

УДК 621.3

А.Я. КУЛИК, С.Г. КРИВОГУБЧЕНКО, А.В. СВЕТЛОВ

РЕАЛІЗАЦІЯ ФІЛЬТРАЦІЇ ДЛЯ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЮВАННЯ СИГНАЛІВ

*Вінницький національний технічний університет,
Хмельницьке шосе, 95, м. Вінниця, 21021, Україна,
Тел. (+380) (0432)598 437, E-mail: kulyk@inaeksu.vstu.vinnica.ua*

Анотація. Проведений аналіз особливостей реалізації мікропроцесорних фільтрів для цифрового оброблювання сигналів.

Аннотация. Проведен анализ особенностей реализации микропроцессорных фильтров для цифровой обработки сигналов.

Abstract. The analysis of features of microprocessor implementation of filters for digital signal processing.

Ключові слова: цифрове оброблювання сигналів, фільтрація, реалізація.

ВСТУП

Процес цифрового оброблювання сигналів займає важливе місце в системах управління інформаційними потоками, оброблювання зображень, радіо- та гідролокації, інформаційно-вимірювальних та інших. Невід’ємною складовою цифрової обробки сигналів є фільтрація.

Синтез цифрових фільтрів складається з двох етапів: визначення характеристик та їх подальшої реалізації. На першому етапі необхідно знайти в дискретній площині комплексні змінні передатної функції, яка має задовольняти певні вимоги. Передатна функція, як математична модель, не враховує багатьох особливостей апаратної реалізації. В першу чергу – це обмеження розрядності коефіцієнтів передатної функції, що приводить до утворення помилок при обрахуванні сигналу на виході цифрового фільтру за рахунок округлення чи відкидання результатів арифметичних операцій. Вибір розрядності коефіцієнтів передатної функції зумовлений, в основному, двома факторами: запасом стійкості та спотворенням частотних характеристик цифрових фільтрів. Для апроксимації характеристик цифрових фільтрів широко застосовуються методи, які базуються на пошуку передатної функції аналогового прототипу у p -площині, а потім його дискретній моделі у z -площині [1, 2, 3]. Це значно ускладнює оптимізацію полюсної відстані передатної функції за рахунок складності її контролю при переході до z -площини. Найбільш ефективними є прямі методи синтезу цифрових фільтрів. Задача оптимізації цифрових фільтрів зводиться до визначення полюсної відстані передатної функції.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Під час проектування цифрових фільтрів задача визначення характеристик і їх реалізації є досить складною. Таким чином необхідно визначити особливості цієї процедури і побудувати методику проектування з їх урахуванням.

РОЗВ’ЯЗАННЯ ПОСТАВЛЕНОЇ ЗАДАЧІ

Для виконання вимог до амплітудно-частотної та фазово-частотної характеристик цифрового фільтру і їх фізичної реалізації необхідно, щоб виконувались умови:

$$M_j(x) \geq 0, \quad j = 1, 2, \dots, 2d_x + d_k; \quad r_i \geq 0; \quad (1)$$

$$\Phi(H_j) = \sum_i \operatorname{Re} \{ S_{a_i}^{H_j} \} \Phi(a_i); \quad (2)$$

$$\delta(\arg H_j) = \sum_i I_m \left\{ S_{a_i}^{H_j} \right\} \Phi(a_i); \quad (3)$$

де $M_j(x) = \Phi(x, \theta_j) - (1 - 10^{-Ax})$; $\Phi(|H_j|)$ – відносне відхилення амплітудно-частотної характеристики; $\delta(\arg H_j)$ – абсолютне відхилення фазово-частотної характеристики; $\Phi(a_j)$ – відносне відхилення (обумовлене квантуванням) коефіцієнту a_j передатної функції ланки H_j ; $S_{a_i}^{H_j}$ – функція відносної чуттєвості до зміни a_i .

З точки зору стійкості ця мета відноситься до задачі нелінійного програмування, методи вирішення якої наведені в літературі [4]. При високому порядку фільтру процедура оптимізації виявляється досить складною. В зв'язку з цим можна запропонувати методику максимізації полюсної відстані для цифрового фільтру з передатною функцією, яка описується виразом (1). Відстань полюсів від одиничної окружності збільшується із зростанням N . Таким чином, з точки зору підвищення потенційної стійкості цифрового фільтру без підвищення його порядку значення N краще приймати рівним N_{\max} .

