

Повышение эффективности программно-технических комплексов в АСУ ТП АЭС

Рассмотрены вопросы повышения эффективности программно-технических комплексов (ПТК) в АСУ ТП АЭС при настройке и перестройке их характеристик. Проведен анализ влияния коэффициентов передаточной функции перестраиваемой цифровой компоненты на свойства амплитудно-частотной характеристики, которое необходимо учитывать при проектировании ПТК систем контроля и управления (СКУ). Определены зависимости коэффициентов числителя и знаменателя передаточной функции типовых цифровых фильтров первого порядка нижних и верхних частот от частоты среза, а также зависимости от показателя пульсации.

Ключевые слова: ПТК СКУ АЭС, первичная обработка сигналов, коррекция характеристик, раздельная и комплексная перестройки, коэффициенты передаточной функции, частотно-зависимая компонента.

Г. В. Ухіна, А. О. Біленко, В. С. Ситніков

Підвищення ефективності програмно-технічних комплексів в АСУ ТП АЕС

Розглянуто питання підвищення ефективності програмно-технічних комплексів (ПКТ) в АСУ ТП АЕС у процесі налаштування та перебудови їх характеристик. Проведено аналіз впливу коефіцієнтів передавальної функції цифрової компоненти, що перебудовується на властивості амплітудно-частотної характеристики, який потрібно враховувати у проектуванні ПКТ систем контролю та управління (СКУ). Визначено залежності коефіцієнтів чисельника та знаменника передавальної функції типових цифрових фільтрів першого порядку нижніх та верхніх частот від частоти зрізу, а також залежності від показника пульсації.

Ключові слова: ПКТ СКУ АЕС, первинна обробка сигналів, корекція характеристик, окрема та комплексна перебудова, коефіцієнти передавальної функції, частото-залежна компонента.

Согласно основным действующим в Украине нормативным требованиям к АСУ ТП АЭС (НП 306.2.141–2008. Общие положения безопасности атомных станций), каждый энергоблок АЭС должен быть оснащен автоматизированной системой контроля и управления технологическими процессами. С учетом наработанного опыта эксплуатации действующих АЭС необходимо использовать современные методы управления и синтеза многоуровневых иерархических систем с использованием высокопроизводительных мультимикропроцессорных комплексов [1].

Основными создателями подобных комплексов в Украине являются НПП «Радий» и СНПО «Импульс», разработки и продукция которых широко используются на украинских АЭС (Хмельницкая, Ривненская, Запорожская), а также в странах ближнего и дальнего зарубежья. В состав номенклатуры изделий входят разнообразные программно-технические комплексы систем контроля и управления (ПТК СКУ) для приема и обработки сигналов технологических параметров (в том числе и первичного приема, сбора и обработки) с целью формирования сигналов управления защиты и предоставления информации обслуживающему персоналу о состоянии элементов, систем и технологического процесса [2].

При имплементации таких комплексов появляется необходимость в коррекции и перестройке параметров частотно-зависимых компонент, входящих в их состав. Подобные системы представляют собой совокупность аппаратных и программных средств со сложной архитектурой и многообразием связей [3–7].

На этапе разработки ПТК СКУ возникает задача анализа влияния коэффициентов передаточной функции компоненты тракта сбора и обработки на свойства амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), причем управление свойствами АЧХ возможно как раздельное, так и комплексное [8–10]. Подобная задача характерна для адаптивных, перестраиваемых устройств и частотно-зависимых компонент, в том числе и фильтров, которые имеют одинаковое математическое описание [11, 12].

Целью данной работы является повышение эффективности программно-технических комплексов АСУ ТП АЭС систем контроля и управления для приема и обработки сигналов о технологическом процессе.

В качестве частотно-зависимых компонент тракта предварительной обработки и фильтрации рассмотрим широко используемые типовые цифровые фильтры, которые являются частью ПТК СКУ. Известно, что компоненты высокого порядка для простоты настройки и управления строят на основе компонент первого и второго порядков [3, 9]. Поэтому анализ влияния коэффициентов передаточной функции цифрового фильтра на свойства его характеристик проведен по передаточной функции первого порядка вида

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1}}{1 + b_1 z^{-1}}, \quad (1)$$

где a_0 , a_1 , b — действительные коэффициенты числителя и знаменателя.

