

Улучшенный синтез двухканальных совершенных банков решетчатых фильтров без умножителей

Александр Мингазин (Москва)

Статья посвящена проблеме синтеза двухканальных совершенных банков решетчатых фильтров без умножителей; предложены алгоритмы её решения на основе вариации исходных параметров. Особенностью алгоритмов является включение в них процедуры выбора варианта спектральной факторизации передаточной функции фильтра. На конкретном примере синтеза банка показано, что это позволяет дополнительно увеличить ослабление АЧХ в полосе задерживания и/или упростить реализацию. Полученные результаты превосходят известные из литературы решения.

ВВЕДЕНИЕ

Банки цифровых фильтров (системы анализа/синтеза) находят применение в цифровой обработке сигналов, в частности, при сжатии звука и изображения. Особый интерес представляют совершенные банки, или системы с полным восстановлением. В совершенном банке фильтров выходной сигнал соответствует задержанной копии входного сигнала и поэтому свободен от амплитудных и фазовых искажений, а также от погрешности наложения спектров. Многоканальные совершенные системы могут быть выполнены на базе двухканальных систем.

В работе [1] предложен совершенный двухканальный банк решетчатых КИХ-фильтров, свойство совершенности которого структурно обусловлено. Квантование коэффициентов передаточных функций (ПФ) фильтров анализа и синтеза сказывается только на АЧХ и не влияет на всю систему анализа/синтеза. Как банк анализа, так и банк синтеза содержит ФНЧ и ФВЧ, которые обладают свойством дополнения по мощности. Поэтому вся система описывается фактически единственной передаточной функцией. В связи с этим требуется синтезировать только один ФНЧ с заданным ослаблением в полосе задер-

живания и несимметричной импульсной характеристикой (ИХ).

Для исполнений в виде заказных или полузаказных СБИС весьма экономичны реализации совершенных банков решетчатых фильтров без умножителей, когда все умножители в структуре заменяются сумматорами и элементами сдвига. С целью дополнительного уменьшения сложности СБИС и потребляемой мощности, а также повышения быстродействия таких реализаций важно на этапе расчёта фильтров минимизировать полное число сумматоров, включающее сумматоры самой решетчатой структуры и сумматоры, заменяющие умножители.

Для этого был предложен метод поиска по дереву [2], сочетающий нелинейное квантование коэффициентов в определённой очередности и повторную оптимизацию остальных коэффициентов на непрерывном множестве значений. При этом время вычислений на персональном компьютере может достигать десятков часов. Другой подход основан на неполном переборе нелинейно квантованных коэффициентов [3], где области возможного изменения коэффициентов определяются предварительно с помощью нелинейной оптимизации на непрерывном множестве значений коэффициентов. В зависимости от требований к банку фильтров данный метод может потребовать сотни миллионов оценок решений с дискретными (квантованными) коэффициентами. Для частного

примера авторы работы [3] получили результаты, сопоставимые с достигнутыми [2], но за более короткое время.

Два альтернативных алгоритма синтеза были предложены в работе [4], где вместо вариации коэффициентов (ВК) используется вариация исходных параметров (ВИП) метода, включающего взвешенную чебышевскую аппроксимацию и спектральную факторизацию передаточной функции фильтра. В первом алгоритме варьируются только два параметра, тем не менее, для конкретного примера он приводит к результатам, сопоставимыми с найденными [3]. При этом требуется много меньше оценок целевой функции с дискретными коэффициентами. Во втором алгоритме стратегия ВИП объединена с простой процедурой ВК. Такое сочетание, как показано на примере из [2], позволяет улучшить результаты.

В данной статье сделано предположение, что включение процедуры выбора варианта спектральной факторизации в алгоритмы синтеза банков фильтров без умножителей может дополнительно улучшить решение. Это подтверждено на примере синтеза предлагаемыми алгоритмами на основе ВИП.

Два подхода к синтезу банков решетчатых фильтров

Для двухканального совершенного банка решетчатых фильтров необходимо синтезировать лишь один КИХ-фильтр нижних частот с несимметричной ИХ и передаточной функцией $H_0(z)$ [1]. Фильтр должен обладать заданным ослаблением в полосе задерживания. Остальные передаточные функции фильтров банка определяются по $H_0(z)$. На рисунке 1 показана структура решетчатого фильтра банка анализа для двухканального совершенного банка. Верхнему выходу соответствует ФНЧ, а нижнему ФВЧ. Нечётный порядок фильтра равен $2N - 1$.

