінки енергії серцевої системи з можливістю здійснення закритого масажу серцевої м'язи використанням ультразвуку.

**Результати роботи.** Співробітниками Дніпродзержинського державного технічного університету, Дніпропетровського інституту фізкультури і спорту і Дніпродзержинського коледжу фізичної культури створена система контролю і стабілізації функціонального стану спортсменів, основне застосування якої направлене на тренувальний процес (рис.1).

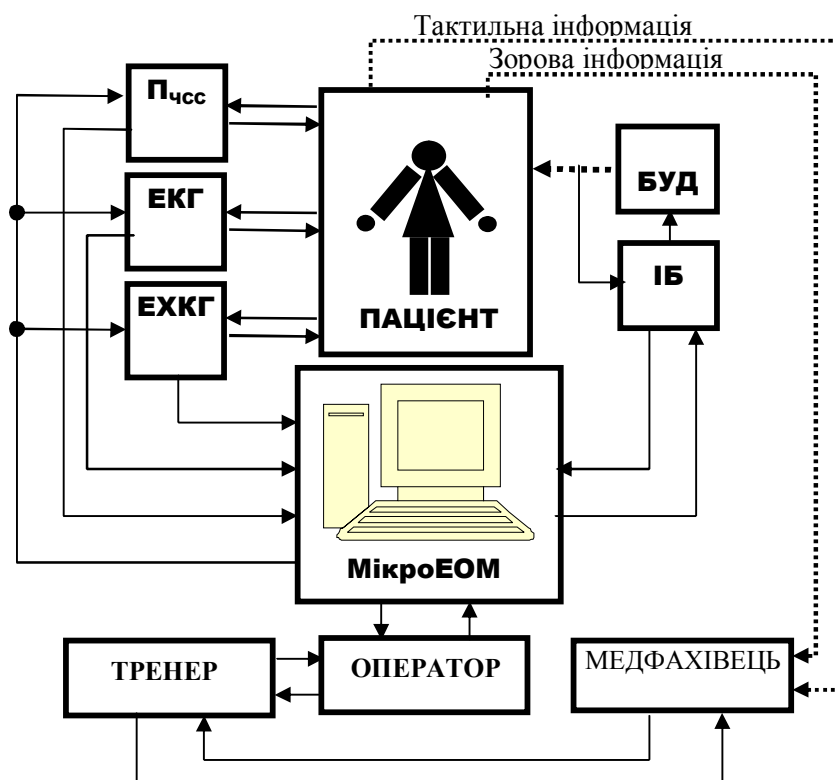


Рисунок 1 – Система контролю і стабілізації функціонального стану спортсменів

Структурними вузлами цієї біотехнічної системи (БТС) є: пацієнт (спортсмен), оператор, медичний фахівець, тренер, мікроЕОМ, пристрій вимірювання частоти серцевих скорочень (Пчсс), електрокардіограф (ЕКГ), ехокардіограф (ЕХКГ), блок ультразвукових дій (БУД), інтерфейсний блок (ІБ). Система побудована на базі тренажерного комплексу типу «КОНЦЕПТ».

Основними функціональними задачами системи є своєчасне отримання необхідної інформації про стан спортсмена, який тренується, і здійснення відповідного корегування з метою підвищення його енергетичної здатності шляхом закритого масажу м'яза серця в моменти його розслаблення зовнішньою ударною дією ультразвуку.

БТС реалізує алгоритм, в основу якого покладена методика регламентації тренувальних навантажень залежно від енергетичних показників серцево-судинної системи. Перед початком етапу активних тренувань спортсмени проходять ехокардіографію. За результатами ехокардіографічних вимірювань визначаються показники геодинаміки і відповідні їм показники фізико-механічних властивостей міокарду лівого шлуночка, аорти та передсердя, а також показники роботи клапанного апарату серця. Обчислюються кінцеві розміри систоли і діастоли, товщина міокарду задньої стінки лівого шлуночка в систолу і діастолу, просвіт і товщина аорти в діастолу, період вигнання крові з лівого шлуночка. Фіксуються частота скорочень серця (ЧСС) і тиск за Коротковим. Визначається величина енергії, яка відтворюється лівим шлуночком, що виганяється з нього в аорту крові, при знаходженні спортсмена у спокої, а також тиск за Коротковим і ЧСС впродовж 1 хвилини після роботи на тренажері. Знаходиться співвідношення величин енергії спортсмена при ЧСС 170 уд. за хв. (при навантаженні) і 70 уд. за хв., (у стані спокою) як показника енергії, за яким оцінюється здатність спортсмена виконувати свої професійні функції. Визначається час зміни енергетичного потенціалу лівого шлуночка як величини відношення ЧСС, що

становить 170 уд. за хв., до відповідної ЧСС спокою, тобто визначається показник, який характеризує можливість лівого шлуночка відновлювати свої можливості. Очевидно, чим більший перший показник і менший другий, тим вища функціональна «форма» спортсмена.

