

В. В. Павлюк, О. А. Нагорнюк, Б. В. Молодецький

ПОБУДОВА ВИСОКОШВИДКІСНИХ ЦИФРОВИХ ДЕЦИМАТОРІВ НА ОСНОВІ НАПІВСМУГОВИХ ФІЛЬТРІВ З КІНЦЕВОЮ ІМПУЛЬСНОЮ ХАРАКТЕРИСТИКОЮ

У статті запропоновано нові схемотехнічні та програмно-алгоритмічні рішення щодо побудови високошвидкісних цифрових дециматорів на основі напівсмугових фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою. Розроблено процедури розрахунку коефіцієнтів напівсмугових фільтрів та кількості каскадів. Вказано можливості застосування розроблених підходів у складі багатоканальних цифрових радіоприймальних трактів, побудованих за SDR технологією.

Постановка проблеми. Основними вимогами, що ставляться до сучасних систем радіомоніторингу, є необхідність одночасного прийому та обробки великої кількості частотних каналів [1, 2]. Забезпечити виконання цієї вимоги без нарощування обсягу апаратури дає можливість побудова радіоприймальних трактів за технологією програмнообумовленого радіо (SDR) [3] шляхом реалізації декількох приймальних каналів у спеціалізованому програмному забезпеченні електронно-обчислювальної машини (ЕОМ). Головною складністю реалізації такого підходу є необхідність проведення ресурсоємних операцій цифрової обробки сигналу на частоті дискретизації, яка для сучасних SDR приймачів може сягати сотень мегагерц. Однією із найбільш ресурсоємних операцій вважається децимація сигналу, оскільки вона передбачає багаторазову фільтрацію та прорідження масиву відліків [3, 4]. Так, ресурсів сучасних ЕОМ вистачає на реалізацію не більше 4–8 приймальних каналів. Незважаючи на швидкі темпи розвитку апаратних засобів цифрової обробки сигналів, їх ресурсів завжди буде замало для реалізації нових завдань.

У зв'язку із цим існує актуальне науково-практичне завдання, яке полягає у зменшенні обчислювальної складності високошвидкісних цифрових дециматорів з метою побудови багатоканальних радіоприймальних пристроїв на основі SDR технології.

Огляд останніх досліджень і публікацій. Децимація передбачає зменшення частоти дискретизації оцифрованого сигналу [3, 4]. Для уникнення ефектів накладання спектра попередньо сигнал пропускають через цифровий фільтр низьких частот (ФНЧ) із частотою зрізу, що близька до частоти Найквіста результуючого сигналу [4]. У сучасних цифрових приймачах ступінь децимації може становити 10^3 – 10^4 , тому реалізація вузькосмугових цифрових ФНЧ вимагає настільки значних обчислювальних затрат, оскільки еквівалентна довжина імпульсної характеристики повинна становити до 10^5 відліків [5]. Основні зусилля світових вчених спрямовані на зменшення обчислювальної складності таких ФНЧ. Так, у [6, 7] пропонується застосовувати фільтри Хагенауера, реалізація яких не вимагає операцій множення, що дозволяє створювати достатньо швидкодіючі дециматори. Проте такі фільтри мають дуже нерівномірну амплітудно-

частотну (АЧХ) та фазочастотну характеристики (ФЧХ) у смузі пропускання та здатність до переповнення, оскільки містять у своєму складі інтегратори. Нерівномірність АЧХ та ФЧХ вдається частково подолати шляхом застосування вирівнюючих фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ), включених після дециматора [6]. У [8, 9] пропонується замінити операції множення у фільтри на арифметичний зсув праворуч, що значно підвищує швидкодію, проте не дозволяє досягнути необхідних параметрів АЧХ та ФЧХ. Застосування у складі дециматора цифрових КІХ-фільтрів, зокрема напівсмугових [10, 11] (у зарубіжній літературі – half-band), дозволяє досягти необхідної якості фільтрації, проте потребує зменшення обчислювальної складності.