С учетом того, что частотно-зависимой компоненте с характеристикой фильтра нижних частот (ФНЧ) соответствует передаточная функция (1) при $a_1 > 0$, а частотно-зависимой компоненте с характеристикой фильтра верхних частот (ФВЧ) — $a_1 < 0$, а также принимая во внимание, что коэффициенты числителя нормированных цифровых фильтров первого порядка

$$a_0 = |a_1|, a_0 > 0, \quad (2)$$

передаточную функцию (1) можно записать в виде

$$H(z) = a_0 \frac{1 \pm z^{-1}}{1 + bz^{-1}}, \quad (3)$$

где «+» в числителе определяет ФНЧ, а «-» — ФВЧ.

При подстановке $z^{-1} = e^{-j\bar{\omega}}$ или по формуле Эйлера $z^{-1} = \cos \bar{\omega} - j \sin \bar{\omega}$, где $\bar{\omega}$ — нормированная угловая частота; $\bar{\omega} = 2\pi \frac{f}{f_d}$, $\bar{\omega} \in [0, \pi]$; f, f_d — соответственно линейная частота и частота дискретизации, получим комплексный коэффициент передачи, а на его основе — АЧХ фильтров нижних и верхних частот.

Фильтр нижних частот. Частотно-зависимый коэффициент передачи ФНЧ в общем виде описывается выражением [13, 14]

$$H(\bar{\omega}) = \sqrt{\frac{(a_0 + a_1)^2 - 2a_0a_1(1 - \cos \bar{\omega})}{(1 + b)^2 - 2b(1 - \cos \bar{\omega})}}$$

или, с учетом (2) и (3),

$$H(\bar{\omega}) = \frac{2a_0 \cos\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}{\sqrt{(1 + b)^2 - 4b \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}}. \quad (4)$$

На нулевой частоте $\bar{\omega} = 0$ коэффициент передачи $H(0)$ будет определяться соотношением

$$H(0) = a_0 \frac{2}{1 + b}. \quad (5)$$

Исходя из того что коэффициент передачи на нулевой частоте нормированного фильтра первого порядка равен единице, т. е. $H(0) = 1$ [9], коэффициент числителя из (5), при условии устойчивости фильтра $|b| < 1$ [9],

$$a_0 = \frac{1 + b}{2}, \quad (6)$$

а АЧХ нормированного ФНЧ

$$H(\bar{\omega}) = \frac{(1 + b) \cos\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}{\sqrt{(1 + b)^2 - 4b \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}}.$$

В зависимости от решаемой задачи ПТК СКУ частота среза $\bar{\omega}_c$ фильтра определяется на уровне c , $1 < c < 1$. Поэтому при задании уровня c из уравнения (4) можно определить частоту среза $\bar{\omega}_c$. Пусть $H(\bar{\omega}_c) = c$; тогда из уравнения (4) получим желаемую частоту среза $\bar{\omega}_c$:

$$\bar{\omega}_c = \arccos \left(- \frac{1 - 2c^2 \frac{1 + b^2}{(1 + b)^2}}{1 - 4c^2 \frac{b}{(1 + b)^2}} \right).$$

При этом уровень c частоты среза $\bar{\omega}_c$ задается для фильтра Баттерворта на уровне 0,707; для фильтра Чебышева и эллиптического фильтра — показателем пульсаций в полосе пропускания ϵ :

$$c = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}, \quad (7)$$

а для инверсного фильтра Чебышева — показателем пульсаций ϵ в полосе задержания:

$$c = \frac{\epsilon}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}. \quad (8)$$

Заметим, что в большинстве математических пакетов для ЭВМ уровень пульсаций задается в децибелах:

$$c = \frac{1}{\sqrt{10^{0,1RP}}} \text{ или } c = \frac{1}{\sqrt{10^{0,1RS}}},$$

где RP и RS — колебательность характеристики в полосе пропускания фильтра и в полосе задержания фильтра, соответственно.

