

Г.В. БЕРБЕРЯН, Д.Г. ЖАМАКОЧЯН, А.Р. ДАВИДЯН

**К СИНТЕЗУ ИНВЕРСНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ТОЧНОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ
РЕЗУЛЬТАТОВ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ**

Рассматриваются вопросы точной декомпозиции выходных сигналов цифровых фильтров, реализуемой путем инверсии бесконечной дискретной импульсной характеристики прямого преобразования.

Ключевые слова: вейвлет, точная декомпозиция, импульсный отклик, выборка, цифровой фильтр, инверсная импульсная характеристика, каузальный фильтр, кодирование с предсказанием.

Как известно, процесс декомпозиции используется для восстановления из результатов прямого преобразования временных рядов s_n , реализуемого с помощью соответствующих цифровых фильтров с заданным импульсным откликом h_n , аналитическую связь между которыми можно записать в виде свертки:

$$x_n = h_n \otimes s_n. \quad (1)$$

Легко заметить, что, по существу, декомпозиция представляет собой инверсную фильтрацию выходного сигнала x_n с целью получения s_n , выполняемую с помощью другого цифрового фильтра с импульсным откликом, например a_n , таким, что, очевидно, взаимосвязь между ними может быть представлена в виде другой свертки:

$$s_n = a_n \otimes x_n. \quad (2)$$

При этом следует отметить, что существуют два различных случая декомпозиции - точной и аппроксимирующей, реализуемых, в общем, с помощью фильтров с различными импульсными откликами a_n . Таким образом, задача декомпозиции, независимо от ее характера, соответствующего вышеуказанным случаям, заключается в определении искомого импульсного отклика a_n , позволяющего на основании (2) определить s_n по заданным x_n и h_n .

Как следует из различных источников по исследованиям практических и теоретических проблем цифровой фильтрации [1,3], исходным и законченным, в смысле исчерпывающей полноты описания свойств инверсной фильтрации, является алгоритм точной декомпозиции, хотя для практических целей приоритетное значение приобретает аппроксимирующая декомпозиция [2]. В отличие от алгоритма точной декомпозиции, в целом являющейся

единственной в своем роде, алгоритмы аппроксимирующей декомпозиции допускают множество различных форм, зависящих от использованных концепций и востребованной точности аппроксимации. Изобилие различных основополагающих концепций и основанных на их использовании алгоритмов естественным образом выдвигает необходимость синтеза обобщенного алгоритма аппроксимации дискретной импульсной характеристики инверсного цифрового фильтра, облегчающего его практическое применение в самых разнообразных практических случаях. Именно в этом направлении авторами была предпринята попытка разработки обобщенного формата указанного алгоритма, обоснование которого в строгой и компактной форме, удобной для практического пользования, невозможно без краткого анализа особенностей точной декомпозиции, что является самостоятельной задачей, обусловленной хотя и ограниченным, но достаточно заметным многообразием импульсного отклика h_n .

В связи с этим для упорядочения предлагаемого анализа рассмотрим сначала цифровую фильтрацию с двумерными минимально-фазовыми, максимально-фазовыми и эквифазовыми импульсными откликами, т.е. такими h_n , которые состоят из координат, или коэффициентов с убывающим, возрастающим или постоянным значением при возрастании порядкового номера: $h_n = (h_0, h_1) = (1, \rho)$, $h_0 = 1, h_1 = \rho < 1$ или $h_1 = \rho \geq 1$, причем мерой отклика h_n является количество его координат - число N , при $n = 0, 1, 2, 3, \dots$.

Итак, не нарушая общности анализа, вначале допустим, что $h_n = (h_0, h_1) = (1, \rho)$, поэтому в силу (1) следует, $x_n = h_0 s_n + h_1 s_{n-1} = s_n + \rho s_{n-1}$, а в силу (2) - равенство свертки $s_n = a_n \otimes x_n$ превращается в тождество:
 $a_n \otimes h_n = \delta_n$, причем

$$\delta_n = \begin{cases} 1, n = 0, \\ 0, n \neq 0. \end{cases}$$

Теперь, пользуясь тем известным фактом, что произвольный временной ряд, в том числе и s_n , можно представить в виде свертки $s_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k \delta_{n-k}$, откуда следует, что

$$s_n \otimes \delta_n = s_n, \quad (3)$$

выражение (2) можно преобразовать в модифицированное тождество следующего вида:

$$s_n = a_n \otimes x_n = a_n \otimes h_n \otimes s_n = \delta_n \otimes s_n = s_n, \quad (4)$$