Отже, метою досліджень є покращення схемотехніки високошвидкісних цифрових дециматорів на основі напівсмугових фільтрів з КІХ.

Виклад основного матеріалу. Мету досліджень досягнемо у такій послідовності операцій:

визначення умов застосування цифрового дециматора та вимог, що ставляться до нього;

аналіз узагальненої функціональної схеми цифрового дециматора та особливостей їх функціонування;

розробка схеми каскадного включення напівсмугових фільтрів для побудови дециматора з коефіцієнтом 2^m ;

розробка процедури розрахунку коефіцієнтів напівсмугових фільтрів;

розробка процедури розрахунку кількості каскадів напівсмугового фільтра-дециматора;

програмна реалізація, перевірка працездатності та ефективності розроблених підходів.

До цифрового дециматора, що працює у складі SDR радіоприймального пристрою, ставляться такі вимоги [4, 5]:

забезпечення коефіцієнта децимації від 1 (відсутність децимації) до 10^4 .

можливість швидкої зміни коефіцієнта децимації;

обчислювальна складність не більше 10 операцій на відлік.

Узагальнену функціональну схему цифрового дециматора наведено на рис. 1. До неї входять цифровий ФНЧ та проріджувач відліків.

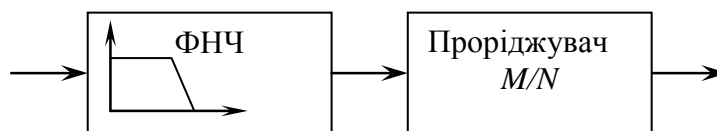


Рис. 1. Узагальнена функціональна схема цифрового дециматора

Взагалі операції цифрової обробки сигналу у трактах SDR приймача здійснюються з комплексними відліками, тому обов'язково повинні існувати два канали децимації: для дійсної та для уявної частин сигналу. Оскільки вони ідентичні, надалі обмежимося лише одним каналом.

Схема цифрового дециматора працює таким чином. На вхід ФНЧ подаються відліки сигналу з частотою дискретизації F_{s0} . Після ФНЧ у спектрі вхідного сигналу

послаблюються складові, частоти яких перевищують частоту зрізу фільтра F_{c1} . Проріджувач здійснює обробку відліків таким чином, щоб із M вхідних отримати N вихідних, причому $M \geq N$. Частковий випадок $M=N$ відповідає відсутності децимації.

Частота F_{c1} обирається з умови

$$F_{c1} < F_{S0} \cdot \frac{N}{M}. \quad (1)$$

Частота дискретизації сигналу на виході дециматора F_{S1} становитиме

$$F_{S1} = F_{S0} \cdot \frac{N}{M}. \quad (2)$$

Особливістю схеми фільтрації є те, що ФНЧ, окрім лінійності АЧХ та ФЧХ, повинен забезпечувати нахил АЧХ на частоті зрізу не менше 40 дБ· M/N та позасмугове послаблення не менше -60 дБ.

Особливістю схеми прорідження є те, що на часовій осі M вхідних відліків повинні займати такий же часовий проміжок, як і N вихідних. Для довільних M та N , $M \geq N$ проріджувач повинен застосовувати інтерполяцію відліків, що вимагає додаткових обчислювальних ресурсів. У зв'язку із цим для високошвидкісних дециматорів беруть $N=1$, а прорідження здійснюється шляхом подачі на вихід схеми кожного M -го вхідного відліку.

Враховуючи проаналізовані особливості, пропонується каскадна схема побудови цифрового дециматора. При цьому кожен каскад повинен забезпечувати коефіцієнт децимації, який дорівнює двом ($N=1$, $M=2$), а загальний коефіцієнт децимації схеми становитиме 2^m , де m – кількість каскадів. Функціональна схема каскадного цифрового дециматора наведена на рис. 2.