Для ФНЧ первого порядка получена формула определения коэффициента знаменателя b передаточной функции (3) в зависимости от частоты среза $\bar{\omega}_c$ и уровня колебательности c (рис. 1 и 2):

$$b = - \left\{ 1 - \frac{2c^2 \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)}{c^2 - \cos^2\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)} \left(1 - \frac{\cos\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)} \sqrt{\frac{1 - c^2}{c^2}} \right) \right\}. \quad (9)$$

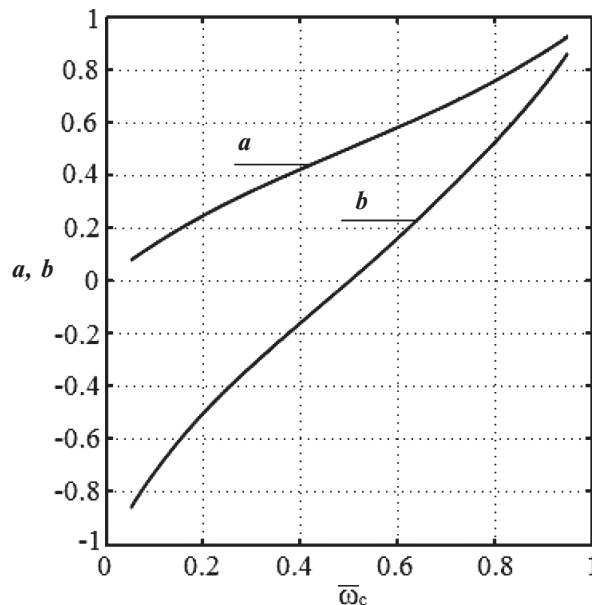


Рис. 1. Графики зависимости коэффициента числителя a_0 и знаменателя b передаточной функции ФНЧ Баттерворта от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$

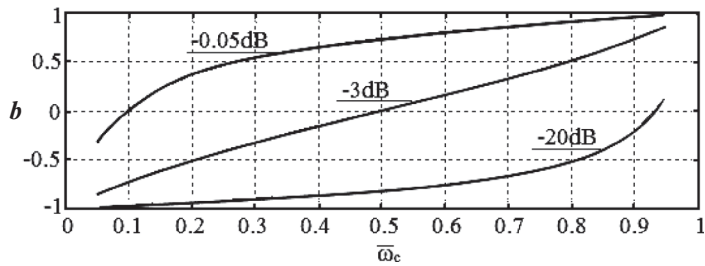


Рис. 2. Зависимости коэффициента знаменателя b передаточной функции инверсного ФНЧ Чебышева от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$ при уровне колебательности (показателе пульсаций) в полосе задержания $RS = -0,05$ дБ; $RS = -3$ дБ; $RS = -20$ дБ

Однако для реализации такое представление зависимости коэффициента знаменателя b от частоты среза $\bar{\omega}_c$ и уровня колебательности c не совсем удачно. Введем некоторую фиктивную величину ξ так, чтобы

$$c = \cos\left(\frac{\xi}{2}\right), \quad (10)$$

или $\xi = 2 \arccos c$.

Тогда после подстановки (10) в (9) можно получить более простое выражение для реализации в ПТК СКУ:

$$b = \frac{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c - \xi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c + \xi}{2}\right)}. \quad (11)$$

Фильтр верхних частот. Для нормированных фильтров верхних частот, передаточная функция которых определяется выражением (3), частотно-зависимый коэффициент передачи, с учетом (2), в общем виде описывается выражением

$$H(\bar{\omega}) = \frac{2a_0 \sin\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}{\sqrt{(1+b)^2 - 4b \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}}. \quad (12)$$

Коэффициент передачи на частоте $\bar{\omega} = \pi$ определяется соотношением

$$H(\pi) = a_0 \frac{2}{1-b}. \quad (13)$$

Тогда с учетом нормированной АЧХ коэффициент числителя из (13)

$$a_0 = \frac{1-b}{2}, \quad |b| < 1, \quad (14)$$

а АЧХ нормированного ФВЧ

$$H(\bar{\omega}) = \frac{(1-b) \sin\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}{\sqrt{(1+b)^2 - 4b \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}}{2}\right)}}.$$