которое, в свою очередь, показывает, что свертка $a_n \otimes h_n = \delta_n$ является алгоритмом синтеза искомого импульсного отклика a_n , реализующего инверсную свертку (2). Итак, можно окончательно записать

$$a_n \otimes h_n = (a_0, a_1, a_2, \dots) \otimes (1, \rho) = (1, 0, 0, \dots), \quad (5)$$

или, применив модифицированное z -преобразование к (5), последнее представить как $(a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots)(1 + \rho z) = 1$, или, поделив обе части этого уравнения на $(1 + \rho z)$, записать полученный результат в канонической форме:

$$(a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots) = 1 / (1 + \rho z). \quad (6)$$

При выполнении деления в правой части (6) с учетом $(a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots)$, являющимся модифицированным z -преобразованием a_n , окончательно (6) можно представить в виде

$$\frac{1}{1 + \rho z} = 1 - \rho z + \rho^2 z^2 - \rho^3 z^3 + \rho^4 z^4 - \dots, \quad (7)$$

а с учетом того, что z -преобразование для импульсного отклика h_n является $(1 + \rho z)$, отсюда однозначно следует, что коэффициент a_n можно определить из (7), приравняв в нем коэффициенты одинакового порядка справа и слева друг другу, т.е. записать

$$(a_0, a_1, a_2, \dots) = (1, -\rho, \rho^2, -\rho^3, \rho^4, \dots) \quad (8)$$

или в обобщенной форме:

$$a_n = \begin{cases} 0, & n = -1, -2, -3, \dots, \\ (-\rho)^n, & n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (9)$$

Итак, в случае, когда импульсный отклик h_n прямого преобразования является двумерным минимально-фазовым вейвлетом, импульсный отклик декомпозиции a_n или инверсный фильтр представляют собой бесконечномерный вейвлет, коэффициенты которого можно определить из (7) путем деления единицы на двучлен $(1 + \rho z)$. Поскольку вейвлет $(1 + \rho z)$ является минимально-фазовым, то, как известно, фильтр, представленный соответствующим декомпозиционным вейвлетом a_n , является устойчивой системой с обратной связью, т.к. его передаточная функция $A(z)$ представляется z -преобразованием a_n , а именно,

$$A(z) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n z^n = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots,$$

и эквивалентна $A(z) = \frac{1}{1 + \rho z}$, которая представляет систему с обратной связью и устойчивой в случае, когда $(1 + \rho z)$ является минимально-фазовым. При этом, если вход этого фильтра S_n , а выход X_n , то последний в момент

времени n зависит от предыдущего выхода x_{n-1} в момент времени $n-1$, т.е.

$$\frac{S(z)}{A(z)} = A(z) = \frac{1}{1+\rho z}$$
, который соответствует разностному уравнению $s_n + \rho s_{n-1} = x_n$.

Фильтр с импульсным откликом $h_n = (1, \rho)$ представлен передаточной функцией $H(z) = 1 + \rho z$, так что $A(z) = \frac{1}{H(z)} = H(z)^{-1}$ выражает точное соотношение между $H(z)$ и $A(z)$.

Для наглядности можно рассмотреть два численных примера: минимально-фазовый вейвлет $h_n = (1, \rho) = (1, 0.5)$ так, что $H(z) = 1 + \rho z = 1 + 0.5z$, и максимально-фазовый $h_n = (1, \rho) = (1, 2)$ с $H(z) = 1 + \rho z = 1 + 2z$. В первом случае - $A(z) = \frac{1}{1+0.5z} = 1 - 0.5z + 0.25z^2 - 0.125z^3 + \dots$, $a_n = (1, -0.5, 0.25, -0.125, \dots)$; во втором - $A(z) = \frac{1}{1+2z} = 1 - 2z + 4z^2 - 8z^3 + 16z^4 - \dots$, $a_n = (a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, \dots) = (1, -2, 4, -8, 16, \dots)$.

