

УДК 621.396.67 : 372.542

Борис Никитович Федотов,  
Александр Александрович Слюсарчук

## ВИБОР И ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ПЛОСКОГО ФРОНТА ВОЛНЫ В РАДАРАХ СВЕРХВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ

Проблема создания радиолокационных станций с синтезируемой апертурой (РСА) сверхвысокого разрешения и повышенной дальности действия состоит в сферичности фронта волны зондирующего сигнала. Классическая структура РСА сверхвысокого разрешения имеет ограничение на произведение разрешаемых координат (критерий Лейтца). Это очень жёсткое ограничение по дальности действия составляет несколько километров для разрешающей способности, равной долям метра.

В тоже время при разработке современных разведывательных авиационных РСА выдвигается требование иметь дальность действия несколько десятков километров.

Решение данной проблемы изложено в [1]. Суть решения проблемы состоит в том, что путём дополнительных алгоритмов обработки отражённого сигнала искусственно формируется квазиплоский фронт волны зондирующего сигнала. Это осуществляется путём разделения с помощью цифровых фильтров отражённого сигнала от кольцевых секторов каждого канала наклонной дальности на сигналы, отражённые от кольцевых подсекторов этих секторов, измерения разделённых сигналов, их запоминания и компоновки для искусственного формирования квазиплоского фронта волны сигнала зондирования.

В то же время требования к параметрам физически реализуемых цифровых фильтров разделения отражённого сигнала не определены.

Данная статья посвящена обоснованию рациональных требований к параметрам фильтров разделения отражённого сигнала в РСА сверхвысокого разрешения.

При обработке траекторных сигналов в процессе синтезирования апертуры с помощью согласованного фильтра осуществляется когерентное суммирование отражённых сигналов от каждого элемента разрешения на интервале синтезирования в каждом канале наклонной дальности.

Поэтому, если осуществляется предварительное разделение отражённого сигнала на составляющие, которые имеют разные по величине, ограниченные и не перекрывающиеся угловые спектры, то разделяющие фильтры должны обладать строго линейной фазовой характеристикой, то есть в процессе фильтрации фазы составляющих измеряемого сигнала не должны меняться (искажаться). Это и делает однозначным выбор типа цифрового фильтра, а именно: необходимо использовать цифровые фильтры с импульсными характеристиками конечной длины (КИХ-фильтры), которые позволяют сделать фильтр с линейной фазовой характеристикой.

Порядок расчёта цифровых фильтров (реализуемых программным путём на ЦВМ или в виде специализированного устройства) включает четыре основных этапа [2]:

1. Решение задачи аппроксимации с целью определения коэффициентов фильтра, при которых фильтр удовлетворяет заданным требованиям.
2. Выбор конкретной схемы построения фильтра и квантование найденных значений его коэффициентов в соответствии с фиксированной длинной слова.
3. Квантование переменных величин фильтра, то есть выбор длины слова входных, выходных и промежуточных переменных.
4. Проверка моделированием, удовлетворяет ли полученный фильтр заданным требованиям.

В теории цифровой фильтрации широко известны три класса методов расчёта КИХ-фильтров с линейной фазой — методы взвешивания с помощью окна, методы частотной выборки и методы расчёта оптимальных (по Чебышеву) фильтров.

Выбор метода расчёта обуславливается рядом факторов (критериев, требований, соображений). Основным требованием к фильтрам для формирования плоского фронта волны в РСА является требование минимального размера переходной полосы

$$\Delta F = F_p - F_s, \quad (1)$$

где  $F_p$  — частота среза;  $F_s$  — частота режекции.

Суть состоит в том, что по логике искусственного формирования плоского фронта волны зондирующего сигнала, частоты режекции  $F_{s+}$  и  $F_{s-}$  физически реализуемых избирательных фильтров должны соответствовать максимальной и минимальной пространственным частотам разделяющих фильтров с идеальной П-образной характеристики. При этом ширина переходной полосы обуславливает величину потерь в разрешающей способности (уменьшение длины интервала синтезирования, величина которой определяется фильтром).

Анализ известных результатов расчёта цифровых фильтров [2] позволяет определить достаточно высокие, но реальные требования к переходной полосе фильтров

$$\Delta F \leq (0,05 - 0,1) \cdot \Delta f_\phi, \quad (2)$$

где  $\Delta f_\phi$  — ширина полосы пропускания идеального фильтра, то есть фильтра у которого  $F_p = F_s$ .