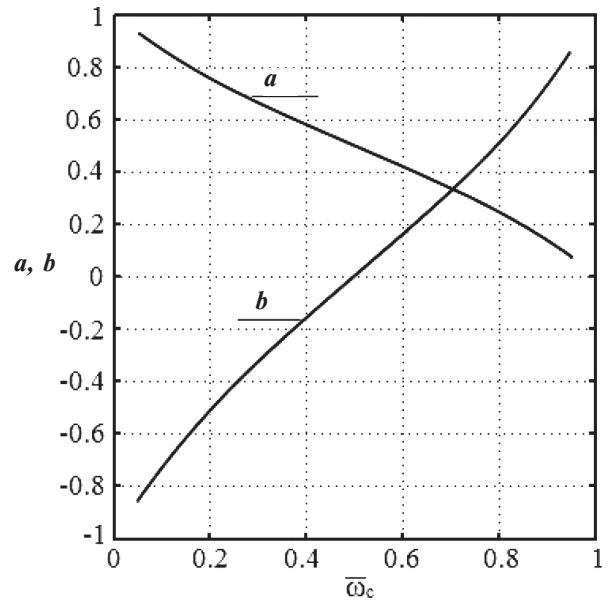


Рис. 3. Графики коэффициента числителя a_0 и знаменателя b передаточной функции ФВЧ Баттерворта от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$

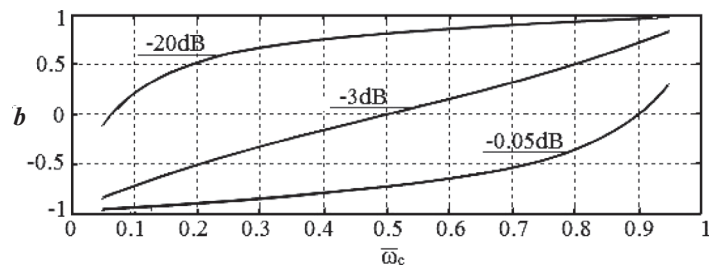


Рис. 4. Графики зависимости коэффициента знаменателя b инверсного фильтра Чебышева от частоты среза фильтра $\bar{\omega}_c$ при уровне колебательности (показателе пульсаций) в полосе задержания $RS = -0,05$ дБ; $RS = -3$ дБ; $RS = -20$ дБ

На уровне c частота среза из (12)

$$\bar{\omega}_c = \arccos\left(\frac{1 - 2c^2 \frac{1+b^2}{(1-b)^2}}{1 + 4c^2 \frac{b}{(1-b)^2}}\right).$$

При этом уровень c частоты среза $\bar{\omega}_c$ задается для ФВЧ аналогично ФНЧ и в соответствии с (7) и (8).

В зависимости от частоты среза $\bar{\omega}_c$ и уровня c найдено соотношение для определения коэффициента знаменателя b передаточной функции (3) ФВЧ (рис. 3, 4):

$$b = 1 - \frac{2c^2 \cos^2\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)}{c^2 - \sin^2\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)} \left(1 - \frac{\sin\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\bar{\omega}_c}{2}\right)} \sqrt{\frac{1-c^2}{c^2}}\right). \quad (15)$$

Воспользовавшись соотношением (10), преобразуем выражение (15):

$$b = - \frac{\cos\left(\frac{\bar{\omega}_c + \xi}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\bar{\omega}_c - \xi}{2}\right)}. \quad (16)$$

Экспериментальная проверка теоретических положений.

Для экспериментальной проверки теоретических положений использовался ультразвуковой дальномер. Такое устройство установлено на кран-балке для определения расстояния до препятствия. Повышение точности дальномера достигается перестройкой частоты излучения и соответственно перестройкой канала обработки отраженного сигнала.

Полосовой фильтр первичной фильтрации отраженного сигнала разработан на основе последовательного соединения фильтров нижних и верхних частот первого порядка с передаточной функцией вида (1) [3, 9, 15]. Для реализации такого фильтра программным способом построен граф реализации алгоритма фильтрации (рис. 5). Алгоритм фильтрации на основе графа представляет собой систему уравнений состояний узлов графа:

$$\begin{aligned} x_1(n) &= s(n), \\ x_2(n) &= x_3(n-1), \\ x_3(n) &= x_1(n) - bx_2(n), \\ x_4(n) &= a_{10}x_3(n) + a_{11}x_2(n), \\ x_5(n) &= x_6(n-1), \\ x_6(n) &= x_4(n) - bx_5(n), \\ y(n) &= x_7(n) = a_{20}x_6(n) + a_{21}x_5(n). \end{aligned}$$