Комплексним показником «форми» спортсмена є відношення першого показника до другого.

Запропоновано спосіб лікувального тренування спортсменів, який здійснюється шляхом зовнішньої дії на м'яз серця відповідним фізичним чинником. При цьому на область м'яза серця впливають ультразвуковими коливаннями частотою 790-910 кГц і інтенсивністю 0,2-0,45 Вт/см<sup>2</sup> впродовж 10 сеансів по 7-11 хвилин кожен. Ця дія регламентована у часі.

Обов'язковою умовою здійснення корекції є проведення масажу тільки у фазі ізометричного розслаблення серцевого м'яза в діастолу, щоб стиснення його стінки не перешкоджало процесу наповнення кров'ю коронарних судин у систолу. Початок і тривалість масажу регулюються відносно фаз діастолу і систолу і визначаються циклограмами роботи лівого шлуночка.

П'єзокристал аплікатора-випромінювача прикладається до поверхні грудей пацієнта. Його ударна хвиля розповсюджується в тіло спортсмена, масажуючи область серцевого м'яза.

Прийнято виділяти три вектори збудження шлуночків, які утворюють комплекс серцевих показників QRS [1]. Початковий (перегородковий) вектор характеризує електрорушійну силу (ЕРС) серця за перші 0,015-0,03 с деполяризації шлуночків. Він відображає початок збудження правого шлуночка і направлений управо вперед і вгору. Основний вектор представляє ЕРС збудження шлуночків за період 0,03-0,05 с. ЕРС лівого шлуночка значно більша ЕРС правого, тому основний вектор орієнтований униз і вліво. Кінцевий вектор відображає деполяризацію шлуночків в останні 0,06-0,08 с, обумовлений збудженням міокарду шлуночків і направлений угору назад і злегка вправо або вліво. В період реполяризації шлуночків вектори серця мають напрям переважно уліво, вниз і назад. Ці вектори утворюють зубець Т, який направлений у ту ж сторону, що і комплекс QRS [1].

Традиційна схема реєстрації включає 12 відведень: три стандартних (I, II, III), три посилені однополюсних відведень від кінцівок (aVR, aVL, aVF) і шість грудних однополюсних відведень (V1-V6). Така система реєстрації ЕКГ може бути забезпечена 8-каналною біполярною реєстрацією з накладенням 4 електродів на кінцівки і 6 грудних електродів:

R – права рука;

L – ліва рука;

F – ліва нога (нейтраль);

G – права нога (загальна земля для апаратури, яка реєструє);

Gi – грудні електроди I = 1- 6.

Електроди під'єднані до біопідсилювача в наступній послідовності полярності електродів:

відведення I = L(+), R(-);

відведення II = R(-), F(+);

відведення Gf = Gi (+), F(-); I = 1 - 6.

ЕКГ-запис складається із зубців, що позначаються латинськими буквами P Q R S T U сегментів і інтервалів. Амплітуда зубців вимірюється від нульової лінії (ізолінії, яка, зазвичай, відповідає положенню горизонтального майданчика PQ) в мілівольтах, а тривалість – у секундах.



Зубець Р відображає збудження (деполяризацію) передсердя. В перші 0,02-0,03 с порушується тільки праве передсердя (висхідне коліно зубця Р), потім, у наступні 0,02-0,03 с, – праве передсердя, перегородка міжпередсердя, ліве передсердя (вершина зубця Р0), в останні 0,02-0,03 с – тільки ліве передсердя (низхідне коліно зубця Р). Загальна тривалість зубця Р складає 0,06-0,11 с. Зубець Р може бути позитивним, негативним, двофазним та ізоелектричним. Вектор зубця Р йде майже паралельно осі ІІ відведень і проектується на позитивну сторону осі. Тому Р в І, ІІ стандартних відведеннях завжди позитивний і має амплітуду не більше 20-25 мкВ. Зубець РІІІ може бути позитивним, двофазним, згладженим або негативним. Зубець РаVІ завжди негативний, майже такої ж амплітуди і РІІ. У відведенні аRV зубець Р позитивний, а аVF зубець Р невеликої амплітуди, може бути позитивним, ізоелектричним, нерідко буває двофазним, негативним, залежно від більш вертикального або горизонтального напрямку вектора Р.

Інтервал PQ – це час передсердно-шлуночкової провідності.

Зубці Q R S T складають шлуночковий комплекс. Інтервал QRS характеризує розповсюдження збудження по міокарду шлуночків, вимірюється від початку зубця Q до кінця зубця S. Його тривалість коливається від 0,06 до 0,10 с. Всякий позитивний зубець цього комплексу позначають як R, далі за ним слідує негативний зубець S.

Сегмент ST – відрізок кінця комплексу до початку зубця T. Він указує на те, що міокард шлуночків повністю охоплений збудженням. Цей сегмент у відведеннях від кінцівок, зазвичай, розташований на ізоелектричній лінії.