Иначе говоря, такой выбор переходной полосы расширяет диаграмму направленности (ДН) синтезированной апертуры не более чем на 10—20%.

Из всех известных методов расчёта и построения цифровых фильтров с линейной фазовой характеристикой аналитическое решение существует только для частного случая чебышевского решения для метода проектирования оптимальных фильтров с минимаксной ошибкой [2]. При этом ширина переходной полосы фильтра в случае чебышевского решения обычно значительно меньше, чем для других оптимальных фильтров с такими же значениями числа отсчётов импульсной характеристики  $N$ , амплитудами пульсаций в полосе пропускания  $\delta_1$  и непропускания  $\delta_2$ .

При чебышевской аппроксимации амплитудной характеристики фильтра она аппроксимируется полиномом Чебышева  $M$ -й степени  $T_M(x)$ , который определяется следующим образом:

$$T_M(x) = \cos(M \cdot \arccos x), |x| \leq 1, \quad (3)$$

$$T_M(x) = ch(M \cdot \operatorname{arch} x), |x| > 1.$$

Соотношение (3) эквивалентно полиному вида

$$T_M(x) = \sum_{n=0}^M b(n)x^n. \quad (4)$$

Поскольку полиномы Чебышева заданы в области  $x$ , то для отображения их в область  $\omega$  требуется выполнить преобразование вида

$$x = \frac{X_0 + 1}{2} \cos(\omega) + \frac{X_0 - 1}{2}, \quad (5)$$

которое обеспечивает отображение интервала  $-1 \leq x \leq X_0$  в интервал  $0 \leq \omega \leq \pi$  и преобразо-

вание обычного полинома по  $x$  в тригонометрический полином по  $\omega$ .

Импульсная характеристика  $h(n)$  цифрового фильтра определяется через его частотную характеристику с помощью обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) его частотной характеристики  $H(e^{j\omega})$ :

$$h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega. \quad (6)$$

По аппроксимации заданной частотной характеристики цифрового фильтра  $T_M(\omega)$  определяются коэффициенты фильтра из соотношения (6).

В теории оптимальных фильтров известна совокупность приближённых расчётных соотношений, связывающая параметры проектируемых фильтров [2, 178—180]. С помощью этих соотношений можно выбирать любые четыре из пяти параметров  $N, F_p, F_s, \delta_1, \delta_2$ , а затем оценить недостающий пятый параметр. При использовании известных соотношений, которые определены для цифровых фильтров нижних частот (ФНЧ), при оценке неопределённых пока параметров полосовых фильтров используем специфический алгоритм построения полосовых фильтров. Суть его состоит в том, что полосовой фильтр (ПФ) будем строить на основе двух ФНЧ и вычитающего устройства (рис. 1).

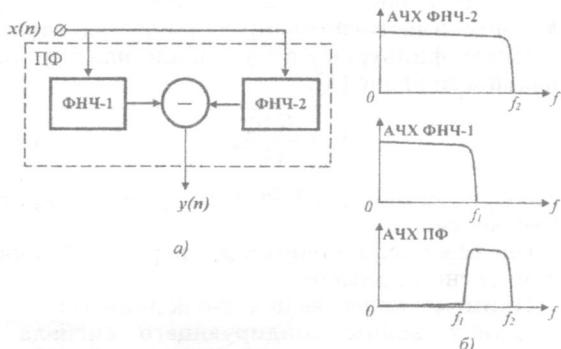


Рис. 1. Структурная схема построения полосового фильтра

То есть полосовой фильтр для сигнала, спектр которого лежит в диапазоне частот от  $f_1$  до  $f_2$ , определяется как разность сигналов ФНЧ с частотами среза  $f_1$  и  $f_2$ .

Такой подход к построению набора стыкающихся полосовых фильтров не требует использования известного преобразования полосы частот, при котором объём вычислений увеличивается в два раза [2, С. 286—287].

При чебышевской аппроксимации частотной характеристики ФНЧ величина пульсации  $\delta_2$  в полосе непропускания (режекции) должна находиться на уровне, который обеспечивает ослабление энергии подавляемого сигнала, просачивающегося в полосу пропускания, до уровня 0,5 шага квантования изме-

ряемого сигнала, то есть величина пульсации должна быть не более ( $-40 \div -60$ ) дБ.