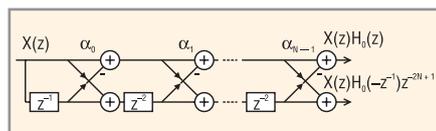


Рис. 1. Структура решетчатого фильтра для банка анализа

Непрерывные коэффициенты решетчатого фильтра $\alpha_i, i = 0, 1, \dots, N - 1$ (см. рис. 1) могут быть получены прямым путем (методами нелинейного программирования). Косвенный подход определения α_i основан на спектральной факторизации $H(z) = z^{-2N+1}H_0(z)H_0(z^{-1})$ полуполосного ФНЧ прямой формы с симметричной ИХ и расчёте α_i по ИХ фильтра с $H_0(z)$. Для синтеза $H(z)$ удвоенного порядка $2(2N - 1)$ используется алгоритм взвешенной чебышевской аппроксимации, а для факторизации – кепстральный метод или процедура нахождения нулей $H(z)$ с последующим формированием по ним $H_0(z)$. Кепстральный метод приводит к единственной $H_0(z)$ с чередующимися знаками у коэффициентов решетчатого фильтра, а процедура нахождения нулей $H(z)$ позволяет сформировать определённое число различных вариантов $H_0(z)$, что даёт дополнительную степень свободы при синтезе банков фильтров без умножителей.

Особенности косвенного метода синтеза

Алгоритм ВИП [4] основан на косвенном подходе с применением кепстрального метода факторизации, который является приближенным. Как оказалось, расчёт коэффициентов структуры, показанной на рисунке 1, чрезвычайно чувствителен к точности получения ИХ, соответствующей $H_0(z)$. Известно, что точность кепстрального метода связана с количеством точек прямого и обратного БПФ, а рекомендованное значение, не предполагающее последующего расчёта коэффициентов структуры рис. 1, равно $8[2(2N - 1) + 1]$. В ходе выполнения данной работы установлено, что для обеспечения приемлемой точности расчёта коэффициентов данной структуры указанное значение должно быть превышено в несколько раз. Это увеличивает необходимую память данных и существенно замедляет процесс вычисления на компьютере. Для уменьшения объёма памяти и ускорения расчётов предлагается использовать решетчатую структуру, показанную на рисунке 2, которая совпадает со структурой рис. 1, когда коэффициенты $\gamma_i = 0, i = 2, 4, \dots, 2N - 2$.

На первом этапе по ИХ находим коэффициенты γ_i структуры рис. 2, а за-

тем на их основе получаем искомые $\alpha_0 = \gamma_1, \alpha_i = \gamma_{2i+1}, i = 1, 2, \dots, N - 1$. Этот подход обеспечивает необходимую точность и полностью согласуется с теорией [1], за исключением того, что структура рис. 2 отличается от структуры рис. 4 [1] знаками γ_i для умножителей, входы которых подключены к выходам элементов задержки. Для структуры из работы [1] все коэффициенты γ_i имеют отрицательный знак, в то же время на рис. 2 отрицательный знак имеют только коэффициенты γ_i с нечётными индексами. Заметим, что чётные каскады структуры, приведённой на рис. 2, могут быть реализованы на одном умножителе [5].

ДЕТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИЗВЕСТНЫХ РЕШЕНИЙ

Проанализируем результаты синтеза [2–4], полученные для двухканальных совершенных банков решетчатых фильтров без умножителей при номинальных граничных частотах $f_{1n} = 0,18$ и $f_{2n} = 0,5 - f_{1n} = 0,32$, нормированных относительно частоты дискретизации.

В работе [2] порядок решетчатого фильтра равен $2N - 1 = 27$, а количество ненулевых бит для каждого коэффициента составляет $m = 2$, что предопределяет полное число сумматоров в фильтре, равное $\Sigma = 56 = 28 + 14 \times 2$. Здесь и далее первое слагаемое соответствует числу сумматоров в структуре, а второе – полному числу сумматоров, заменяющих все пары умножителей (см. рис. 1). Для расчёта исходных непрерывных коэффициентов решетчатого фильтра использован метод нелинейной оптимизации, который приводит к ослаблению в полосе задерживания $a_0 = 60,17$ дБ. На рисунке 3 показана карта нулей передаточной функции этого фильтра, рассчитанная по коэффициентам, взятым из работы [2]. Нижняя часть карты нулей не показана, поскольку она симметрична верхней части. Нули находятся внутри и на единичной окружности. Заметим, что косвенный подход на основе кепстрального метода даёт примерно такое же расположение нулей.

Авторы [2] с помощью процедуры поиска по дереву максимизировали ослабление фильтра при длине слова мантиссы квантованных коэффициентов $M = 10$ и получили решение с $\tilde{a}_0 = 45,45$ дБ. Знак \sim означает, что па-

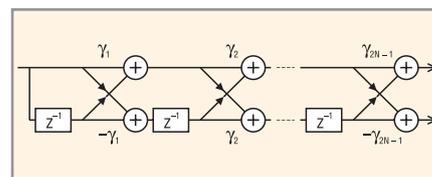


Рис. 2. Решетчатая структура

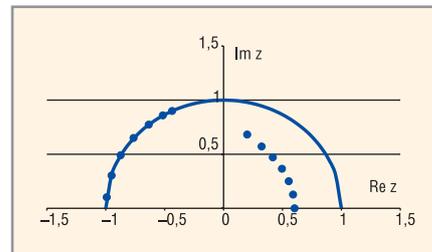


Рис. 3. Карта нулей ПФ для непрерывных коэффициентов, найденных в работе [2]

