

## **Ресемплинговая цифровая радиочастотная память на основе фильтра Фэрроу для тестирования длинноимпульсных сверхширокополосных радиолокаторов**

© А.П. Сонин

АО «НПО дальней радиолокации имени академика А.Л. Минца»

*Рассмотрены вопросы формирования имитационных отметок для тестируемых длинноимпульсных сверхширокополосных (СШП) радиолокаторов при помощи цифровой радиочастотной памяти (Digital Radio-Frequency Memory, DRFM). В качестве тестового использовалось изображение, содержащее несколько точечных отражателей (ТО), размещенных в разных участках области дальность–скорость. Описана изобретенная автором ресемплинговая DRFM с фильтром Фэрроу (Farrow) и представлены результаты численного моделирования имитации с ее помощью множества движущихся ТО для длинноимпульсного СШП-радиолокатора. В результате проведенного вычислительного эксперимента подтверждена возможность формирования неразваливающихся имитационных отметок во всем диапазоне имитируемых скоростей.*

**Ключевые слова:** *сверхширокополосный длинноимпульсный радиолокатор, цифровая радиочастотная память (DRFM), матрица дальность–скорость, точечный отражатель, согласованный фильтр (СФ), фильтр Фэрроу, полиномы Лагранжа, MATLAB.*

**Введение.** В настоящее время для калибровки, тестирования и испытаний радиолокаторов, формирования фоноцелевой обстановки, обучения операторов и решения других подобных задач широко используется DRFM [1–10]. Такая технология применительно к наземным радиолокаторам позволяет отказаться от организации полетов специализированных летательных аппаратов — мишеней и с помощью одного и того же набора оборудования имитировать разные виды фоноцелевой обстановки. При этом устройство DRFM располагается вблизи тестируемого радиолокатора в доступной зоне (как правило, в дальней зоне антенны радиолокатора), принимает и запоминает зондирующий радиосигнал радиолокатора, многократно воспроизводит его, наделая временной задержкой, доплеровской и амплитудной модуляциями, тем самым формируя ответный радиосигнал, якобы отраженный от множества заданных целей, и переизлучает сформированный ответный радиосигнал в направлении тестируемого радиолокатора. Устройство DRFM может также подключаться напрямую к тестируемому радиолокатору с помощью кабелей, при этом обеспечивая тестирование без

излучения радиосигналов в пространство (в режиме «радиомолчания»), а также размещаться на беспилотном летательном аппарате, совершающем облет тестируемого радиолокатора по заданному маршруту.

Были исследованы вопросы имитации при помощи DRFM множества ТО для длинноимпульсных СШП-радиолокаторов. В системе MATLAB численными методами моделировалась совместная работа длинноимпульсного СШП-радиолокатора и DRFM, имитирующей множество ТО, имеющих разные радиальные скорости  $V_r$  и размещенных на разных дальностях  $R$ . Схема вычислительного эксперимента изображена на рис. 1.