Поэтому в первом случае a_n - инверсный каузальный устойчивый, а во втором - каузальный неустойчивый, поскольку таковым является h_n .

Теперь рассмотрим случай, когда h_n является опять двумерным, но максимально-фазовым вейвлетом, т.е. $h_n = (h_0, h_1) = (1, \rho)$, $h_0 = 1$, но $h_1 = \rho \geq 1$ (во втором случае максимально-фазовый, т.к. $h_1 = \rho = 2$). Тогда на основании (8) можно записать $(a_0, a_1, a_2, \dots) = (1, -\rho, \rho^2, -\rho^3, \rho^4, \dots)$ и прямым расчетом показать, что $a_n = (1, -\rho, \rho^2, -\rho^3, \rho^4, \dots)$, но при этом его коэффициенты, возрастающие по мере роста их порядкового номера, стремятся к бесконечности, вследствие чего энергия вейвлета, определяемая суммой квадратов его коэффициентов, тоже будет стремиться к бесконечности, т.е. окажется неограниченной. В связи с этим соответствующий частный декомпозиционный фильтр представит неустойчивую систему с обратной связью, что и следовало ожидать по той причине, что вейвлет h_n является максимально-фазовым. В общем, если каузальный (отклик возникает только после событий, случившихся в прошлом и в настоящий момент) временной ряд не обладает конечной энергией, то он представляет неустойчивую систему с обратной связью.

В самом деле, из (8) следует, что a_n будет устойчивым при $\rho < 1$ и неустойчивым при $\rho \geq 1$. Итак, обобщая сказанное, можем заключить, что если вейвлет h_n - минимально-фазовый, то a_n , определенный как

$a_n = (a_0, a_1, a_2, \dots) = (1, -\rho, \rho^2, -\rho^3, \rho^4, \dots)$, является каузальным устойчивым временным рядом, а если вейвлет максимально-фазовый, то a_n является каузальным, но неустойчивым временным рядом, поскольку обладает неограниченной энергией. Если при этом уменьшением числа коэффициентов a_n добиться ограничения указанной энергии для придания свойства стабильности аппроксимирующему временному ряду $\bar{a}_n$, то, очевидно, допустим огромную погрешность при использовании $\bar{a}_n$ вместо a_n .

По этой причине, если исходить из строгих ограничений, допускающих декомпозицию с помощью только лишь каузальных стабильных фильтров, то она возможна только при условии, что h_n - минимально-фазовый вейвлет, т.е. $\rho < 1$. Однако отметим, что из теории [3] известно о возможности конверсии некаузального фильтра в каузальный и аппроксимации неустойчивой системы с обратной связью конечномерным фильтром путем введения подходящей временной задержки.

Исходя из сказанного, покажем, что максимально-фазовая система $h_n = (1, \rho)$, $\rho \geq 1$ все-таки может иметь стабильный инверсный вейвлет a_n , только при условии, что является чисто некаузальным.

Для этого введем понятие антивейвлета, пользуясь простым понятием вейвлета как каузального переходного временного ряда, в связи с чем антивейвлет может быть определен как чисто некаузальный переходный временной ряд, общее определение которого приведено выше. Поэтому антивейвлет будет иметь форму $a_n = (\dots, a_{-3}, a_{-2}, a_{-1})$, причем a_{-1} - коэффициент a_n в момент времени $n = -1$, a_{-2} - в момент времени $n = -2$ и т.д. При этом также ясно, что все остальные коэффициенты a_n при $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ и т.д. равны нулю. Для стабильности требуется, чтобы антивейвлет имел конечную энергию, т.е. $\dots + |a_{-3}|^2 + |a_{-2}|^2 + |a_{-1}|^2 < \infty$, откуда следует, что коэффициенты антивейвлета асимптотически стремятся к нулю по мере возрастания n в отрицательном направлении, т.е. $|a_n| \rightarrow 0$ при $n \rightarrow -\infty$. Теперь нетрудно заметить, что максимально-фазовый вейвлет h_n имеет стабильный инверсный вейвлет a_n при условии, если инверсный вейвлет a_n является антивейвлетом. Это означает, что свертка $a_n \otimes h_n$ является единичным импульсом, т.е. требуется, чтобы $a_n \otimes h_n = \delta_n$ или $(\dots, a_{-3}, a_{-2}, a_{-1}) \otimes (1, \rho) = (1, 0, 0, \dots)$.