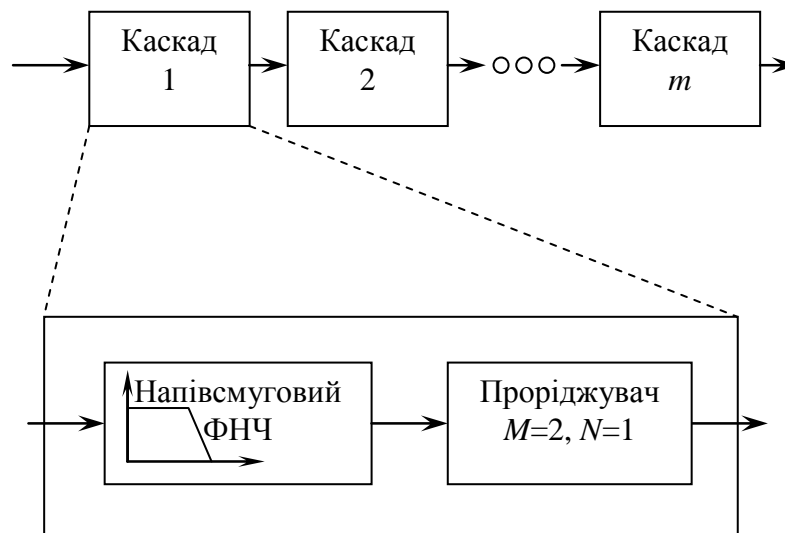


Рис. 2. Функціональна схема каскадного цифрового дециматора

Враховуючи вираз (1), частота зрізу ФНЧ кожного каскаду повинна становити половину частоти дискретизації. Це дуже зручно, оскільки існує цілий клас фільтрів (напівсмугові фільтри), що відповідають цій умові [10, 11].

Важливою особливістю є те, що всі каскади ідентичні, а їх параметри не підлягають зміні у процесі реалізації. Зміні підлягає лише кількість послідовно з'єднаних каскадів. Враховуючи це, синтез напівсмугових ФНЧ здійснюється на етапі проектування системи. При цьому можуть бути застосовані методики, що забезпечують максимальну рівномірність АЧХ та ФЧХ у смузі пропускання, крутизну спаду АЧХ поблизу частоти зрізу, а також затування поза смугою пропускання.

У рамках даних досліджень проведено порівняння характеристик напівсмугових фільтрів з безкінечною імпульсною характеристикою (БІХ) та з КІХ щодо можливості їх застосування у складі цифрового дециматора. Для прикладу, на рис. 3 наведено АЧХ відповідних фільтрів з довжиною імпульсної характеристики в 33 відліки.

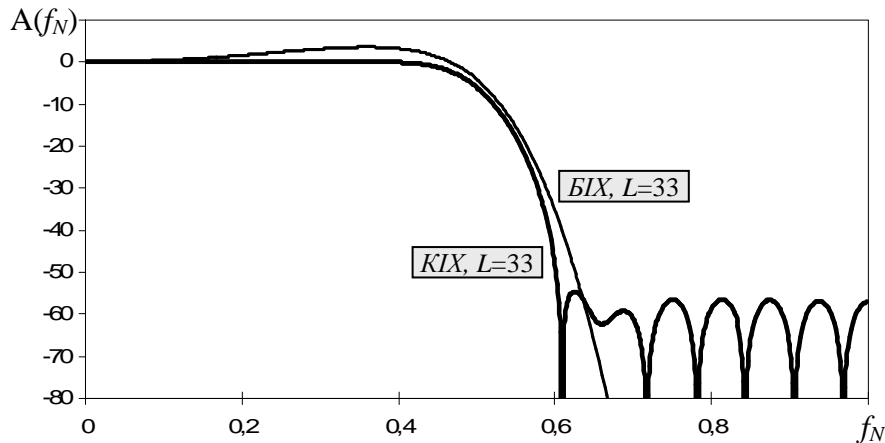


Рис. 3. Амплітудно-частотні характеристики напівсмугових КІХ та БІХ для однакових значень довжини імпульсної характеристики

На цьому та подібних рисунках нормована частота f_N визначається за виразом

$$f_N = f \cdot \frac{F_{S0}}{2}, \quad (3)$$

де f – лінійна частота.

