

СИНТЕЗ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Иванов В.П., Сеницын Е.А.

ООО «Северный радиозавод», Санкт-Петербург

В настоящее время в устройствах обработки сигналов первичных радиолокационных станций (РЛС) широко используются перестраиваемые цифровые фильтры (ЦФ), обеспечивающие фильтрацию полезных сигналов целей на фоне пассивных помех (ПП) [1]. Синтез перестраиваемых ЦФ может сводиться к определению значений весовых коэффициентов, для которых на выходе ЦФ реализуется требуемое значение показателя качества (например, максимальное подавление ПП, максимальное отношение сигнал/ПП и т.п.) [2,3].

Одним из методов синтеза ЦФ является метод максимизации подавления помехи (минимизации мощности помехи) на выходе ЦФ [3]. В РЛС ввиду ограниченного количества импульсов пакета отраженного радиолокационного сигнала практическое использование получили нерекурсивные фильтры невысокого порядка [4]. Поэтому рассмотрим использование этого метода для синтеза ЦФ 1-го и 2-го порядков.

Можно показать [3], что для комплексного нерекурсивного ЦФ 1-го порядка (ЦФ-1) с разностным уравнением $\dot{y}_k = \dot{x}_k + a_1 \dot{x}_{k-1}$ (где \dot{x}_k , \dot{x}_{k-1} и \dot{y}_k - комплексные дискретные отсчеты входного и выходного сигналов фильтра в дискретные моменты времени kT и $(k-1)T$, T - период зондирования РЛС, a_1 - комплексный весовой коэффициент) условие максимального подавления перемещающейся ПП для весового коэффициента записывается выражением

$$\dot{a}_1 = -\rho_{П1} \exp(j\varphi_{П1}). \quad (1)$$

где $\dot{\rho}_{П1} = \rho_{П1} \exp(j\varphi_{П1}) = \overline{\dot{x}_k \dot{x}_{k-1}^*} / P_{ПВХ}$ - комплексный коэффициент межпериодной корреляции ПП; $\rho_{П1}, \varphi_{П1} = 2\pi f_{П1} T$ - модуль и фаза $\dot{\rho}_{П1}$, $f_{П1}$ - частота режекции ЦФ1, равная доплеровскому сдвигу частоты перемещающейся ПП, $P_{ПВХ} = \overline{\dot{x}_k \dot{x}_k^*}$ - мощность входного сигнала ПП, $(\overline{\quad})$ - символ усреднения.

Представим входной сигнал \dot{x}_k через синфазную x_{kI} и квадратурную x_{kQ} составляющие. Тогда, используя (1), разностное уравнение для ЦФ-1 запишем в виде

$$\begin{aligned} \dot{y}_k &= \dot{x}_k + \dot{a}_1 \dot{x}_{k-1} = (x_{kI} + jx_{kQ}) + \\ &+ [-\rho_{П1} \exp(j\varphi_{П1})](x_{k-1,I} + jx_{k-1,Q}) = \\ &= x_{kI} - \rho_{П1} \cos \varphi_{П1} x_{k-1,I} + \rho_{П1} \sin \varphi_{П1} x_{k-1,Q} + \\ &+ j(x_{kQ} - \rho_{П1} \cos \varphi_{П1} x_{k-1,Q} - \rho_{П1} \sin \varphi_{П1} x_{k-1,I}) \end{aligned} \quad (2)$$

Как следует из выражения (2), определяющего схему построения ЦФ-1, комплексная обработка сигнала в ЦФ-1 отличается от вещественной наличием перекрестных связей из одного канала в другой. Отметим, что для адаптивного подавления помехи в ЦФ-1 необходимо обеспечить автоматическую оценку величин вещественной и мнимой составляющих коэффициента межпериодной корреляции помехи, соответственно, $\rho_{П1} \cos \varphi_{П1}$ и $\rho_{П1} \sin \varphi_{П1}$. Нетрудно установить, что инвариантное смещение нуля АЧХ ЦФ-1 может быть выполнено только при комплексном характере коэффициента \dot{a}_1 .