Зубець T відповідає процесам припинення збудження шлуночків. Він може бути позитивним, негативним і двофазним. Формою зубець T нагадує трикутник з пологим підйомом, закругленою вершиною і крутим спуском. Полярність зубця T у відведеннях від кінцівок також залежить від проекції вектора T на вісь відведень. У нормі кут між вектором T і вектором комплексу QRS не перевищує 30-35°, тому зубець T направлений у ту ж сторону, що і основний зубець QRS. Зубець T у відведеннях І, ІІ завжди позитивний. ТІІІ може бути позитивним, ізоелектричним або негативним (при горизонтальному напрямі електричної осі серця).

Інтервал QRST, що зветься електричною систолою, вимірюється від початку зубця Q до кінця T. Тривалість цього інтервалу залежить від віку і частоти серцевих скорочень. Тривалість QRST не повинна відрізнятися від належної QT, яку обчислюють за формулою Базетта  $QT = K \cdot \sqrt{RR}$ , де  $K = 0,37$  для чоловіків, і  $K = 0,40$  для жінок. Різниця складає більш ніж 15% при нормальній частоті ритму це становить 0,4 с.

Механізм використання наданої методики вимагає наступне. Після одержання електрокардіограми обстежуваного переміщують горизонтальну лінію маркера до збігу її з піком зубця R і далі обраховують за заданою програмою, яка реалізується в ПК, такі параметри: частоту подачі пачок імпульсів, тривалість їх дії, відмітку відліку часу затримки запуску генератора. Встановлюючи момент початку роботи генератора протягом циклу роботи серця, витримують час роботи генератора.

Механічна дія на м'яз серця регламентується за кількістю сеансів, тривалістю сеансу дій, відносною тривалістю подачі пачки імпульсів за період циклу, потужністю, частотою ультразвукових коливань та часом їх подачі. Частота включень визначається станом організму і коливається від 1 Гц до 3 Гц. Результати контролюються лікарем.

Метод нормування тренувального навантаження за даними стану серця як джерела, що визначає енергію крові, яка виганяється в аорту, оцінювався за результатами, які були показані спортсменами контрольної групи. Проведення тесту займало приблизно 5 хвилин на спортсмена, після чого спортсмен приступав до розминки. До моменту закінчення розминки тренер отримувал результати обробки

даних, які він брав до уваги, і, при необхідності, в план тренування вносилися відповідні корективи.

Своєчасна корекція навантажень дозволяє спортсменові досягти піку форми до моменту відповідальних змагань. Отримані статистичні дані використовуються лікарем для визначення показників функціонального стану серцево - судинної системи спортсмена і ухвалення спільно з тренером рішення про доцільність продовження його спортивної кар'єри.

Запропонований метод може бути критерієм нормування тренувального навантаження на кожне тренування або мікроцикл за даними стану серця як джерела, що характеризує енергію. Оцінка його ефективності проводилася за результатами спортивної функціональної підготовки (СФП). Дані ехокардіографії, які використовуються за розробленою методикою, є достатньо інформативними, об'єктивно відтворюючи стан спортсмена, його функціональні можливості і фізичну готовність на виконання тренувального завдання.

За оцінкою тренерів [2], застосування наведеної методики може істотно підвищити функціональну підготовку спортсменів до заданого часу основних змагань.

Автоматизована система контролю функціонального стану спортсменів сприяє проведенню необхідної корекції тренувальної програми, що дозволяє студентам більш глибоко вивчити теоретичний матеріал, отримати практичні навички, удосконалювати як апаратне забезпечення тренажера, так і програмне – для статистичної обробки результатів досліджень, що, безумовно, сприяє зменшенню часу їх адаптації при збільшенні навантажень.

Методика може бути використана також у тренажерних залах для регулювання навантажень пацієнтів залежно від їх психічного і емоційного стану.

**Висновки.** Розроблено методику оперативної діагностики функціонального стану спортсменів високої кваліфікації, що визначає енергію дії серцево-судинної системи, а також структуру автоматизованої системи, призначенням якої є реалізація цієї методики.

Запропонована автоматизована система діагностики функціонального стану спортсменів наділена здатністю корегувати серцево-судинну систему людини у випадку необхідності, що скорочує у часі готовність спортсмена до виконання максимально можливих тренувальних навантажень і змагань.

#### ЛІТЕРАТУРА

1. Мустецов Н.П. Мониторинг показателей сердечно-сосудистой системы / Н.П.Мустецов, Т.А.Колесникова // Электроника и связь. – Киев. – 2003. – №19. – С.158-160.
2. Рейдерман Ю.И. Проблемы та шляхи розвитку вищої технічної освіти / Ю.И.Рейдерман // Новые компьютерные технологии в тренерской практике. – Київ. – 2002. – С.24-27.