Як показують результати моделювання, АЧХ БІХ фільтра має більшу нерівномірність (близько 5 дБ) у межах смуги пропускання, але забезпечує краще затування (близько – 120 дБ) поза її межами. Проте на кінцеве рішення вплинув той факт, що напівсмуговий ФНЧ з КІХ має вдвічі меншу обчислювальну складність, ніж його БІХ аналог. Це пов'язано із тим, що всі непарні коефіцієнти імпульсної характеристики напівсмугових ФНЧ з КІХ дорівнюють нулю. Таким чином, фільтр з імпульсною характеристикою довжиною 33 відліки вимагає лише 9 операцій множення.

Для розрахунку коефіцієнтів напівсмугових КІХ застосовано віконний метод. Порядок фільтра найбільш доцільно визначати за напівемпіричним виразом, взятим із [10]:

$$P = \frac{a_s [\text{дБ}] \cdot 18.18840664 \cdot f_{N.min} + 33.647753}{18.54155181 \cdot f_{N.min} + 29.13196871}, \quad (4)$$

де a_s – мінімальне послаблення сигналу поза смугою пропускання;

$f_{N.min}$ – мінімальна нормована ширина смуги пропускання.

Амплітудно-частотні характеристики напівсмугових КІХ для значень довжини імпульсної характеристики 9, 17 та 33 відліки наведено на рис. 4.

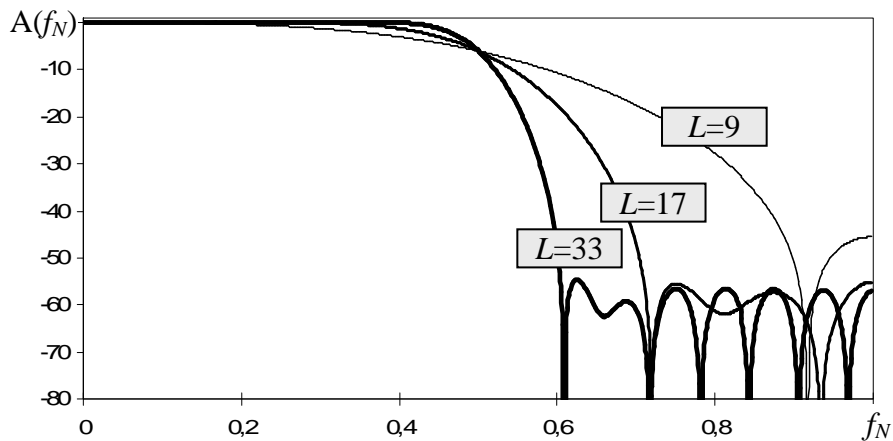


Рис. 4. Амплітудно-частотні характеристики напівсмугових КІХ для різних значень довжини імпульсної характеристики

Для забезпечення більшої гнучкості системи довжина імпульсної характеристики повинна встановлюватись залежно від наявних обчислювальних ресурсів та необхідної якості фільтрації.

Наступним кроком досліджень є розробка процедури розрахунку кількості каскадів дециматора. Оскільки каскадне включення напівсмугових фільтрів та проріджувачів забезпечує коефіцієнт децимації, що становить 2^m , де m – ціле додатне число (кількість каскадів), то забезпечення довільної частоти дискретизації на виході неможливе. Проте можна розрахувати таку кількість каскадів m , яка б забезпечувала близький до необхідного коефіцієнт децимації. Умовами розрахунку необхідного m є те, що результуючий коефіцієнт децимації може:

- перевищувати необхідний не більш ніж у 2 рази;
- бути меншим за необхідний не більш ніж у 2 рази;
- відрізнятись від необхідного не більш ніж у $\sqrt{2}$ разів.