Для обеспечения более высоких показателей эффективности может быть использован комплексный нерекурсивный ЦФ второго порядка (ЦФ-2). Мощность остатков ПП на выходе ЦФ-2 определим, используя

разностное уравнение $\dot{y}_k = \dot{x}_k + \dot{a}_1 \dot{x}_{k-1} + \dot{a}_2 \dot{x}_{k-2}$, при помощи выражения

$$\begin{aligned} P_{ПВЫХ} &= \overline{\dot{y}_k \dot{y}_k^*} = \overline{\left(\dot{x}_k + \dot{a}_1 \dot{x}_{k-1} + \dot{a}_2 \dot{x}_{k-2} \right) \left(\dot{x}_k + \dot{a}_1 \dot{x}_{k-1} + \dot{a}_2 \dot{x}_{k-2} \right)^*} = \\ &= P_{ПВХ} [1 + a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 \rho_{П1} \cos(\varphi_{a1} - \varphi_{П1}) + 2a_2 \rho_{П2} \cos(\varphi_{a2} - \varphi_{П2}) + \\ &+ 2a_1 a_2 \rho_{П1} \cos(\varphi_{a1} - \varphi_{a2} + \varphi_{П2})]. \end{aligned} \quad (3)$$

Введём обозначения $a_{1I} = a_1 \cos \varphi_{a1}$, $a_{1Q} = a_1 \sin \varphi_{a1}$, $a_{2I} = a_2 \cos \varphi_{a2}$, $a_{2Q} = a_2 \sin \varphi_{a2}$, $\rho_{П1I} = \rho_{П1} \cos \varphi_{П1}$, $\rho_{П1Q} = \rho_{П1} \sin \varphi_{П1}$, $\rho_{П2I} = \rho_{П2} \cos \varphi_{П2}$, $\rho_{П2Q} = \rho_{П2} \sin \varphi_{П2}$.

Тогда выражение (3) преобразуется к виду

$$\begin{aligned}
 P_{ПВЫХ} &= P_{ПВХ} [1 + a_{1I}^2 + a_{1Q}^2 + a_{2I}^2 + a_{2Q}^2 + 2 a_{1I} \rho_{П1I} + \\
 &+ 2 a_{1Q} \rho_{П1Q} + 2 a_{2I} \rho_{П2I} + 2 a_{2Q} \rho_{П2Q} + 2 a_{1I} a_{2I} \rho_{П1I} + \\
 &+ 2 a_{1Q} a_{2Q} \rho_{П1I} - 2 a_{1Q} a_{2I} \rho_{П1Q} + 2 a_{1I} a_{2Q} \rho_{П1Q}].
 \end{aligned} \quad (4)$$

Минимизируя величину $P_{ПВЫХ}$ по переменным a_{1I} , a_{1Q} , a_{2I} и a_{2Q} , составим систему уравнений

$$\begin{cases}
 \partial P_{ПВЫХ} / \partial a_{1I} = a_{1I} + \rho_{П1I} + a_{2I} \rho_{П1I} + a_{2Q} \rho_{П1Q} = 0 \\
 \partial P_{ПВЫХ} / \partial a_{1Q} = a_{1Q} + \rho_{П1Q} + a_{2Q} \rho_{П1Q} - a_{2I} \rho_{П1Q} = 0 \\
 \partial P_{ПВЫХ} / \partial a_{2I} = a_{2I} + \rho_{П2I} + a_{1I} \rho_{П1I} - a_{1Q} \rho_{П1Q} = 0 \\
 \partial P_{ПВЫХ} / \partial a_{2Q} = a_{2Q} + \rho_{П2Q} + a_{1Q} \rho_{П1I} + a_{1I} \rho_{П1Q} = 0
 \end{cases} \quad (5)$$

Решение системы (5) относительно a_{1I} , a_{1Q} , a_{2I} и a_{2Q} можно представить выражениями

$$\begin{aligned}
 a_{1I} &= (\rho_{П1} \rho_{П2} - \rho_{П1}) / (1 - \rho_{П1}^2) \cos \varphi_{П1}, \\
 a_{1Q} &= (\rho_{П1} \rho_{П2} - \rho_{П1}) / (1 - \rho_{П1}^2) \sin \varphi_{П1}, \\
 a_{2I} &= (\rho_{П1}^2 - \rho_{П2}) / (1 - \rho_{П1}^2) \cos \varphi_{П2}, \\
 a_{2Q} &= (\rho_{П1}^2 - \rho_{П2}) / (1 - \rho_{П1}^2) \sin \varphi_{П2}.
 \end{aligned} \quad (6)$$