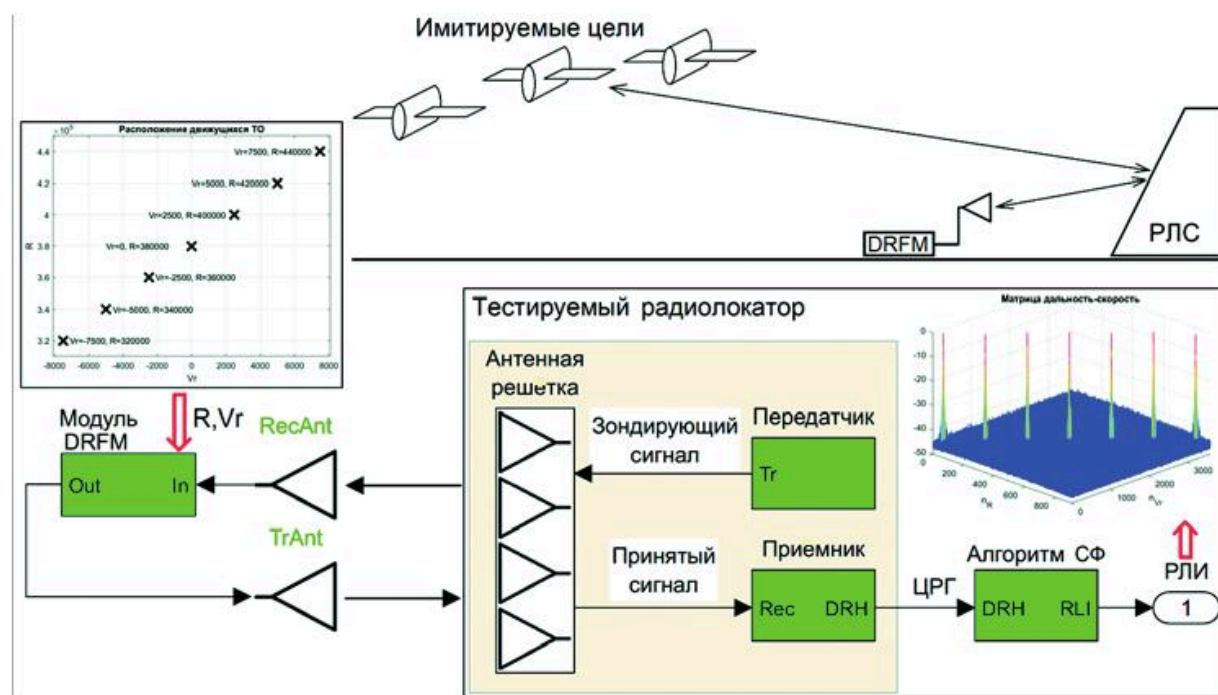


Рис. 1. Схема вычислительного эксперимента

**Длинноимпульсные сверхширокополосные радиолокаторы.** Были рассмотрены радиолокаторы с поимпульсной обработкой отраженных радиосигналов, использующие зондирующие радиоимпульсы (ЗРИ) с низкой частотой повторения (НЧП) и большой базой [11–17]:

$$B = \tau \Delta f = \frac{\tau}{\tau_{сж}}, \quad (1)$$

где  $\tau$  — длительность ЗРИ;  $\Delta f$  — эффективная ширина спектра ЗРИ;  $\tau_{сж}$  — длительность сжатого отклика на выходе СФ, при которой проявляется релятивистский эффект в отраженных от быстро движущихся целей радиоимпульсах, заключающийся в растяжении (при зондирова-

нии удаляющейся цели) или сжатии (при зондировании приближающейся цели) отраженного радиоимпульса на величину, соизмеримую или превышающую длительность одного элемента дальности, как показано на рис. 2.

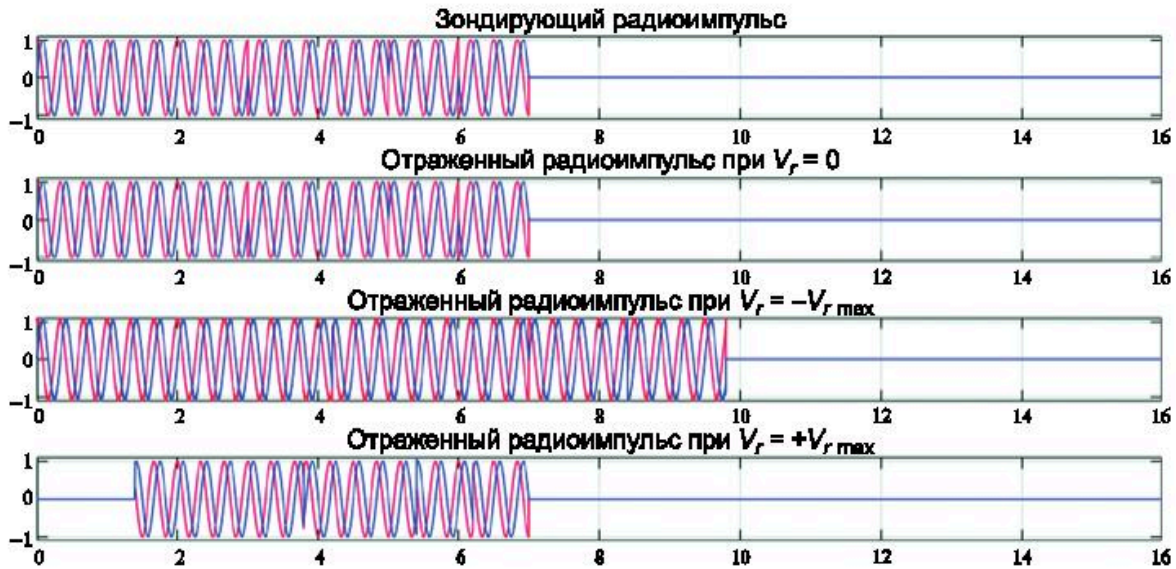


Рис. 2. Зондирующий и отраженные радиоимпульсы в длинноимпульсном СШП-радиолокаторе