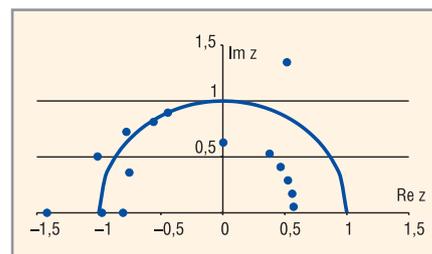


Рис. 4. Карта нулей ПФ для дискретных коэффициентов, найденных в работе [2] при $M = 10$ и $m = 2$

раметр оценен для квантованных коэффициентов. Затраченное компьютерное время составило 55 ч. Расширение области поиска увеличивает время счёта до 120 ч и более и не позволяет получить большее значение \tilde{a}_0 . На рисунке 4 показана карта нулей для этого решения, построенная по коэффициентам из [2]. Сопоставляя рисунки 3 и 4, можно заметить, что нули располагаются уже не только внутри и на единичной окружности, но и вне её пределов, причём это относится и к одному из нулей, находившемуся внутри единичной окружности до квантования коэффициентов.

По-видимому, из-за огромной области возможных дискретных значений коэффициентов авторы [3] отказались синтезировать фильтр своим методом при $2N - 1 = 27$; порядок был уменьшен до $2N - 1 = 21$, но количество ненулевых бит в коэффициентах пришлось увеличить с $m = 2$ до $m \leq 3$. Заметим, что увеличение m приводит к фильтру с меньшим быстродействием. Для расчёта исходных непрерывных коэффициентов решетчатого фильтра использован упомянутый выше косвенный подход, который да-

ёт $a_0 = 47,85$ дБ. Область возможных значений коэффициентов оказалась очень большой и поэтому была разделена на подобласти. Поиск в этих под областях соответствует неполному перебору и при $M = 9$ позволяет получить $\tilde{a}_0 = 45,78$ дБ и $\Sigma = 56 = 22 + 17 \times 2$. При этом требуется более 285 млн. оценок с дискретными коэффициентами. Однако время счёта составило 1,14 ч, что значительно меньше времени, затраченного на выполнение алгоритма [2].

В работе [4] при тех же N, m и M , как и в [3], при помощи алгоритма ВИП, использующего косвенный подход, получено $\tilde{a}_0 = 45,01$ дБ и $\Sigma = 56 = 22 + 17 \times 2$, что сопоставимо с результатами [3]. Однако при этом потребовалось много меньше (всего 789) оценок с дискретными коэффициентами. Это говорит о том, что область поиска в алгоритме [3], возможно, слишком велика. Следует отметить, что решение, полученное в работе [4], не может быть обнаружено ни в одной из пяти подобластей поиска, используемых в [3], т.к. оно принадлежит сразу двум соседним подобластям.

Возвращаясь к работе [2] и рассматривая квантованные коэффициенты решетчатого фильтра, найденные при $m = 2$, можно заметить, что они значительно отличаются от непрерывных коэффициентов исходного решения. Поэтому так велико время счёта для описанного алгоритма [2]. Кроме того, у квантованных коэффициентов нарушено чередование знака, свойственное непрерывным коэффициентам исходного решения. Из этого можно заключить, что исходное решение неудачно и ни алгоритм [3], ни алгоритм ВИП [4] принципиально не могут обнаружить найденные квантованные коэффициенты [2]. Дело в том, что в работе [3] чередование знака «навязано» изначально, поскольку огромная область изменения дискретных коэффициентов стала бы ещё больше, а в работе [4] алгоритм ВИП для фильтра с чередующимися знаками коэффициентов принципиально не может повлиять на эти знаки.

Если выполнить синтез обсуждаемого фильтра с помощью алгоритма ВИП + ВК [4], то для найденного лучшего решения с $\tilde{a}_0 = 40,98$ дБ нарушается чередование знака коэффициентов, но лишь у α_{N-2} и α_{N-1} (см. рис. 1). В качестве процедуры ВК в [4] исполь-

зован покоординатный поиск, которому свойственно «застревать» на локальных оптимумах, и, как видим, он не позволяет достичь или улучшить решение [2] $\tilde{a}_0 = 45,45$ дБ.

Как показывают предварительные расчёты, изменение варианта спектральной факторизации передаточной функции или перераспределение нулей между $H_0(z)$ и $H_0(z^{-1})$ приводит к нарушению чередования знаков коэффициентов решетчатого фильтра. Поэтому, учитывая проведенный анализ, можно предположить, что включение процедуры выбора варианта факторизации в алгоритмы синтеза обсуждаемых банков фильтров без умножителей может привести к улучшению решения. Далее это будет подтверждено для рассмотренного примера синтеза банка фильтров.