Комплексные значения коэффициентов \dot{a}_1 и \dot{a}_2 определим на основании их вещественных и мнимых составляющих из (6)

$$\begin{aligned}
 \dot{a}_1 &= a_{1I} + j a_{1Q} = (\rho_{П1} \rho_{П2} - \rho_{П1}) / (1 - \rho_{П1}^2) \exp(j \varphi_{П1}), \\
 \dot{a}_2 &= a_{2I} + j a_{2Q} = (\rho_{П1}^2 - \rho_{П2}) / (1 - \rho_{П1}^2) \exp(j \varphi_{П2}).
 \end{aligned} \quad (7)$$

Учитывая, что $\varphi_{П2} = 2\varphi_{П1} = 2\pi f_{П2} T$, получим окончательные выражения для коэффициентов ЦФ-2, минимизирующего мощность остатков ПП на выходе,

$$\begin{aligned}
 \dot{a}_1 &= (\rho_{П1} \rho_{П2} - \rho_{П1}) / (1 - \rho_{П1}^2) \exp(j \varphi_{П1}), \\
 \dot{a}_2 &= (\rho_{П1}^2 - \rho_{П2}) / (1 - \rho_{П1}^2) \exp(j 2 \varphi_{П1}).
 \end{aligned} \quad (8)$$

Известно [4], что нерекурсивные ЦФ определяются расположением нулей передаточной функции на z - плоскости. Установим связь коэффициентов ЦФ-2, определяемых по алгоритму (8), с расположением нулей ЦФ-2 на z - плоскости. Нули ЦФ-2 найдем, приравняв выражение для передаточной функции ЦФ-2

$$H_2(z) = 1 + \dot{a}_1 z^{-1} + \dot{a}_2 z^{-2} \quad (9)$$

к нулю

$$1 + \dot{a}_1 z^{-1} + \dot{a}_2 z^{-2} = 0. \quad (10)$$

Решая уравнение (10), получим выражения для нулей

$$\dot{Z}_{H1,2} = -\dot{a}_1 / 2 \pm \sqrt{\left(\frac{\dot{a}_1}{2}\right)^2 - \dot{a}_2}. \quad (11)$$

Подставляя в (11) фазовые множители коэффициентов \dot{a}_1 и \dot{a}_2 из (8), найдем

$$\begin{aligned}
 \dot{Z}_{H1} &= \left[-\dot{a}_1 / 2 + \sqrt{\left(\frac{\dot{a}_1}{2}\right)^2 - \dot{a}_2} \right] \exp(j \varphi_{П1}), \\
 \dot{Z}_{H2} &= \left[-\dot{a}_1 / 2 - \sqrt{\left(\frac{\dot{a}_1}{2}\right)^2 - \dot{a}_2} \right] \exp(j \varphi_{П1}).
 \end{aligned} \quad (12)$$

Таким образом, ЦФ-2 с коэффициентами (8) имеет нули передаточной функции с совпадающими фазами и отличающимися модулями. Более простой алгоритм расчета коэффициентов ЦФ-2 может быть получен, если ввести ограничение на модули нулей $Z_{H1} = Z_{H2}$ при сохранении равенства фаз нулей величине $\varphi_{П1}$. В этом случае ЦФ-2 будет иметь двойной комплексный нуль, при этом фильтр может быть представлен в виде каскадного соединения двух ЦФ-1, каждый из которых минимизирует $P_{ПВЫХ}$ и имеет комплексный

коэффициент \dot{a}_1 , определяемый выражением (1). С учетом этого условия передаточную функцию ЦФ-2 можно записать при помощи выражения

$$H_2(z) = \left(1 + \dot{a}_{1-1} z^{-1}\right)^2 = 1 + 2\dot{a}_1 z^{-1} + \dot{a}_1^2 z^{-2}. \quad (13)$$

Сравнивая (9) и (13) и учитывая выбранное значение коэффициента \dot{a}_1 , получим значения коэффициентов ЦФ-2 с двойным комплексным нулём

$$\begin{aligned} \dot{a}_{1.1} &= -2\rho_{П1} \exp(j\varphi_{П1}), \\ \dot{a}_{2.1} &= \rho_{П1}^2 \exp(j2\varphi_{П1}). \end{aligned} \quad (14)$$