Далее, применяя модифицированное z -преобразование к $a_n \otimes (1, \rho) = \delta_n$ с учетом того, что антивейвлет a_n требует отрицательных степеней z , и произведя те же действия, что и в предыдущем случае, сначала получим

$$(\dots + a_{-3}z^{-3} + a_{-2}z^{-2} + a_{-1}z^{-1})(1 + \rho z) = 1, \quad (10)$$

а после деления единицы на $(1 + \rho z)$ и сравнения коэффициентов в правой и левой частях (10) при одинаковых степенях z можно записать

$$\frac{1}{1 + \rho z} = +\dots - \rho^{-4}z^{-4} + \rho^{-3}z^{-3} - \rho^{-2}z^{-2} + \rho^{-1}z^{-1} \quad (11)$$

или окончательно:

$$(\dots, a_{-3}, a_{-2}, a_{-1}) = (+\dots - \rho^{-4}, \rho^{-3}, -\rho^{-2}, \rho^{-1}), \quad (12)$$

в обобщенной форме

$$a_n = \begin{cases} -(\rho)^n, & n = -1, -2, -3, \dots, \\ 0, & n = 0, 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (13)$$

Итак, мы рассмотрели процессы декомпозиции $x_n = h_n \otimes s_n$ вейвлета как при двумерном минимально-фазовом, так и при максимально-фазовом h_n . Что касается эквифазового случая $h_n (\rho = 1)$, то с энергетической точки зрения, нетрудно заметить, что энергия вейвлета также неограничена, т.к. при $n \rightarrow -\infty$ сумма квадратов коэффициентов a_n не имеет предела, а потому все сказанное про $h_n (\rho > 1)$ сохраняет силу и в этом случае.

Рассмотрим, наконец, декомпозицию для общего случая, когда прямое преобразование реализуется с помощью импульсного отклика h_n произвольной длины, т.е. $h_n = (h_0, h_1, h_2, \dots, h_M)$.

Если составить модифицированное z -преобразование для h_n и разложить полученный полином в виде произведения M линейных двучленов относительно z в виде $H(z) = (a_0 + a_1z)(b_0 + b_1z)\dots(c_0 + c_1z)$, то каждый из них можно рассматривать как результат z -преобразования соответственно: $(a_0 + a_1z)$ - для вейвлета (a_0, a_1) ; $(b_0 + b_1z)$ - для (b_0, b_1) и т.д., причем минимально-фазовое свойство результирующих вейвлетов обуславливает то же свойство и у преобразуемых. Как известно, при этих условиях всему произведению можно поставить в соответствие свертку всех вейвлетов $(a_0, a_1), (b_0, b_1)$ и т.д. и в целом представить $h_n = (a_0, a_1) \otimes (b_0, b_1) \otimes \dots \otimes (c_0, c_1)$ как тоже минимально-фазовый. При этом коэффициенты $a_0, a_1, b_0, b_1, \dots, c_0, c_1$, определяемые по координатам $h_0, h_1, h_2, \dots, h_N$ вейвлета h_n (то же, что и по коэффициентам $H(z)$), образуют корни многочлена $H(z)$, которые, в общем, могут быть как вещественные, так и попарно комплексно-сопряженные. Такое представление h_n означает, что выходной вейвлет x_n можно представить в форме,

$x_n = h_n \otimes s_n = (a_0, a_1) \otimes (b_0, b_1) \otimes \dots \otimes (c_0, c_1) \otimes s_n$, однозначно соответствующей каскадному соединению M двумерных вейвлетов $(a_0, a_1), (b_0, b_1), \dots, (c_0, c_1)$.