Враховуючи це, процедура знаходження необхідної кількості каскадів повинна містити такі розрахунки.

1. Знаходження двійкового логарифма від необхідного коефіцієнта децимації:

$$m_r = \log_2(K_d). \tag{5}$$

2. Якщо m_r – ціле невід’ємне число, то необхідний коефіцієнт децимації є степенем двійки, а необхідна кількість каскадів становить m_r .

3. Інакше, залежно від умов розрахунку, m_r округляється до більшого, меншого або найближчого цілого.

4. Розраховується результуючий коефіцієнт децимації та похибка:

$$K_{d.rez} = 2^m, \tag{6}$$

$$E_d = \frac{K_d}{K_{d.rez}}. \tag{7}$$

Для прикладу, необхідно забезпечити коефіцієнт децимації K_d , який би не більш ніж у $\sqrt{2}$ разів відрізнявся від 1200 (умова № 3). Згідно з (5) m_r становитиме 10.229, що не є степенем двійки, тому для забезпечення умови № 3 округляємо його до найближчого цілого, яким є 10. Результуючий коефіцієнт децимації становитиме $2^{10} = 1024$, який у $1.172 < \sqrt{2}$ разів відрізняється від необхідного.

Перевірка працездатності та ефективності розроблених підходів проведена методами комп'ютерного моделювання, а також шляхом реалізації у складі програмного забезпечення для SDR радіоприймального пристрою.

На рис. 5 та 6 наведено прототип багатоканального поста радіомоніторингу та головне вікно розробленого програмного забезпечення для SDR радіоприймального пристрою відповідно. До складу програмного забезпечення включено програмні модулі децимації, побудовані з використанням розроблених у статті підходів.