ВОЗМОЖНЫЕ ВАРИАНТЫ СПЕКТРАЛЬНОЙ ФАКТОРИЗАЦИИ

Хорошо известно, что для КИХ-фильтра существует 2^n различных вариантов несимметричных ИХ или комбинаций нулей передаточной функции на z -плоскости (вариантов спектральной факторизации), которым соответствуют абсолютно идентичные АЧХ. Здесь n – количество некротных действительных нулей и некротных пар комплексно-сопряжённых нулей передаточной функции фильтра, не лежащих на единичной окружности. Эти варианты обусловлены тем, что отражение того или иного нуля относительно единичной окружности на z -плоскости приводит к изменению АЧХ. Положение нуля на z -плоскости характеризуется радиусом и углом. Отражение заключается в изменении значения радиуса на обратное при сохранении угла.

Все упомянутые варианты можно получить из одного варианта, соответствующего, например, всем n нулям передаточной функции, расположенным внутри единичной окружности, путём перебора $2n$ комбинаций нулей передаточной функции, отличающихся размещением их внутри или вне единичной окружности.

Чтобы характеризовать решения, полученные для того или иного варианта, введем код спектральной факторизации C , который может принимать значения $0, 1, 2, \dots, 2^n$. Примем для определённости, что значение $C = 0$ со-

ответствует нулям внутри единичной окружности, и определим n пар комплексно-сопряженных нулей $H_0(z)$ как $R_n \exp(\pm j\varphi_n), R_{n-1} \exp(\pm j\varphi_{n-1}), \dots, R_0 \exp(\pm j\varphi_0)$, полагая $\varphi_n > \varphi_{n-1} > \dots > \varphi_0$. Здесь R_i – радиус, а φ_i – угол i -го нуля на z -плоскости.

Пусть $n = 7$, и для кода факторизации $C = 0$ (или в двоичном представлении $C = 0000000$) имеем радиусы нулей R_6, R_5, \dots, R_0 . Требуется установить радиусы, например, для кода $C = 33$. В двоичном представлении $C = 0100001$, и поэтому для этого кода получим радиусы $R_6, R_5^1, R_4, \dots, R_1, R_0^1$. Таким образом, единице в двоичном представлении C соответствует обратный радиус. Аналогично можно устанавливать радиусы для других кодов.

Следует отметить, что из 2^n вариантов ИХ половина является взаимно обращёнными во времени, и казалось бы, что можно одну половину отбросить и рассматривать 2^{n-1} вариантов. Это оправдано для КИХ-фильтров прямой формы. Однако для решетчатой структуры, как можно убедиться, обращение ИХ означает смену всех знаков у коэффициентов $\alpha_i, i = 0, 1, \dots, N-2$ и замену α_{N-1} на α_{N-1}^{-1} без смены знака. Поэтому для решетчатой структуры всё же имеется 2^n вариантов с разными наборами коэффициентов.

СИНТЕЗ БАНКОВ ФИЛЬТРОВ БЕЗ УМНОЖИТЕЛЕЙ И ВЫБОР ВАРИАНТА ФАКТОРИЗАЦИИ

Задача синтеза совершенных банков решетчатых фильтров без умножителей с помощью ВИП сформулирована в [4] и заключается в нахождении таких исходных параметров f_1 (или $f_2 = 0,5 - f_1$) и r , расчёт по которым приводит к минимальному полному числу сумматоров в фильтре Σ при удовлетворении допуска на ослабление \tilde{a}_0 в номинальной полосе задерживания от f_{2n} до 0,5. Здесь f_1 и f_2 – граничные частоты полосы пропускания и задерживания, а r – вспомогательный параметр, влияющий на ослабление АЧХ в полосе задерживания.

Возможны различные алгоритмы ВИП. Процедура поиска решения, подобная [4], которую мы ниже используем для примера синтеза, заключается в следующем. Задаются значения M, m и код факторизации C . Варьируется параметр r в диапазоне $r_{\min} \leq r \leq r_{\max}$. Шаг изменения r адаптируется так, чтобы перебрать все возможные ре-

шения в этом диапазоне для выбора из них допустимых по \tilde{a}_0 вариантов. Эта процедура выполняется для каждого значения f_1 из диапазона $f_{1\min} \leq f_1 \leq f_{1\max}$ с заданным шагом. Далее выбираются решения с минимальным числом Σ . Если допустимые решения отсутствуют, то значение M или m увеличиваются на единицу и процедура поиска повторяется.

Для предварительного выбора подходящего кода спектральной факторизации из диапазона $C = 0..2^{n-1}$ используется упрощенный алгоритм ВИП. Упрощение заключается в выполнении алгоритма только для одного номинального значения $f_1 = f_{1n}$. Далее для ряда C , которым отвечают максимальные значениями \tilde{a}_0 , применяется алгоритм ВИП. В процессе работы алгоритма ВИП определяются нули передаточной функции фильтра, и она формируется заново, в соответствии с кодом факторизации.