Для наглядности можно рассмотреть, например, трехмерный ($N = M + 1 = 3$) импульсный отклик $h_n = (h_0, h_1, h_2, \dots, h_M) = (2, 3, 1)$ с исходным полиномом $H_1(z) = 2 + 3z + z^2$ и его разложением $H_1(z) = (1 + 0.5z)(2 + 2z)$ с вещественными корнями $z_1 = 2$ и $z_2 = 1$, а также четырехмерный ($N = M + 1 = 4$) с исходным полиномом $H_2(z) = 3 + 2z + 3z^2 + 2z^3$ и его разложением $H_2(z) = (3 + 2z)(1 + iz)(1 - iz)$ с одним вещественным и двумя попарно комплексно-сопряженными корнями $z_1 = 1.5$ и $z_{2,3} = \mp i$. Поэтому в первом случае $h'_n = (h_0, h_1, h_2) = (2, 3, 1) = (a_0, a_1) \otimes (b_0, b_1) = (1, 0.5) \otimes (2, 2)$, а во втором - $h''_n = (h_0, h_1, h_2, h_3) = (3, 2, 3, 2) = (a_0, a_1) \otimes (b_0, b_1) \otimes (c_0, c_1) = (3, 2) \otimes (1, i) \otimes (1, -i)$.

В любом случае инверсный вейвлет a_n должен быть связан с импульсным откликом h_n соотношением $a_n \otimes h_n = \delta_n$ или $A(z) = 1/H(z) = H(z)^{-1}$, причем N -мерный вейвлет $h_n = (h_0, h_1, h_2, \dots, h_M)$ может быть образован из сверток M двумерных переходных вейвлетов или импульсных откликов элементарных (двумерных) фильтров. Поэтому в общем случае можно записать, что $h_n = (h_0, h_1, h_2, \dots, h_M) = (a_0, a_1) \otimes (b_0, b_1) \otimes \dots \otimes (m_0, m_1)$, $H(z) = (h_0 + h_1z + h_2z^2 + \dots + h_Mz^M) = (a_0 + a_1z)(b_0 + b_1z) \dots (m_0 + m_1z)$ или $A(z) = 1/H(z) = 1/(h_0 + h_1z + \dots + h_Mz^M) = 1/(a_0 + a_1z)(b_0 + b_1z) \dots (m_0 + m_1z)$. Затем деление в дроби $1/(h_0 + h_1z + \dots + h_Mz^M)$ приводит к двум равенствам: одно из них $(a_0 + a_1z + a_2z^2 + \dots)$ означает, что, если каждый из двумерных вейвлетов $(a_0, a_1), (b_0, b_1), \dots, (m_0, m_1)$ является минимально-фазовым, что обязательно обеспечивает такое же свойство для h_n в целом, то инверсный вейвлет a_n является стабильным и каузальным по отношению к h_n ; другое - $1/(h_0 + h_1z + h_2z^2 + \dots + h_Mz^M) = (\dots + a_{-3}z^{-3} + a_{-2}z^{-2} + a_{-1}z^{-1})$, соответствующее свертке M двумерных максимально-фазовых вейвлетов, вследствие чего максимально-фазовым становится весь вейвлет h_n , что позволяет найти антивейвлет $(\dots, a_{-3}, a_{-2}, a_{-1})$, т.е. чисто некаузальный стабильный и

инверсный по отношению к максимально-фазовому h_n . При этом в обоих случаях вейвлет a_n , в отличие от h_n , получается бесконечномерным.

Рассмотрим теперь случай смешанного содержания вейвлетов, т.е. когда h_n является сверткой M_1 двумерных минимально-фазовых и M_2 максимально-фазовых вейвлетов с общим количеством вейвлетов $M_0 = M_1 + M_2$.

Каждый из этих двух вейвлетов можно представить в виде отдельных свертков – первый, состоящий из M_1 двумерных минимально-фазовых, из которых в результате выполнения операции свертки получится вейвлет размера $N_1 = M_1 + 1$, а другой – из M_2 двумерных максимально-фазовых, свертка которых преобразуется в вейвлет размера $N_2 = M_2 + 1$. Далее делим единицу на z -преобразование первой компоненты, разлагая остаток по положительным степеням z , получив таким образом значения коэффициентов вейвлета $a_n^{(1)} = (a_0^{(1)}, a_1^{(1)}, a_2^{(1)}, \dots)$, а затем, поступая также с другой компонентой, разлагаем второй остаток по отрицательным степеням z , получая второй вейвлет $a_n^{(2)} = (\dots, a_{-3}^{(2)}, a_{-2}^{(2)}, a_{-1}^{(2)})$, причем первый из них является стабильным инверсным по отношению к минимально-фазовой компоненте, а другой – инверсным стабильным по отношению ко второй – максимально-фазовой.