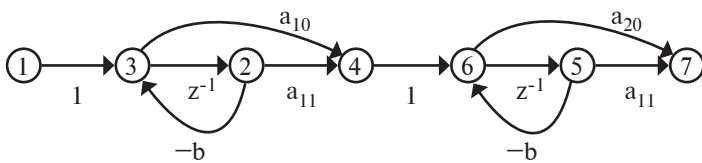


Рис. 5. Граф реализации полосового фильтра

На рис. 6 и 7 показана работа полосового фильтра.

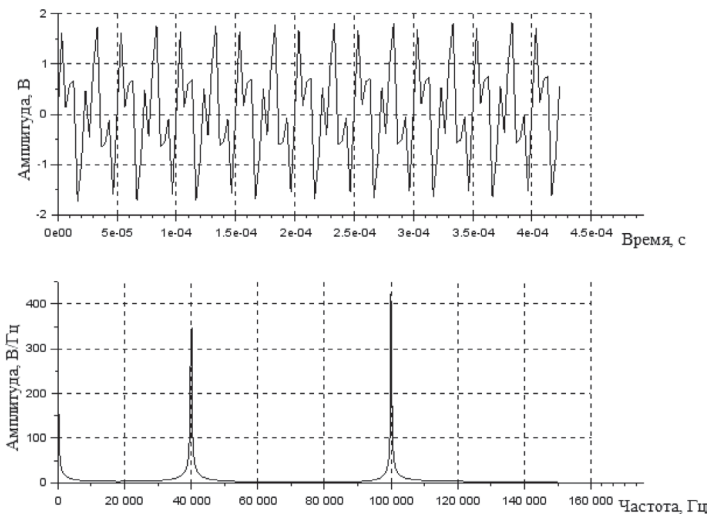


Рис. 6. Входной сигнал на входе полосового фильтра и его спектр

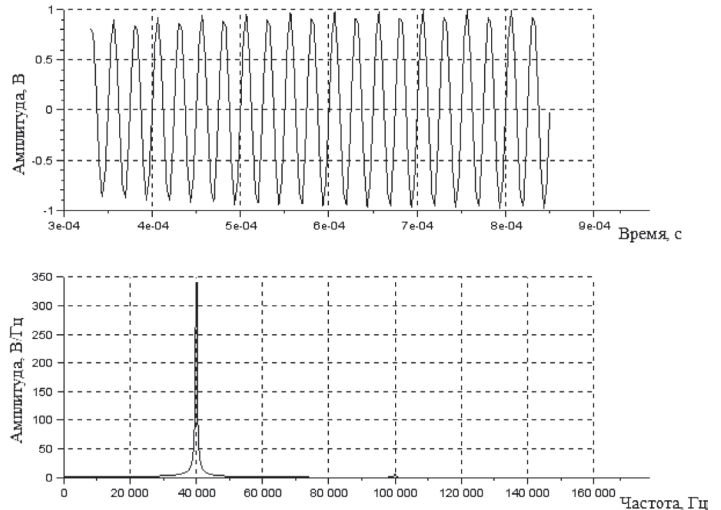


Рис. 7. Выходной сигнал полосового фильтра и его спектр

Выводы

Повышение эффективности цифровых частотно-зависимых компонент первого порядка рассмотрено и описано на основе передаточных функций, характерных для фильтров первого порядка. Анализ АЧХ цифровых фильтров показывает, что при проектировании частотно-зависимых компонент в зависимости от заданной частоты среза $\bar{\omega}_c$ и уровня колебательности ζ можно однозначно найти значения коэффициентов числителя a_0 и знаменателя b передаточной функции, а для нормированных фильтров — найти необходимый коэффициент знаменателя b .

Для изменения коэффициента усиления компоненты достаточно изменить коэффициент числителя a_0 , не изменяя коэффициент знаменателя b . При этом возможно линейное управление коэффициентом усиления за счет изменения коэффициента числителя a_0 , что характерно для адаптивных фильтров.