При этом если в таком радиолокаторе использовать классическую доплеровскую фильтровую обработку, то отклик СФ на точечную цель будет снижен по сравнению со случаем оптимальной обработки на величину

$$\Delta P_{\text{дБ}} = 10 \lg \left( 1 - \frac{V_{r\text{н}}}{2} \right), \text{ если } V_{r\text{н}} \leq 1, \text{ или}$$

$$\Delta P_{\text{дБ}} = 10 \lg \left( \frac{1}{2V_{r\text{н}}} \right), \text{ если } V_{r\text{н}} \geq 1, \quad (2)$$

где нормированная скорость определяется выражением

$$V_{r\text{н}} = \frac{V_r B}{c}. \quad (3)$$

Здесь  $V_r$  — радиальная скорость цели, м/с;  $c = 2,99792458$  м/с — скорость распространения электромагнитных волн.

Зависимость потери отклика СФ  $\Delta P_{\text{дБ}}$  от значения нормированной радиальной скорости ТО  $V_{r\text{н}}$  приведена на рис. 3. Поэтому в радиолокаторах рассматриваемого типа используют комбинированную ресемплинго-доплеровскую обработку, схема которой представлена на рис. 4.



Рис. 3. Потеря отклика СФ из-за релятивистского эффекта при доплеровской обработке

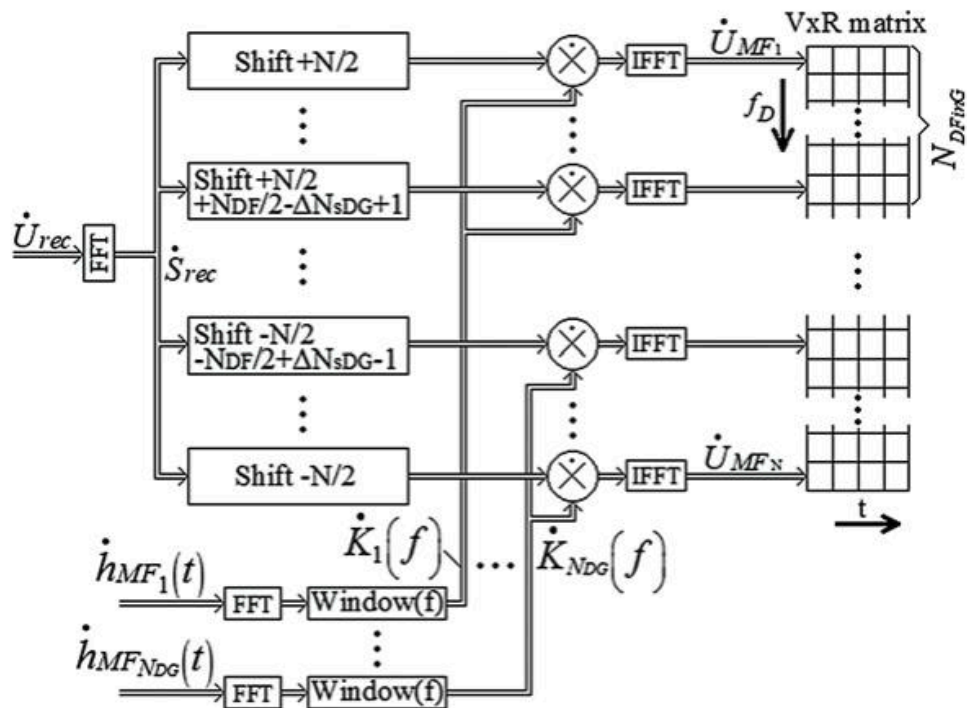


Рис. 4. Расчет откликов СФ методом быстрой свертки во всех элементах матрицы дальность–скорость при комбинированной ресемплинго-доплеровской обработке