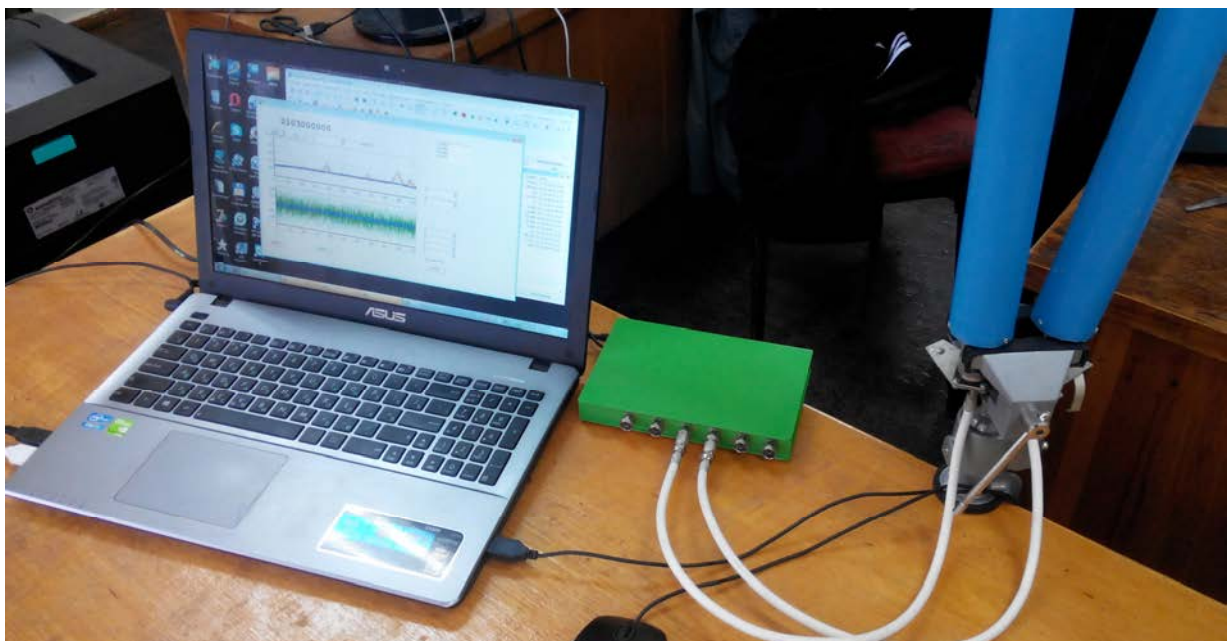


Рис. 5. Прототип багатоканального поста радіомоніторингу

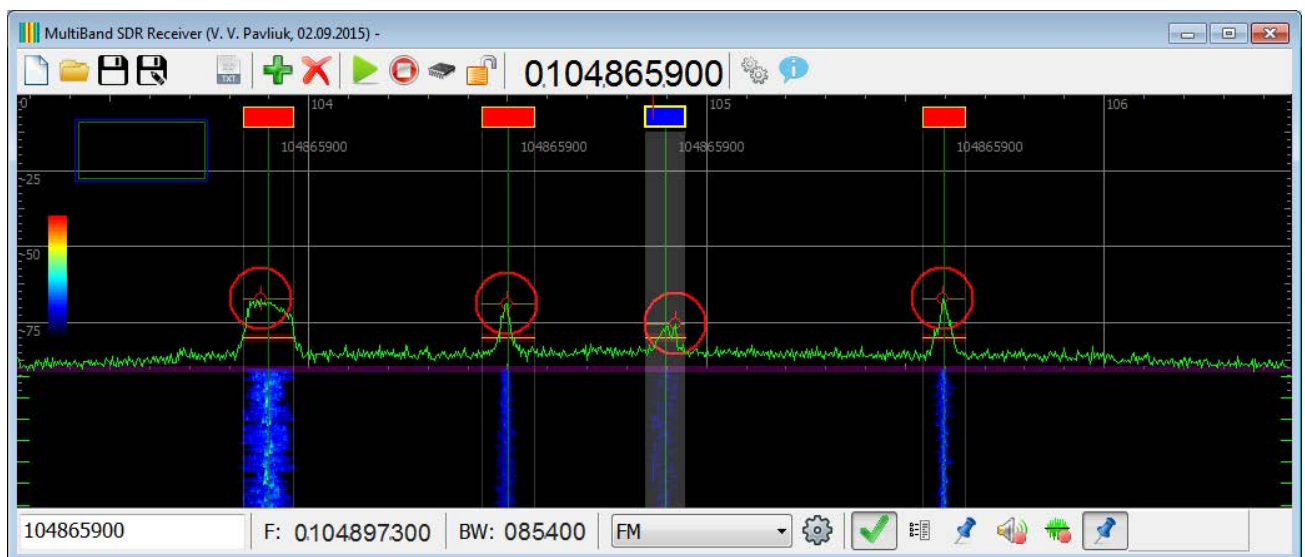


Рис. 6. Головне вікно програмного забезпечення для багатоканального прийому сигналів

Головною особливістю розробленого програмного забезпечення є можливість організації декількох «програмних» приймальних каналів у межах одного «апаратного». Застосування розроблених підходів до побудови високошвидкісних цифрових дециматорів на основі напівсмугових фільтрів з КІХ дозволило реалізувати у смузі 3.2 МГц, яку забезпечує апаратна частина, до 20 каналів для приймання амплітудно- та частотно-модульованих мовних сигналів із шириною спектра 10–20 кГц. Існуючі програмно-технічні комплекси забезпечують одночасну обробку не більше 2–4 каналів. Усі приймальні канали працюють у реальному масштабі часу, забезпечуючи постійне спостереження без втрат та пропусків сигналів.