При построении ПФ с помощью двух ФНЧ, построенных на основе аппроксимации их частотных характеристик полиномом Чебышева, величина пульсации  $\delta_1$  должна быть такого же порядка, как и  $\delta_2$ , например,  $\delta_2 = -50$  дБ, а  $\delta_1 = -40$  дБ. Или  $\delta_1$  должно изменяться от фильтра к фильтру таким образом, чтобы в полосе пропускания, создаваемой ПФ, нормированные значения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтров практически совпадали.

Для формирования плоского фронта волны в РСА сверхвысокого разрешения [1] нормированную оценку ширины переходной полосы  $\Delta F$  фильтров определим следующим образом:

для ФНЧ

$$\begin{aligned} \Delta F_1 &= (F_p - F_s) = (0,05 - 0,1)F_p = \\ &= \frac{0,05 - 0,1}{2\pi} \sqrt{R_i \cdot \delta r}, \end{aligned} \quad (7)$$

для  $k$ -го ПФ  $i$ -го канала наклонной дальности

$$\begin{aligned} \Delta F_{ik} &= (0,05 - 0,1)\Delta f_{ik} = \\ &= \frac{0,05 - 0,1}{2\pi} \sqrt{R_i \cdot \delta r} (\sqrt{k} - \sqrt{k-1}), \end{aligned} \quad (8)$$

где  $R_i$  — расстояние до  $i$ -го канала наклонной дальности;

$\Delta f_{ik}$  — ширина полосы пропускания  $k$ -го ПФ  $i$ -го канала наклонной дальности;

$k$  — номер частотно избирательного фильтра.

Число фильтров  $j$  в  $i$ -м канале наклонной дальности равно [1]:

$$N_j = \frac{R_i \theta_0^2}{4\delta r}, \quad (9)$$

где  $\theta_0$  — ширина ДН РСА в горизонтальной плоскости.

Оценим число отсчётов фильтров с КИХ на конкретном примере.

Примем в качестве исходных данных:

- длину волны зондирующего сигнала  $\lambda = 2$  см;
- ширину полосы наблюдения  $\Delta R = 5$  км;
- диапазон рабочих дальностей  $R_{\min} = 30$  км;  $R_{\max} = 70$  км;
- разрешающую способность по наклонной и путевой дальности  $\delta r = \delta x = 0,5$  м.

Для обеспечения разрешающей способности  $\delta x = 0,5$  м необходимая ширина ДН в горизонтальной плоскости равна

$$\theta_0 = \frac{\lambda}{2\delta x} = 0,02 \text{ рад.} \quad (10)$$

Из соотношения (9) видно, что при разрешающей способности  $\delta r = \delta x = \text{const}$  в диапазоне рабочих дальностей максимальное число фильтров необходимо на максимальной дальности.

Общее число фильтров для просмотра полосы наклонной дальности  $\Delta R$  равно

$$\begin{aligned} N_\Sigma &= \frac{R_0 \theta_0^2}{4\delta r} + \frac{(R_0 + \delta r) \theta_0^2}{4\delta r} + \\ &+ \frac{(R_0 + 2\delta r) \theta_0^2}{4\delta r} + \dots + \frac{(R_0 + \Delta R - \delta r) \theta_0^2}{4\delta r}. \end{aligned} \quad (11)$$

Соотношение (11) является арифметической прогрессией. Её сумма равна

$$N_\Sigma = 0,5 \frac{\Delta R}{\delta r} \cdot \frac{\theta_0^2}{4} \left( \frac{2R_0}{\delta r} + \frac{\Delta R}{\delta r} - 1 \right). \quad (12)$$

Для рассматриваемого примера суммарное число фильтров на минимальной дальности до полосы просмотра  $N_{\Sigma\min} = 65000$  фильтров, а на максимальной дальности  $N_{\Sigma\max} = 135\,000$  фильтров.