При изменении коэффициента знаменателя b для ненормированных фильтров осуществляется перестройка как коэффициента усиления, так и частоты среза. Однако для изменения частоты среза при неизменной амплитуде необходима коррекция значения коэффициента усиления коэффициентом передаточной функции числителя a_0 при новом значении коэффициента знаменателя b в соответствии, например, с (6) и (14).

На рис. 1—4 имеются линейные участки, где возможно линейное управление частотой среза за счет их аппроксимации.

Из анализа АЧХ фильтров первого порядка ФНЧ и ФВЧ следует также отметить следующее:

- коэффициент числителя a_0 на форму АЧХ не влияет, а только определяет уровень усиления АЧХ;
- коэффициенты знаменателя b для разных типов фильтров разные, кроме неполиномиальных фильтров;
- при одном и том же типе фильтра коэффициенты знаменателя b для ФНЧ и ФВЧ разные;
- неполиномиальные фильтры имеют одинаковый набор коэффициентов знаменателя b , а следовательно, и одинаковые АЧХ и фазочастотную характеристику. Характеристики фильтров первого порядка от показателя

пульсаций в полосе задержания не зависят. Поэтому характеристики фильтра Чебышева и эллиптического фильтра при одинаковых значениях показателя пульсаций в полосе пропускания и частоте среза совпадают. Кроме того, при таком же значении показателя пульсаций в полосе задержания и той же частоте среза совпадают и характеристики инверсного фильтра Чебышева с характеристиками неполиномиальных фильтров;

при коэффициенте знаменателя $b = 0$ ФНЧ становится усреднителем в соответствии с алгоритмом скользящего среднего по двум точкам [13, 16]:

$$H(z) = \frac{1}{2}(1 + z^{-1}),$$

а ФВЧ становится дифференциатором с точностью до коэффициента усиления в соответствии с алгоритмом разности по двум точкам [16, 17]:

$$H(z) = \frac{1}{2}(1 - z^{-1}).$$

Анализ влияния коэффициентов передаточной функции на свойства характеристик компоненты и полученные соотношения позволяют учесть их и применить в ПТК СКУ как программно, так и аппаратно.

Проведенный анализ позволяет повысить эффективность частотно-зависимых компонент ПТК СКУ за счет коррекции и перестройки характеристик компоненты и системы в целом, а значит, повысить эффективность и надежность ПТК СКУ на АЭС и облегчить работу персонала при наладке и настройке компонент и систем ПТК, а также оперативной перестройке характеристик при изменении условий эксплуатации, что, в свою очередь, повысит эффективность и надежность эксплуатации энергоблоков АЭС.

Список использованной литературы

1. Недостатки существующих АСУ ТП на атомных станциях и перспективы их развития. [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://tesiaes.ru/?p=13030>
2. Елисеев В. В. Информационные и управляющие системы АЭС производства СНПО “Импульс”. Состояние, перспективы / В. В. Елисеев // Ядерная та радіаційна безпека. — 2013. — № 4 (60). — С. 61—64.
3. Ступень П. В. Построение структур цифровых фильтров для систем контроля и управления / П. В. Ступень // Ядерная и радиационная безопасность. — К., 2000. — Т. 3. — Вып. 4. — С. 96—100.
4. Биленко А. А. Анализ построения вычислений на основе реконфигурируемых компьютерных систем / А. А. Биленко, В. С. Ситников // Радіоелектронні і комп’ютерні системи. — 2010. — № 7 (48). — С. 212—214.
5. Stoyanov, G., Uzunov, I., Kawamata, M. (2000), Design of variable IIR digital filters using equal subfilters, Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, vol. 1, pp. 141—146.
6. Stoyanov, G., Uzunov, I., Kawamata, M. (2001), Design and realization of variable IIR digital filters as a cascade of identical subfilters, IEICE Trans. Fundamentals, vol. E84-A, No. 8, pp. 1831—1838.
7. Robinson, A., Hardie, R., Heinisch H. (1997), Implementing continuously programmable digital filters with the TMS320C30/4DSP. Application Report SPRA190A, Texas Instruments, 29 p.
8. Букашкин С. А. Справочник по расчету и проектированию ARC-схем / С. А. Букашкин, В. П. Власов, Б. Ф. Змий / Под ред. А. А. Ланнэ. — М.: Радио и связь, 1984. — 368 с.

9. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов / А. Б. Сергиенко. — СПб.: Питер, 2006. — 751 с.

10. Тепин В. П. Программируемые цифровые фильтры: синтез законов управления передаточной функцией / В. П. Тепин, А. В. Тепин // Известия ЮФУ. Технические науки. — 2011. — № 1. — С. 50—57.

11. Малахов В. П. Адаптивная перестройка цифрового фильтра в системе автоматического управления / В. П. Малахов, В. С. Ситников, И. Д. Яковлева // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы (ААЭКС). — Херсон, 2008. — № 1 (21). — С. 158—161.

12. Брус А. А. Диапазон регулирования частотно-зависимых компонентов компьютерной системы автомобиля / А. А. Брус, В. П. Малахов, В. С. Ситников // Електромашинобудування та електрообладнання. — 2009. — Вип. 72. — С. 139—142.

13. Брус А. А. Коррекция характеристик перестраиваемой компоненты при использовании алгоритма скользящего среднего / А. А. Брус, Е. В. Дикусар, В. С. Ситников, Т. П. Яценко // Науковий вісник Чернівецького університету. Серія: Комп’ютерні системи та компоненти. — Т. 1. — Вип. 1. — 2010. — С. 26—30.

14. Матвейчук М. Ю. Анализ влияния коэффициентов передаточной функции неполиномиального цифрового фильтра первого порядка на свойства амплитудно-частотной характеристики / М. Ю. Матвейчук, А. Н. Пацарь, В. С. Ситников // Труды Одесского политехнического университета. — Одесса, 2010. — Вып. 2 (22). — С. 1—5.

15. Турулин И. И. Методика синтеза управляемых цифровых фильтров на основе аналоговых прототипов / И. И. Турулин, Ю. И. Булакова // Известия ЮФУ. Технические науки. — 2011. — № 2. — С. 88—92.

16. Петров И. С. Перестраиваемая компонента первого порядка специализированной компьютерной системы автономной мобильной платформы / И. С. Петров, А. В. Ухина, Т. П. Яценко, В. С. Ситников // Современные информационные и электронные технологии СИЭТ-2015: XVI междунар. науч.-практ. конф., 25—29 мая 2015 г.: Труды конф. — Одесса: ОНПУ, 2015. — С. 24, 25.

17. Малахов В. П. Анализ частотных характеристик широко используемых дискретных интеграторов и дифференциаторов / В. П. Малахов, В. С. Ситников, Н. М. Литовченко // Праці УНДІРТ. — Одеса, 2002. — № 2 (30). — С. 5—12.

References

1. Disadvantages of Existing NPP Software Based I&C and Their Development Prospects, [Nedostatki sushchestvuiushchikh ASU TP na atomnykh stantsiiakh i perspektiva ikh razvitiia], available at: <http://tesiaes.ru/?p=13030> (Rus)
2. Yeliseiev, V.V. (2013), “NPP Instrumentation and Control Systems Produced by SRPA Impulse. Status, Prospects” [Informatsionnyie i upravliaiushchie sistemy AES proizvodstva SNPO “Impuls”. Sostoianie i perspektivy], Nuclear and Radiation Safety, No. 4(60), pp. 61—64. (Rus)
3. Stupen, P.V. (2000), “Construction of Digital Filter Structures for Instrumentation and Control Systems” [Postroenie struktur tsifrovyykh filterov dlia sistem kontrolya i upravleniia], Nuclear and Radiation Safety, Vol. 3, No. 4, pp. 96—100. (Rus)
4. Bilenko, A.A., Sitnikov, V.S. (2010), “Analysis of Calculations Based on Reconfigurable Computer Systems” [Analiz postroeniia vychislenii na osnove rekonfiguriruemyykh kompiuternyykh sistem], Radioelectronic and Computer Systems, Kharkiv, No. 7(48), pp. 212—214. (Rus)
5. Stoyanov, G., Uzunov, I., Kawamata, M. (2000), “Design of Variable IIR Digital Filters Using Equal Subfilters”, Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Vol. 1, pp. 141—146.
6. Stoyanov, G., Uzunov, I., Kawamata, M. (2001), “Design and Realization of Variable IIR Digital Filters as a Cascade of Identical Subfilters”, IEICE Trans. Fundamentals, vol. E84-A, No. 8, pp. 1831—1838.
7. Robinson, A., Hardie, R., Heinisch H. (1997), “Implementing Continuously Programmable Digital Filters with TMS320C30/4DSP”, Application Report SPRA190A, Texas Instruments, 29 p.