Сочетание алгоритмов ВИП и ВК может улучшить результаты. В качестве процедуры ВК применим поординатный поиск. При этом наряду с началом поиска от большего по аб-

солютной величине коэффициента к меньшему [4], используем начало в обратном порядке.

Коды с $C = 2^{n-1} + 1, 2^{n-1} + 2, \dots, 2^n$, соответствующие упомянутым выше обращенным ИХ, в обсуждаемых алгоритмах не задействованы. Вместо этого обращение ИХ выполняется только для приемлемых решений, найденных с помощью ВИП + ВК. Для этого требуется сменить знаки всех коэффициентов α_i структуры, показанной на рис. 1, кроме α_{N-1} , и заменить его на α_{N-1}^{-1} . Такое обращение ИХ для поставленной задачи может показаться бессмысленным. Действительно, в случае равенства α_{N-1} степени двойки получим те же самые \tilde{a}_0 и Σ . Кроме того, в случае неравенства α_{N-1}^{-1} становится не квантованным. Однако смысл обращения заключается в том, чтобы в окрестности α_{N-1}^{-1} попытаться найти квантованное значение, приводящее к увеличению \tilde{a}_0 и/или уменьшению Σ . Все эти действия для простоты назовем процедурой обращения ИХ (ОИХ).

Итак, для иллюстрации влияния выбора варианта факторизации на

результаты синтеза используем три алгоритма: ВИП, ВИП + ВК и ВИП + ВК + ОИХ.

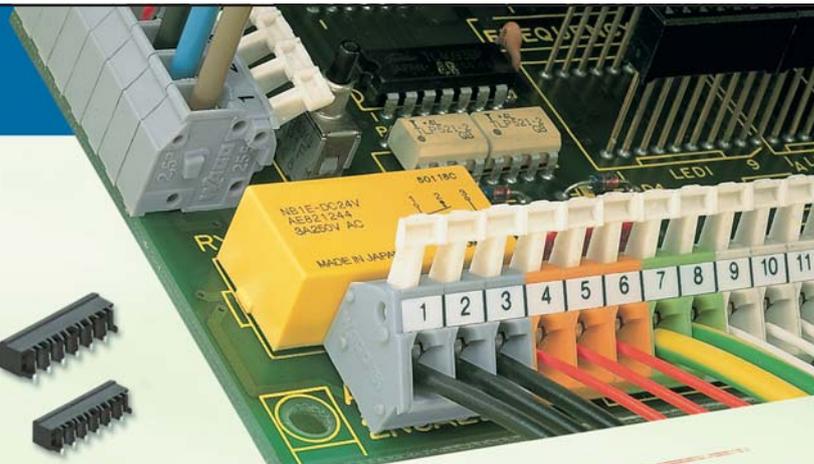
РЕЗУЛЬТАТЫ СИНТЕЗА

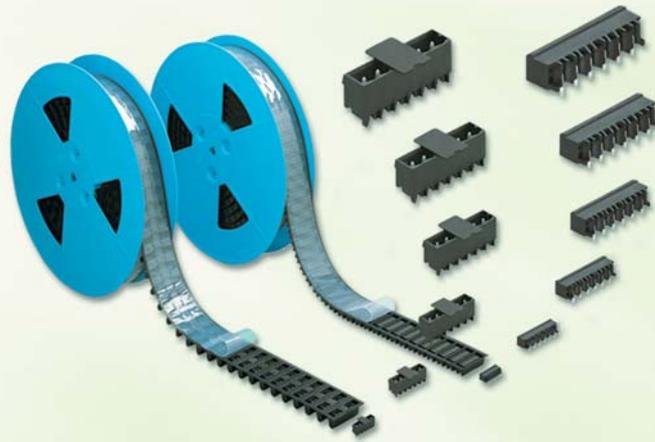
В таблице 1 приведены результаты синтеза совершенных банков решетчатых фильтров, полученные при $f_{1n} = 0,18, f_{2n} = 0,32, M = 7, \dots, 10, m = 2, m \leq 3$ и $m \leq 2$ разными алгоритмами.

Новые решения найдены с помощью предложенных алгоритмов ВИП, ВИП + ВК и ВИП + ВК + ОИХ при $2N - 1 = 27$. Исходная передаточная функция $H_0(z)$ с непрерывными коэффициентами имеет один действительный и 13 пар комплексно-сопряженных нулей (см. рис. 3). Из них один действительный нуль и шесть пар комплексно-сопряженных нулей лежат внутри единичной окружности. Поэтому существует $2^7 = 128$ вариантов спектральной факторизации.

Упрощенный алгоритм ВИП применен для кодов факторизации $C = 0, 1, \dots, 63$, алгоритм ВИП – для $C = 0, 10, 24, 31, 33, 40, 51, 61$, алгоритм ВИП + ВК – для $C = 0$ и $C = 33$, а алгоритм ВИП + ВК + ОИХ – только для $C = 33$. Как следует

Клеммы и соединители для печатных плат



К монтажу
ГОТОВЫ!



ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

МОСКВА Телефон: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • E-mail: info@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
 С.-ПЕТЕРБУРГ Телефон: (812) 448-0444 • Факс: (812) 448-0339 • E-mail: info@spb.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
 ЕКАТЕРИНБУРГ Телефон: (343) 376-2820 • Факс: (343) 376-2830 • E-mail: info@prosoftsystems.ru • Web: www.prosoftsystems.ru
 САМАРА Телефон: (846) 277-9166 • Факс: (846) 277-9165 • E-mail: info@samara.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
 НОВОСИБИРСК Телефон: (383) 202-0960; 335-7001; 335-7002 • E-mail: info@nsk.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
 КИЕВ Телефон: (+380-44) 206-2343/2478/2496 • Факс: (+380-44) 206-2343 • E-mail: info@prosoft-ua.com • Web: www.prosoft.ru
 УФА Телефон: (347) 2925-216; 2925-217 • Факс: (347) 2925-218 • E-mail: info@ufa.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru

Реклама

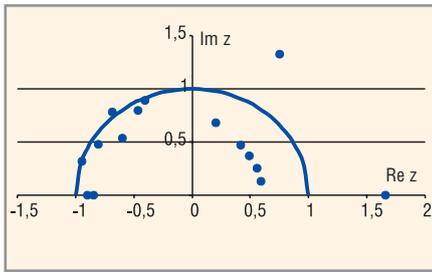


Рис. 5. Карта нулей ПФ для решения с $\tilde{a}_0 = 48,10$ дБ, найденного алгоритмом ВИП + ВК при $M = 10$ и $m \leq 2$

из таблицы 1, при $C = 0$ алгоритм ВИП позволяет более чем на 13 дБ, а ВИП + ВК более чем на 15 дБ увеличить ослабление \tilde{a}_0 , полученное в случае простого округления (ПО) коэффициентов. Для алгоритмов из [2–4] это увеличение составляет примерно 20 дБ.

Однако при $C = 33$ алгоритм ВИП позволяет более чем на 21 дБ, алгоритм ВИП + ВК почти на 23 дБ, а алгоритм ВИП + ВК + ОИХ – более чем на 23 дБ увеличить значение \tilde{a}_0 , по-

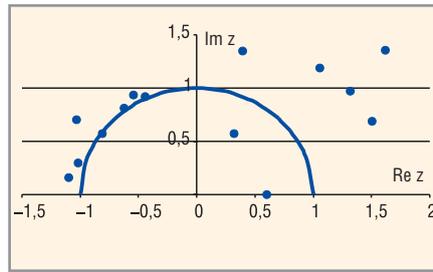


Рис. 6. Карта нулей ПФ для решения с $\tilde{a}_0 = 48,91$ дБ, найденного алгоритмом ВИП + ВК + ОИХ при $M = 10$ и $m \leq 2$

лученное методом ПО. Кроме того, в сравнении с результатами [2–4], найдены решения при меньших M и Σ . Для $C = 33$ с помощью алгоритмов ВИП, ВИП + ВК и ВИП + ВК + ОИХ получены и другие решения, превосходящие результаты из работ [2–4], но в таблице 1 приведены лучшие решения. При $C = 33$ в таблице 1 также показаны решения, которые несколько уступают результатам работ [2–4] по ослаблению \tilde{a}_0 , однако они

Таблица 1. Результаты синтеза совершенных банков решетчатых фильтров

Алгоритм	$2N - 1$	C	M	m	$f_1; r$	\tilde{a}_0 , дБ	Σ
ПО [2]	27	0	10	2	–	25,38	$56 = 28 + 14 \times 2$
Поиск по дереву [2]					–	45,37*	
Неполный перебор [3]					–	45,19*	
ВИП [4]	21	9	≤ 3	0,18053; 3	45,01	$56 = 22 + 17 \times 2$	
ВИП				0	10		0,1950; 0,1683
		33	8	0,1788; 0,1367	46,79	$54 = 28 + 13 \times 2$	
			7	0,1794; 0,1429	44,06	$50 = 28 + 11 \times 2$	
ВИП + ВК	27	0	10	≤ 2	0,1780; 0,4398		40,98
					0,1788; 0,1367	48,10	$56 = 28 + 14 \times 2$
					0,1800; 0,1481	47,81	$54 = 28 + 13 \times 2$
					0,1786; 0,1377	46,08	$50 = 28 + 11 \times 2$
					0,1810; 0,1600	44,38	$44 = 28 + 8 \times 2$
ВИП + ВК + ОИХ			7	0,1786; 0,1377	48,91	$52 = 28 + 12 \times 2$	

* Значения оценены по коэффициентам из [2, 3] и несколько меньше, чем представленные [2, 3].