При проведении расчётов используются нормированные значения параметров фильтров. Нормирование по частоте целесообразно осуществлять по значению максимальной частоты в спектре сигнала, определяемого шириной ДН антенны РСА в горизонтальной плоскости плюс запас на величину переходной полосы. То есть

$$F_{\text{норм}} = \frac{1,05R\theta_0}{4\pi^2} \text{ Гц.} \quad (13)$$

Оценка необходимого числа отсчётов фильтра нижних частот при аппроксимации амплитудной характеристики фильтра полиномом Чебышева для выбранных значений величин пульсаций в полосе пропускания  $\delta_1$ , полосе непропускания  $\delta_2$  и значений переходной полосы  $\Delta F$  равна [2]:

$$\hat{N} = \frac{D_\infty(\delta_1, \delta_2)}{\Delta F} - f(\delta_1, \delta_2) \cdot \Delta F + 1. \quad (14)$$

Здесь

$$\begin{aligned} D_\infty(\delta_1, \delta_2) &= \lg \delta_2 [a_1 (\lg \delta_1)^2 + a_2 \lg \delta_1 + a_3] + \\ &+ a_4 (\lg \delta_1)^2 + a_5 \lg \delta_1 + a_6, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \text{где } a_1 &= 5,30910^{-3}, a_2 = 7,11410^{-2}, \\ a_3 &= -4,76110^{-1}, a_4 = -2,6610^{-3}, \\ a_5 &= -5,94110^{-1}, a_6 = -4,27810^{-1} \end{aligned}$$

$$\text{и } f(\delta_1, \delta_2) = b_1 + b_2 (\lg \delta_1 - \lg \delta_2), \quad (16)$$

$$\text{где } b_1 = 11,01217; b_2 = 0,51244.$$

Подставляя в формулу (14) выбранные значения  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  и  $\Delta F$ , получим оценку необходимого числа отсчётов ФНЧ с линейной фазовой характеристикой. Необходимое число отсчётов полосовых фильтров, полученных как разность сигналов двух ФНЧ, определяется необходимым числом отсчётов для одного из них.

Результаты оценки числа отсчётов КИХ-фильтров при 5% и 7,5% ухудшении разрешения по путевой дальности для выбранного примера сведены в табл. 1.

Таким образом, для формирования квазиплоского фронта волны в РСА сверхвысокого разрешения в алгоритмах обработки необходимо использовать цифровые фильтры с импульсными характеристиками конечной длины и линейной фазовой характеристикой.

Таблица 1

## Оценки числа отсчётов КИХ-фильтров в каналах и полосе наблюдения

$\delta x(\Delta R)$ , м (км)	$\frac{\Delta F_{ik}}{\Delta f_{ik}}$	$\frac{\delta_1}{\delta_2}$	$R_0$ , км	$\frac{N_j / R_0}{N_j / (R_0 + \Delta R)}$	$\frac{\sum_{k=1}^{N_i} \hat{N}_{ik} / R_0}{\sum_{k=1}^{N_i} \hat{N}_{ik} / (R_0 + \Delta R)}$	$\frac{\Delta R / \delta r}{\sum_{i=1}^r \sum_{k=1}^{N_i} \hat{N}_{ik}}$
0,5 (5)	5%	0,01	30	6/7	616/841	$7,285 \times 10^6$
			65	13/14	2921/3389	$31,55 \times 10^6$
		0,01	30	6/7	411/562	$4,865 \times 10^6$
			65	13/14	1951/2263	$21,07 \times 10^6$
	7,5%	0,1	30	6/7	397/541	$4,69 \times 10^6$
			65	13/14	1878/2179	$20,285 \times 10^6$
		0,01	30	6/7	265/362	$3,135 \times 10^6$
			65	13/14	1255/1456	$13,555 \times 10^6$

Таблица 2

## Оценки числа отсчётов импульсной характеристики фильтров

$\delta x(\Delta R)$ , м (км)	$\frac{\Delta F_{ik}}{\Delta f_{ik}}$	$\frac{\delta_1}{\delta_2}$	$R_0$ , км	№ фильтра											
				1	2	3	4	5	6	7	...	11	12	13	14
Число отсчетов импульсной характеристики фильтра															
0,5 (5)	5%	0,01	30	32	78	101	120	136	150		...				
			70	49	118	154	182	207	229	249	...	316	331	345	358
		0,01	30	21	52	67	80	91	100		...				
			70	33	79	103	122	138	153	166	...	211	221	230	239
	7,5%	0,1	30	21	50	65	77	87	97		...				
			70	32	76	99	117	133	147	160	...	203	213	222	230
		0,01	30	14	33	44	52	58	65		...				
			70	21	51	66	78	89	98	107	...	136	142	148	154

Здесь  $R_0$  — дальность до полосы обзора;  $N_j / R_0$  — число фильтров 1-го канала при на-  
клонной дальности до полосы разведки, рав-  
ной  $R_0$ ;