Наконец, образуем последнюю свертку $a_n = a_1^{(1)} \otimes a_2^{(2)}$, тем самым получив искомый импульсный отклик некаузального фильтра $a_n = (\dots, a_{-3}, a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, a_2, \dots)$. Итак, инверсный стабильный импульсный отклик a_n декомпозиции смешанного импульсного отклика h_n является некаузальным стабильным вейвлетом, содержащим как компоненту памяти, так и компоненту предсказания (упреждения). Поэтому его z - преобразование содержит как положительные, так и отрицательные степени z , т.е. $A(z) = (\dots, +a_{-3}z^{-3} + a_{-2}z^{-2} + a_{-1}z^{-1} + a_0 + a_1z + a_2z^2 + \dots)$, разложив которое на двумерные – либо минимально-фазовые, либо максимально-фазовые, получим свертку для конечномерного вейвлета h_n с коэффициентами $(h_0, h_1, h_2, \dots, h_M)$, однозначно определяемыми коэффициентами указанных двумерных z - компонентов бесконечномерного вейвлета a_n .

Итак, проведенный анализ точной декомпозиции результатов прямой фильтрации при различных структурах цифрового фильтра показал, что все кажущееся многообразие случаев можно свести к следующим трем, в зависимости от структуры импульсного отклика h_n указанного фильтра.

Первый из них соответствует минимально-фазовой, другой – максимально-фазовой и третий – смешанной структурам конечномерного вейвлета h_n ,

обуславливающим каузальный, чисто некаузальный и некаузальный стабильный бесконечномерный вейвлет a_n , инверсный по отношению к h_n .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Березина Л.Н.** Моделирование распространения УКВ и ДМВ-радиоволн в условиях разнорельефной городской застройки // Теория и техника радиосвязи. – 1994. – Вып.2. – С. 116 – 126.
2. **Фок В.А.** Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. – М.: Сов. Радио, 1970. – 216 с.
3. **Moon T.K., Stirling W.C.** Mathematical Methods and Algorithms for Digital Signal Processing. – Los Angeles: Prentice Hall, 2000. – 468 p.

ГИУА. Материал поступил в редакцию 26.01.2007.

Գ.Վ. ԲԵՐԲԵՐՅԱՆ, Դ.Գ. ԺԱՄԱԿՈՉՅԱՆ, Ա.Ր.ԴԱՎԻԹՅԱՆ

ԺԱՄԱՆԱԿԱՅԻՆ ՇԱՐՔԵՐԻ ՈՒՂԻՂ ՓՈԽԱԿԵՐՊՄԱՆ ԱՐԴՑՈՒՆՔՆԵՐԻ ՃՇԳՐԻՏ ԱՊԱԿԱԶՄԱՎՈՐՈՂ ՀԵՏԱԴԱՐՁ ՁՏԻՉՆԵՐԻ ՄԻՆԹԵԶԻ ՄԱՍԻՆ

Վերլուծվել են թվային գտիչների՝ ելքային ազդանշանների ապակազմավորման խնդիրների ճշգրիտ լուծման տարբեր եղանակները, որոնց համակցված կիրառման միջոցով մշակվել է բացառիկ գործնական նշանակություն ունեցող լավարկված ալգորիթմը:

Առանցքային բառեր. վեյվլետ, թվային գտիչ, դիսկրետ իմպուլսային արձագանք, հակադարձ իմպուլսային բնութագիր, ոլորք, հետադարձ փոխակերպում, նախապայմանին առանց լրացուցիչ հապաղման արձագանքող գոյններ, կանխագուշակող կողավորում:

G.V. BERBERYAN, D.G. ZHAMAKOCHYAN, A.R. DAVITYAN

ON SYNTHESIS OF INVERSE FILTERS FOR PRECISE DECOMPOSITION OF THE TIME-SERIES DIRECT TRANSFORMATION RESULTS

The results of analysis for the precise digital filter output signal decomposition resulting in development of a proper algorithm of its actual realization have been considered.

Keywords: wavelet, digital filter, discrete impulse response, inverse impulse characteristics, convolution, precise deconvolution, casual filter, predictive encoding.