Таблица 2. Коэффициенты α_i для решения с ослаблением $\tilde{a}_0 = 48,10$ дБ

α_i	Варианты представления значений коэффициентов α_i		
α_0	$-2 + 2^{-3}$	-1,875	$-1920q$
α_1	$2^{-1} + 2^{-7}$	0,5078125	$520q$
α_2	$2^{-1} + 2^{-5}$	0,53125	$544q$
α_3	$2^{-5} - 2^{-8}$	0,02734375	$28q$
α_4	$2^{-1} + 2^{-6}$	0,515625	$528q$
α_5	$2^3 - 1$	7	$7168q$
α_6	$-2^{-1} - 2^{-7}$	-0,5078125	$-520q$
α_7	$2^{-2} - 2^{-6}$	0,234375	$240q$
α_8	$1 - 2^{-7}$	0,9921875	$1016q$
α_9	$-2^{-6} + 2^{-8}$	-0,01171875	$-12q$
α_{10}	$-2^{-3} + 2^{-5}$	-0,09375	$-96q$
α_{11}	$2^{-3} + 2^{-6}$	0,140625	$144q$
α_{12}	$-2^{-4} + 2^{-6}$	-0,046875	$-48q$
α_{13}	$2^{-6} - 2^{-10}$	0,0146484375	$15q$

характеризуются меньшими значениями M и Σ .

В таблице 2 приведены найденные коэффициенты α_i для решения с $\tilde{a}_0 = 48,10$ дБ (три варианта представления значений). В четвёртом столбце $q = 2^{-M} = 2^{-10}$. Отметим, что число ненулевых бит в коэффициентах $m = 2$. Карта нулей передаточной функции приведена на рисунке 5. Полезно сравнить её с картой, показанной на рисунке 4.

Для решения с $\tilde{a}_0 = 46,08$ дБ коэффициенты равны $\alpha_3 = 2^{-5}$, $\alpha_9 = -2^{-6}$, $\alpha_{13} = 2^{-6}$, а для решения с $\tilde{a}_0 = 46,79$ дБ имеем $\alpha_{13} = 2^{-6}$. Значения остальных коэффициентов совпадают с приведёнными в таблице 2.

Решению с максимальным значением $\tilde{a}_0 = 48,91$ дБ соответствуют коэффициенты $\alpha_i, i = 0, 1, \dots, 12$ решения с ослаблением $\tilde{a}_0 = 46,08$ дБ, взятые со знаком минус, и $\alpha_{13} = 2^3 + 2^6$. Карта нулей передаточной функции приведена на рисунке 6.

Все \tilde{a}_0 таблицы 1, кроме $\tilde{a}_0 = 25,38$ дБ, оценены для корректности сравнения на одном и том же количестве частот в полосе задерживания (1000).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Существующие алгоритмы синтеза двухканальных совершенных банков решетчатых фильтров без умножителей не учитывают возможного влияния выбора варианта спектральной факторизации передаточной функции на результаты. В данной работе предложены алгоритмы на основе вариации исходных параметров, в которые включена процедура выбора варианта факторизации. На конкретном примере показано, что это позволяет улучшить решение. Полученные результаты в сравнении с известными из литературы характеризуются большими значениями ослабления в полосе задерживания и/или меньшим полным числом сумматоров в структуре банка фильтров без умножителей. Однако это не гарантирует, что найдены оптимальные решения. Следует также отметить, что для фильтров высоких порядков значительно возрастает количество вариантов факторизации и не ясно, какие из них следует выбрать, а какие возможно сразу отбросить. Требование близости ФЧХ фильтров банка анализа к минимально-фазовой, характерное для систем связи, может значительно сократить количество этих вариантов.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Vaidyanathan P.P., Hoang P.Q.* Lattice structures for optimal and robust implementation of two-channel perfect-reconstruction QMF banks. *IEEE Trans. on ASSP.* 1988. Vol. 36. No.1. P. 81–94.
 2. *Lim Y.C., Yu Y.J.* A width-recursive depth-first tree search approach for the design of dis-

crete coefficient perfect reconstruction lattice filter bank. *IEEE Trans. on CAS: II.* 2003. Vol. 50. No.6. P. 257–266.
 3. *Yli-Kaakinen J., Saramaki T., Bregovic R.* An algorithm for the design of multiplier-less two-channel perfect reconstruction orthogonal lattice filter banks. *ISCCSP.* 2004. P. 415–418.

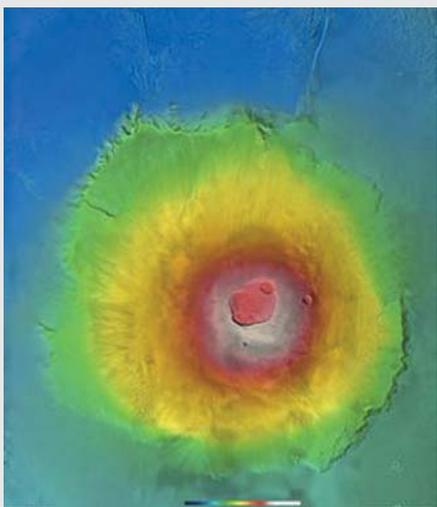
4. *Мингазин А.* Синтез совершенных банков решетчатых фильтров без умножителей. *Современная электроника.* 2007. № 3. С. 50–55.
 5. *Makboul J.* A class of all-zero lattice digital filters: properties and applications. *IEEE Trans. on ASSP.* 1978. Vol. 26. No.4. P. 304–314.