$N_j / (R_0 + \Delta R)$  — число фильтров в последнем канала-  
ле полосы обзора при наклонной дальности  
до канала, равной  $R_0 + \Delta R - \delta r$ ;

$\sum_{k=1}^{N_i} \hat{N}_{ik} / R_0$  — оценка суммы отсчетов импульс-  
ных характеристик избирательных фильтр-  
ров 1-го канала наклонной дальности полосы  
обзора;

$\sum_{k=1}^{N_i} \hat{N}_{ik} / (R_0 + \Delta R)$  — оценка числа отсчетов им-  
пульсных характеристик избирательных фильтр-  
ров для последнего канала наклонной  
дальности в полосе обзора  $\Delta R$ ;

$\sum_{i=1}^r \sum_{k=1}^{N_i} \hat{N}_{ik}$  — оценка суммарного числа отсче-  
тов импульсных характеристик всех фильтр-  
ров в полосе обзора.

С точки зрения получения минимальных потерь, в разрешающей способности РСА по путевой дальности в процессе искусственного формирования плоского фронта волны зондирующего сигнала целесообразно использовать чебышевскую аппроксимацию АЧХ оптимальных фильтров с минимаксной ошибкой. Ширина переходной полосы таких фильтров значительно меньше, чем у других оптимальных фильтров с такими же значениями числа отсчетов импульсных ха-  
рактеристик, амплитудами пульсаций в полосе пропускания и режекции.

Реально выполнимые требования к потерям в разрешающей способности, которые вызваны неидеальностью избирательных ха-  
рактеристик фильтров формирования плоского фронта волны, находятся в пределах 5–15%. Для их удовлетворения потребуется выпол-  
нять при обработке сигналов РСА очень боль-  
шой объем вычислений. При этом надо учиты-  
вать, что в процессе обработки сигналов РСА сверхвысокого разрешения к ним добавятся

потери квантования [3], потери, связанные с формой диаграммы направленности антенны [4], потери, обусловленные неидеальным выравниванием фронта волны [5].

В дальнейших исследованиях необходимо оценить суммарные потери разрешающей способности по путевой дальности от перечисленных факторов и уточнить объём вычислений и время выполнения алгоритмов фильтрации при использовании современных ПЭВМ.

## Література

1. Патент № 92116. Україна. МПК G01S 13/90. Спосіб синтезування апертури РЛС бокового огляду і пристрій

для його здійснення / Б. М. Федотов, С. А. Станкевич, Пономаренко С. О. Власник патенту Державний науково-дослідний інститут авіації. — № а 2009 07223; заявл. 10.07.09; опубл. 27.09.10, Бюл. № 18. 2. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Перевод с англ. под ред. Ю. Н. Александрова / Л. Рабинер, Б. Гоулд. — М.: Мир, 1978. — 848 с. 3. Федотов Б. М. Вплив квантування сигналу приймальної антени радіолокаційної станції бокового огляду на її розрізнення / Б. М. Федотов // Труди ун.-ту. — 2009. — № 3 (93). — С. 171—177. 4. Федотов Б. М. Вплив діаграми спрямованості антени радіолокаційної станції бокового огляду на її розрізнювальну здатність / Б. М. Федотов // Зб. наук. пр. : МО України; МОН України; НАУ, Держ. наук.-дослід. ін-т авіації. — К., 2009. — Вип. 5 (12). — С. 115—120. 5. Федотов Б. М. Оцінка впливу неточностей компенсації сферичності фронту хвилі в радіолокаційних станціях надвисокого розрізнення / Б. М. Федотов // Зб. наук. пр. ДНДІА. — К., 2010. — Вип. № 6 (13). — С. 114—122.

Стаття присвячена обговоренню та обґрунтуванню вимог до параметрів фізично реалізовуваних цифрових фільтрів, які необхідні для формування плоского фронту хвилі сигналу зондування в радіолокаційних станціях синтезуванням її апертури надвисокого розрізнення та підвищеної дальноті дії.

*Ключові слова:* синтезована апертура, штучне формування плоского фронту хвилі, надвисоке розрізнення, цифрові фільтри.

The article is devoted to discussing and substantiating the parameter requirements for workable digital filters which are required to form a flat wave front probe signal in radars by means of high distinction aperture synthesis to increase its range of action.

*Key words:* synthesized aperture, forming an artificial plane wave front, ultra high distinction, digital filter.