8. *Bukashkin, S.A., Vlasov, V.P., Zmii, B.F.* (1984), "Handbook of Calculation and Design of ARC-Circuits" [Spravochnik po raschiotu i proektirovaniu ARS-skhem], Radio and Communication, Moscow, 368 p. (Rus)
9. *Sergienko, A.B.* (2006), "Digital Signal Processing" [Tsifrovaiia obrabotka signalov], Piter, St. Peterburg, 751 p. (Rus)
10. *Tepin, V.P., Tepin, A.V.* (2011), "Programmable Digital Filters: a Synthesis of the Transfer Function of the Control Laws", [Programiruiemye tsifrovyye filtry: sintez zakonov upravleniia peredatochnoi funktsiiei], Proceedings of SFU, Technicalscience, No. 1, pp. 50–57. (Rus)
11. *Malakhov, V.P., Sitnikov, V.S., Iakovleva, I.D.* (2008), "Adaptive Restructuring of the Digital Filter in the Automatic Control System", [Adaptivnaia perestroika tsifrovogo filtra v sisteme avtomaticheskogo upravleniia], Automation, Electrical Complexes and Systems, Kherson, No. 1(21), pp. 158–161. (Rus)
12. *Brus, A.A., Malakhov, V.P., Sitnikov, V.S.* (2009), "Regulation Range of Frequency-Dependent Components of Vehicle Computer Systems", [Diapazon regulirovaniia chastotno-zavisimyykh komponentov kompiuternoi sistemy avtomobilia], Electrical Machinery and Electrical Equipment, No. 72, pp. 139–142. (Rus)
13. *Brus, A.A., Dikusar, E.V., Sitnikov, V.S., Yatsenko, T.P.* (2010), "Correction of Tunable Components Using Moving Average Algorithm", [Korreksiia kharakteristik perestraivaiemoi komponenty pri ispolzovanii algoritma skolziashchego srednego], Scientific Bulletin of Chernivtsi University, Series, Computer Systems and Components, Vol. 1, No. 1, pp. 26–30. (Rus)
14. *Matveichuk, M. Iu., Patsar, V.S., Sitnikov, V.S.* (2010), "Analyzing Impact of Transfer Function of the First Order Non-Polynomial Digital Filter on the Properties of Amplitude-Frequency Characteristics", [Analiz vliianiia koeffitsientov peredatochnoi funktsii nepolinominalnogo tsifrovogo filtra pervogo poriadka svoistva amplitudno-chastotnoi kharakteristiki], Efforts by the Odessa Polytechnic University, Odessa. No. 2(22), pp. 1–5. (Rus)
15. *Turulin, I.I., Bulgakova, Yu.I.* (2011), "Methodology of Synthesis of Controlled Digital Filters Based on Analog Prototypes", [Metodika sinteza upravleniia tsifrovyykh filtrov na osnove analogovykh prototipov], Proceedings of SFU, Technical Science, No. 2, pp. 88–92. (Rus)
16. *Petrov, I.S., Ukhina, A.V., Yatsenko, T.P., Sitnikov, V.S.* (2015), "Reconfigurable Component of the First Order of Specialized Autonomous Mobile Platform Computer System", [Perestraivaemaia komponenta pervogo poriadka spetsializirovannoi kompiuternoi sistemy avtonomnoi mobilnoi platformy], SIET-2015, Odessa, pp. 24–25. (Rus)
17. *Malakhov, V.P., Sitnikov, V.S., Litovchenko, N.M.* (2002), "Analysis of Frequency Characteristics of Commonly Used Discrete Integrators and Differentiators", [Analiz chastotnykh kharakteristik shiroko ispolzuiemykh diskretnyykh integratorov i differentsiatorov], Works UNIIRT, Odessa, No. 2(30), pp. 5–12. (Rus)

Получено 10.12.2015.