Новости мира News of the World Новости мира

ESA показывает Марс в 3D

Европейское космическое агентство (ESA) представит в Интернете новые данные о Марсе, полученные при помощи стереокамеры Mars Express High Resolution Stereo Camera (HRSC), которая установлена на борту космического корабля Mars Express. Благодаря камере, которая способна не просто делать снимки с высоты, но и давать представление о топографии местности, ESA смогла подготовить цифровую модель рельефа красной планеты.



Используя такую модель, исследователи могут изучать крутизну склонов, высоту скал и глубину расселин. Такие данные помогают лучше понять, как вода или лава перемещались по поверхности планеты. Цифровая модель рельефа помогает в изучении и других данных о красной планете, полученных при помощи радара и других устройств.

Цифровая модель рельефа создана на основе огромного количества высококачественных фотографий, которые делает камера по мере того, как Mars Express облетает вокруг Марса. Предполагается, что камера будет работать до 2009 г., благодаря чему на Землю будут поступать всё новые и новые сведения об особенностях топографии Марса.

На иллюстрации показана часть цифровой модели поверхности Марса – Олимп, самый высокий вулкан планеты,

высота которого составляет около 25 км по отношению к среднему уровню поверхности. Изображение покрывает территорию 600 000 кв. км. Цвета на нём обозначают разную высоту. Прежде чем было получено это изображение, Mars Express облетал планету 18 раз, и каждый раз камера делала новые снимки, которые затем были объединены в единое целое.

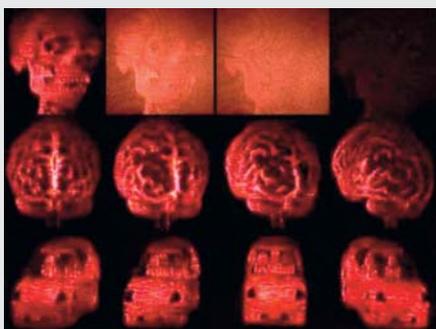
www.esa.int

Создан голографический дисплей с возможностью перезаписи данных

Журнал Nature сообщает об изобретении американских учёных, которое может открыть новые области для применения голограмм. До сих пор их применение было сильно ограничено, поскольку производство голограмм было достаточно трудоёмким процессом. В Университете Аризоны создан трёхмерный голографический дисплей, данные на котором могут быть удалены и перезаписаны за считанные минуты.

Устройство состоит из специальной пластиковой плёнки, расположенной между двумя фрагментами стекла, каждый из которых покрыт прозрачным электродом. Изображения «записываются» на светочувствительный пластик при помощи лазера. Учёные могут делать снимки интересных их объектов с разных ракурсов, а дисплей собирает их в одну трёхмерную картинку. Процесс занимает не более нескольких минут, а полученное изображение может показываться около трех часов.

Пока что создан только прототип устройства. Его размер – всего лишь 10 × 10 см,



и он может показывать изображения только в красном цвете. Однако уже сейчас ведётся разработка дисплеев следующего поколения размером 30 × 30 см. В перспективе их размер может быть увеличен ещё больше.

Такие дисплеи, как предполагают, станут очень востребованы во многих областях, в том числе в медицине, военном деле и, конечно, в сфере развлечений и в рекламе.

3dnews.ru

NEC разработала печатные нанотранзисторы

Компания NEC сообщила об успешной разработке транзисторов на базе углеродных нанотрубок (carbon nanotube, CNT), получаемых при помощи технологий струйной печати. Сообщается, что компоненты выгодно отличаются от создаваемых до сих пор на базе кремнийорганических материалов печатных полупроводников характеристиками производительности, и разница эта приблизительно в 100 раз. Кроме того, свойства CNT-транзисторов можно задавать, изменяя длину и плотность нанотрубок, и соответствующая технология также была разработана. Ожидается, что это изобретение в перспективе позволит существенно расширить диапазон приложений, в которых может использоваться «напечатанная» электроника.

Большой интерес к технологиям создания полупроводников с помощью методов струйной печати, в частности, объясняется тем, что они представляют собой один из способов совместить удовлетворение всё более растущего спроса на электронику с необходимостью снижения вредных выбросов во внешнюю среду при производстве. Альтернативный метод создания электронных компонентов позволяет кардинально упростить производственные процессы по сравнению с традиционными технологиями кремниевых полупроводников, снизить количество отходов, а выбросы двуоксида углерода уменьшить более чем на 90%.

3dnews.ru