Алгоритм (14) получен из условия соответствия фазы коэффициента каждого из каскадно включенных ЦФ-1 фазе $\varphi_{П1}$ коэффициента межпериодной корреляции $\rho_{П1}$. При этом каждый из ЦФ-1 настроен на максимальное подавление ПП с доплеровским сдвигом частоты f_D , соответствующим $\varphi_{П1}$. Рассмотрим возможность подавления помехи в случае расстройки этих фильтров относительно $\varphi_{П1}$ на величину $\pm\Delta\varphi$. Тогда первый ЦФ-1 будет иметь коэффициент $\dot{a}_1 = -\rho_{П1} \exp[j(\varphi_{П1} + \Delta\varphi)]$, а второй ЦФ-1, включенный последовательно с первым, коэффициент $\dot{a}_1 = -\rho_{П1} \exp[j(\varphi_{П1} - \Delta\varphi)]$.

Коэффициенты ЦФ-2, состоящего из каскадно включенных расстроенных по фазе ЦФ-1, можно определить через соотношения

$$\begin{aligned} \dot{a}_{1.2} &= \dot{a}_1 + \dot{a}_1 = -\rho_{П1} \exp(j\varphi_{П1}) [\exp(j\Delta\varphi) + \exp(-j\Delta\varphi)] = -2\rho_{П1} \cos\Delta\varphi \exp(j\varphi_{П1}), \\ \dot{a}_{2.2} &= \dot{a}_1 \dot{a}_1 = \rho_{П1}^2 \exp(j2\varphi_{П1}). \end{aligned} \quad (15)$$

Отметим, что в этом случае нули ЦФ-2 имеют одинаковые модули, но разные фазы. С учетом (15) выражение (3) запишем в виде

$$P_{ПВЫХ} = P_{ПВХ} [1 + \rho_{П1}^4 + 2\rho_{П1}^2 \rho_{П2} + 4\rho_{П1}^2 \cos^2 \Delta\varphi - 4\cos\Delta\varphi (\rho_{П1}^2 + \rho_{П1}^4)]. \quad (16)$$

Составим условие минимизации величины $P_{ПВЫХ}$ в зависимости от $\cos\Delta\varphi$

$$\partial P_{ПВЫХ} / \partial(\cos\Delta\varphi) = 2\rho_{П1}^2 \cos\Delta\varphi - (\rho_{П1}^2 + \rho_{П1}^4) = 0, \quad (17)$$

из которого получим значение $\cos\Delta\varphi$, минимизирующее величину $P_{ПВЫХ}$,

$$\cos\Delta\varphi = (1 + \rho_{П1}^2) / 2. \quad (18)$$

Подставляя условие (18) в выражения (15), определим значения коэффициентов $\dot{a}'_{1.2}$ и $\dot{a}'_{2.2}$, минимизирующие выходную мощность остатков помехи на выходе ЦФ-2 при расстройке образующих его фильтров ЦФ-1 по фазе относительно $\varphi_{П1}$ на величину $\pm\Delta\varphi$,

$$\begin{aligned} \dot{a}'_{1.2} &= -(\rho_{П1} + \rho_{П1}^3) \exp(j\varphi_{П1}), \\ \dot{a}'_{2.2} &= \rho_{П1}^2 \exp(j2\varphi_{П1}). \end{aligned} \quad (19)$$

Таким образом, для ЦФ-2 получены три алгоритма расчёта коэффициентов - (8), (14), (19). Наиболее простым является алгоритм (14), наиболее сложным - (8).

Заключение

Для перестраиваемых ЦФ-2, предназначенных для применения в устройствах обработки радиолокационных сигналов первичных РЛС, получен ряд алгоритмов оценки весовых коэффициентов. Указанные алгоритмы обеспечивают максимальное подавление пассивной помехи и отличаются друг от друга по сложности технической реализации. Для выбора одного из них с целью практического использования в аппаратуре обработки РЛС необходимо провести сравнительную оценку эффективности полученных алгоритмов между собой.

Литература

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981.- 416 с.
2. Уидроу Б. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применение. - ТИИЭР, 1975, т. 63, № 12, с. 69—88.
3. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. - М.: Радио и связь, 1986. - 283 с.

4. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970: Пер. с англ. в четырёх томах / Под общей ред. К.Н. Трофимова; Том 3, Радиолокационные устройства и системы / Под ред. А.С. Виноцкого. – М.: Советское радио, 1978. - 528с.