Висновки. У результаті проведених досліджень розроблено програмно-алгоритмічні рішення щодо побудови високошвидкісних цифрових дециматорів на основі напівсмугових фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою. Застосування розроблених підходів у складі багатоканальних цифрових радіоприймальних трактів, побудованих за SDR технологією, дає змогу здійснювати постійне спостереження за декількома джерелами радіовипромінювань, приймати багаточастотні та багатосмугові радіосигнали одним комплектом радіоприймальної апаратури. Перспективним напрямком подальших досліджень є побудова цифрових дециматорів на комбінації напів-, чверть- та 1/8- смугових фільтрах з КІХ, що дасть змогу забезпечити меншу дискретність коефіцієнта децимації при незначному зростанні обчислювальної складності.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Рембовский А. М. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / А. М. Рембовский, А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин. – М. : Горячая линия – Телеком. – [2-е изд.]. – 2010. – 624 с.
2. Справочник по радиоконтролю. – Женева : МСЭ, 2005. – 583 с.
3. Minolta J. Software radio architecture. Object oriented approaches to wireless systems engineering / J. Minolta. // A Wiley-Interscience Publication. – 2000. – 543 p.
4. Smith S. Digital Signal Processing / S. Smith. – California Technical Publishing. – 1999. – 650 p.
5. Кестер У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов / У. Кестер ; пер. с англ. под ред. А. А. Власенко. – М. : Техносфера, 2010. – 326 с.
6. Johansson H. High-Speed Recursive Digital Filters Based on the Frequency-Response Masking Approach / H. Johansson, L. Wanhammar // IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing. – VOL. 47. – № 1. – 2000. – P. 48–61.
7. Johansson H. A Class of High-Speed Approximately Linear-Phase Recursive Digital Filters Based on the Frequency-Response Masking Approach / H. Johansson // IEEE Transactions on Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing. – VOL. 50. – № 1. – 2003. – P. 44–50.
8. Мингазин А. Т. Вариация исходных параметров взвешенной чебышевской аппроксимации в задаче синтеза КИХ фильтров без умножителей / А. Т. Мингазин // 7-я международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение». – 2005. – Т. 1. – С. 54–56.
9. Мингазин А. Т. Синтез цифровых полуполосных КИХ-фильтров без умножителей / А. Т. Мингазин // Современная электроника. – 2006. – № 3. – С. 44–46.

10. Design of Half-Band FIR Filters for Signal Compression / P. Zahradnik, B. Šimák, M. Kopp, M. Vlcek // International Journal on Advances in Telecommunications. – 2011. – Vol. 4. – № 3 & 4.
11. Vaidyanathan P. P. A “trick” for the design of FIR Half-Band filters / P. P. Vaidyanathan, T. Q. Nguyen // IEEE transactions on circuits and systems. – Vol. CAS-34. – № 3. – 1987.

Подано 01.10.2015

В. В. Павлюк, А. А. Нагорнюк, Б. В. Молодецкий

ПОСТРОЕНИЕ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ЦИФРОВЫХ ДЕЦИМАТОРОВ НА БАЗЕ ПОЛУПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

В статье предложены новые схемотехнические и программно-алгоритмические решения построения высокоскоростных цифровых дециматоров на базе полуполосовых фильтров с конечной импульсной характеристикой. Разработаны процедуры расчета коэффициентов полуполосовых фильтров и количества каскадов. Указаны возможности применения разработанных подходов в составе многоканальных цифровых радиоприёмных трактов, построенных в соответствии с SDR технологией.

V. V. Pavliuk, O. A. Nahorniuk, B. V. Molodetskyi

CONSTRUCTION OF HIGH-SPEED DIGITAL DECIMATORS BASED ON HALF-BAND FINITE-IMPULSE RESPONSE FILTERS

New circuit and algorithmic decisions of construction high-speed digital decimators based on half-band filters are proposed in the article. Calculation procedures of coefficients and cascade numbers of half-band filters are developed. The possibility of using developed approaches as a part of multichannel digital radio receivers built in compliance with SDR technology are showed.