При такой обработке весь диапазон скоростей целей делится на доплеровские группы, в пределах каждой из которых используется доплеровская обработка (сдвиг по частоте), а опорный сигнал для каждой группы формируется путем ресемплинга методом растяжения–сжатия

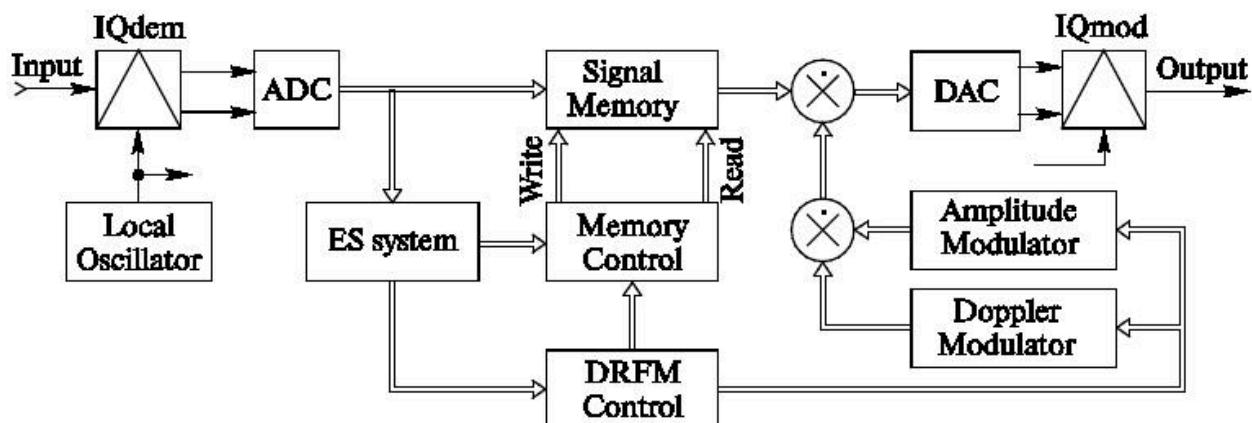
исходного опорного сигнала. Подробнее алгоритм ресемплинго-доплеровской согласованной фильтрации при помощи быстрой свертки описан в [18].

Из формулы (3) видно, что нормированная скорость, определяющая падение отклика СФ (2), линейно зависит от радиальной скорости цели  $V_{rн}$  и базы ЗРИ  $B$ . Поэтому наибольшее проявление релятивистского эффекта наблюдается в радиолокаторах, обнаруживающих быстро движущиеся цели на больших дальностях. Характерными представителями таких радиолокаторов являются РЛС обзора космического пространства. В настоящей работе моделирование проводилось для радиолокатора данного класса с длительностью ЗРИ 2,1 мс и шириной полосы 800 МГц. Характеристики моделируемого радиолокатора и моделируемой сцены представлены ниже:

|                                                                              |                   |
|------------------------------------------------------------------------------|-------------------|
| Средняя частота диапазона рабочих частот, МГц .....                          | 4000              |
| Эффективная ширина полосы частот ЗРИ, МГц .....                              | 850               |
| Длительность ЗРИ, мс .....                                                   | 2,097             |
| Длина модулирующей $M$ -последовательности .....                             | 2 097 151         |
| База ЗРИ .....                                                               | 1 782 620         |
| Длительность элемента кода модулирующей<br>$M$ -последовательности, нс ..... | 1                 |
| Длительность сжатого ЗРИ, нс .....                                           | 1,176             |
| Разрешение по дальности, м .....                                             | 0,176             |
| Мертвая зона радиолокатора, км .....                                         | 314,36            |
| Диапазон скоростей обнаруживаемых целей, м/с .....                           | от –8000 до +8000 |
| Разрешение по радиальной скорости, м/с .....                                 | 17,9              |
| Дальности имитируемых ТО, км .....                                           | 320–440           |
| Радиальные скорости имитируемых ТО, м/с .....                                | от –7500 до 7500  |