З точки зору спотворення частотних характеристик розв'язання (2), (3) передбачає мінімізацію дійсних (уявних) частин функцій чуттєвості. Для вирішення цієї задачі необхідно попередньо знайти вирази для можливих $S_{a_i}^{H_j}$. У випадку використання подібних ланок аналіз достатньо провести лише один раз.

Допуск на відхилення частотних характеристик цифрових фільтрів, зумовлений квантуванням коефіцієнтів передатної функції, може бути розподілений за каскадами. Оскільки найбільш чутливими до зміни розрядності є ланки високої добротності [7], то допуск доцільно розподіляти пропорційно добротності полюсів.

Основою подальшого розрахунку є вирази (2) і (3), в яких ліві частини рівнянь є допусками на частотні характеристики ланок. Що стосується вирішення правих частин рівнянь (2) і (3), то тут можливі два підходи. Перший з них полягає у мінімізації для виконаної апроксимації $\Phi(a_i)$. Радикальним рішенням в цьому випадку є нарощування розрядності для опису коефіцієнтів мікропроцесорного цифрового фільтру, але при цьому істотно зростають апаратні затрати на реалізацію. В ряді випадків раціональним є інше рішення, коли виконується апроксимація з максимальними по абсолютній величині коефіцієнтами. Оскільки мікропроцесорні реалізації цифрових фільтрів зазвичай використовують дробову арифметику з фіксованою комою, то бажано, щоб коефіцієнти передатної функції були близькими до одиниці (але не більше неї).

Задача мінімізації $\Phi(a_i)$ за умов заданої розрядності представлення коефіцієнтів l_k і заданій кількості ланок n може бути сформульована наступним чином. Знайти

$$\min \left\{ \frac{\left| A_i - \sum_{j=1}^{l_k} \alpha_j 2^{-j} \right|}{A_i} \right\}; \quad (4)$$

$$\min \left\{ \frac{\left| B_i - \sum_{j=1}^{l_k} \beta_j 2^{-j} \right|}{B_i} \right\}; \quad (5)$$

$$\min \left\{ \frac{\left| C_i - \sum_{j=1}^{l_k} \gamma_j 2^{-j} \right|}{C_i} \right\}; \quad (6)$$

де $i=1, 2, \dots, n$;

$\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ приймають значення нуля або одиниці.

Поставлена задача може бути вирішена засобами векторної оптимізації, для якої в якості цільових функцій виступають

$$\min \left\{ \max_{0 \leq \omega \leq \infty} \left[\operatorname{Re} \left(S_{a_i}^{H_j} \right) \right] \right\} \quad (7)$$

або

$$\min \left\{ \max_{0 \leq \omega \leq \infty} \left[\operatorname{Im} \left(S_{a_i}^{H_j} \right) \right] \right\}. \quad (8)$$

Враховуючи складність вирішення задачі векторної оптимізації при нелінійних обмеженнях [5], доцільно розглянути інші методи мінімізації $S_{a_i}^{H_j}$.

Чутливість до зміни коефіцієнтів може бути знижена за рахунок збільшення кількості ланок. При цьому до частотних характеристик фільтру, що проектується, можуть бути пред'явлені більш жорсткі вимоги, що, в свою чергу, дозволить ще знизити вплив квантування коефіцієнтів за рахунок зменшення $\Phi(a_i)$. Разом з тим, підвищення кількості ланок може виявитись небажаним завдяки можливому збільшенню апаратних витрат і зниженню швидкодії.

Відомо [6], що чутливість частотних характеристик цифрових фільтрів до зміни коефіцієнтів передатної функції тим нижча, чим далі знаходяться полюси від одиничної окружності. Таким чином, задачу мінімізації $S_{a_i}^{H_j}$ можна роздивлятись як задачу мінімізації полюсної відстані, що було розглянуто раніше.

З метою підвищення швидкодії доцільно використовувати апроксимацію з коефіцієнтами, представлення яких в двійковому коді вміщує в собі малу кількість одиниць. Це використовується для некритичних масштабувальних коефіцієнтів і дозволяє звести операцію множення до нескладної сукупності операцій зсуву, що мають високу швидкодію. Задачу зменшення одиниць у двійковому записі коефіцієнтів доцільно роздивитись у її використанні для цифрового фільтру з передатною функцією

$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^n \frac{1+2Nz^{-1}+z^{-2}}{1+B_{1i}z^{-1}+B_{2i}z^{-2}}, \quad (9)$$

коефіцієнти якої в двійковому коді представляються у вигляді

$$B_{1i} = \sum_{j=1}^{l_k} \alpha_{ij} 2^{\pm j}; \quad (10)$$

$$B_{2i} = \sum_{j=1}^{l_k} \beta_{ij} 2^{\pm j}; \quad (11)$$

$$N = \sum_{j=1}^{l_k} \gamma_j 2^{\pm j}, \quad (12)$$

де B_{1i} , B_{2i} обчислюються відповідно до наступного виразу для розрахунку полюсів $H(z^{-1})$

$$z_{2l-1, 2l} = \frac{d + e^{j(2l-1)\pi/n} + \sqrt{e^{j(2l-1)\pi/n} (N+1)(2d + e^{j2(l-1)\pi/n} (N-1))}}{d - e^{j(2l-1)\pi/n}} \quad (13)$$

де $l=1, 2, \dots, n/2$.

α_{ij} , β_{ij} , γ_j приймають значення нуля або одиниці.

Тоді рішення задачі підвищення швидкодії полягає у пошуку

$$\min \left\{ \sum_{j=1}^{l_k} \left[\gamma_j + 2^{\pm j} \right] \right\} \quad (14)$$

при $1 \leq N \leq N_{\max}$.

З одного боку збільшення n та N збільшує стійкість цифрового фільтру, з другого – необхідно їх зменшення для збільшення чутливості до зміни коефіцієнтів передатної функції, зменшення апаратних витрат і збільшення швидкодії.

З точки зору підвищення швидкодії цифрових фільтрів доцільно використовувати апроксимацію з коефіцієнтами передатної функції, подання яких в двійковому коді містить невелику кількість одиниць. Такий підхід дозволяє звести операцію множення до нескладної сукупності операцій зсуву, які мають високу швидкодію. Їх застосування відкриває перспективи розширення діапазону частот, в якому для обробки сигналів використовуються цифрові фільтри на мікропроцесорах фірм Atmel та Texas Instruments.

ВИСНОВКИ

Враховуючи, що задача проектування цифрових фільтрів є досить складною, виявлені її особливості і запропоновані заходи для їх мікропроцесорної реалізації.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Остапенко А.Г. Рекурсивные фильтры на микропроцессорах. / А.Г. Остапенко, А.Б. Сушков, В.В. Бутенко и др. Под. ред. А.Г. Остапенко. – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с.
2. Голд Б. Цифровая обработка сигналов / Б. Голд, И. Рейдер. – М.: Сов. радио, 1973. – 367 с.
3. Антоньо А. Цифровые фильтры. Анализ и проектирование / А. Антоньо. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
4. Гилл Ф. Практическая оптимизация / Ф. Гилл, У. Мюррей, И. Райт. – М.: Мир, 1985. – 509 с.
5. Батищев В.А. Методы оптимального проектирования / В.А. Батищев. – М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.
6. Antoniou A. Two methods for the reduction of quantization effects in recursive digital filters / A. Antoniou, C. Charalambous, Z. Motamedi // IEEE Trans. – 1983. – Vol. ASSP-23, N 5. – P. 464-473.
7. Гольденберг Л.М. Цифровые устройства на интегральных схемах в технике и связи / Л.М. Гольденберг, Ю.Т. Бутыльский, М.Н. Поляк. – М.: Связь, 1979. – 231 с.

Надійшла до редакції 2.03.2011р.

КУЛИК АНАТОЛІЙ ЯРОСЛАВОВИЧ – д.т.н., професор кафедри автоматики та інформаційно-вимірювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.

КРИВОГУБЧЕНКО СЕРГІЙ ГРИГОРОВИЧ – к.т.н., доцент кафедри автоматики та інформаційно-вимірювальної техніки, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.

СВЕТЛОВ АРТЕМ ВІКТОРОВИЧ – студент факультету автоматики та комп'ютерних систем управління, Вінницький національний технічний університет, Вінниця, Україна.