**Имитация с помощью доплеровской DRFM.** В первой части вычислительного эксперимента тестирование радиолокатора проводилось с помощью классической доплеровской DRFM [19–29], схема которой изображена на рис. 5. В данной DRFM воспроизводимый радиосигнал наделяется доплеровским сдвигом с помощью доплеровского модулятора, однако длительность воспроизводимого радиоимпульса независимо от скорости имитируемого ТО всегда равна длительности записанного ЗРИ радиолокатора, т. е. релятивистское растяжение–сжатие воспроизводимого радиосигнала (см. рис. 2) для ТО, движущихся с большими радиальными скоростями, не выполняется. Это приводит к тому, что отклики СФ на ТО, движущиеся с радиальными скоростями, отличными от нуля, существенно развалены, как можно видеть на рис. 6, где показаны размещение движущихся ТО имитируемой сцены, загружаемой в DRFM (рис. 6, а), и отклики СФ в матрице дальность–

скорость (рис. 6, б). Так, уже при скоростях  $\pm 2500$  м/с отклики СФ разваливаются и снижаются примерно на 30 дБ относительно отклика для нулевой скорости. Таким образом, формирование качественных имитационных отметок движущихся ТО с помощью доплеровской DRFM для радиолокаторов рассматриваемого класса не представляется возможным.



Input – вход  
 IQdem – квадратурный демодулятор  
 Local Oscillator – гетеродин  
 ADC – АЦП  
 ES System – система электронной поддержки

Signal Memory – сигнальная память  
 Memory Control – управление памятью  
 DRFM Control – управление DRFM  
 DAC – ЦАП  
 IQmod – квадратурный модулятор  
 Output – выход

Рис. 5. Доплеровская DRFM

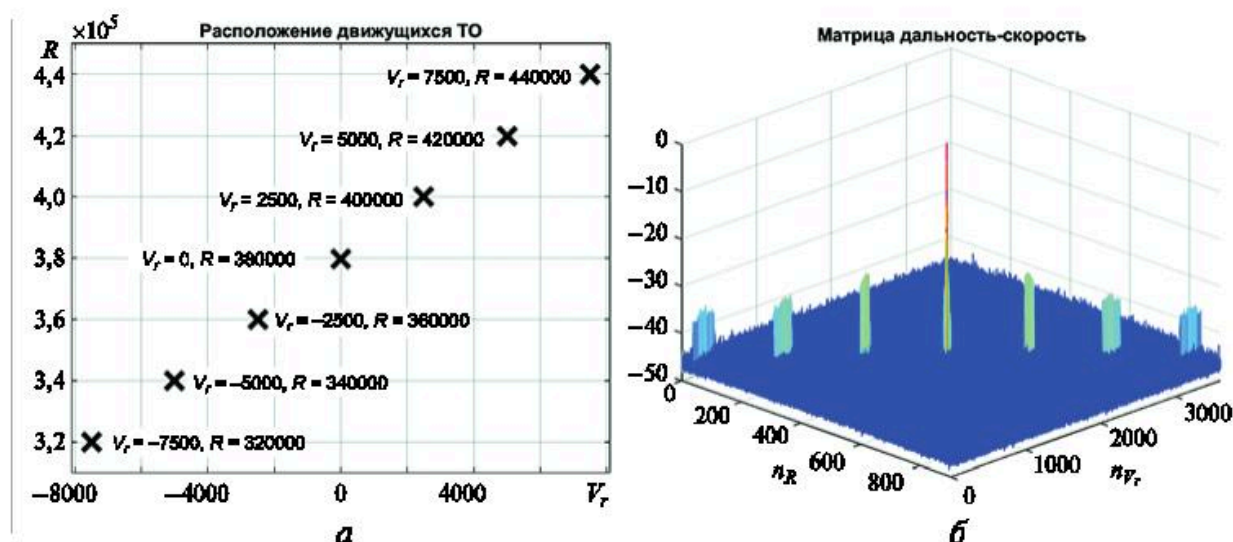


Рис. 6. Имитация движущихся ТО для длиннопulse СШП-радиолокатора с помощью доплеровской DRFM

**Ресемплинговая DRFM.** Чтобы сформировать острые неразваливающиеся отклики СФ на быстродвижущиеся ТО, DRFM должна не только осуществлять доплеровский сдвиг, но и в точности имитировать реальный физический процесс растяжения-сжатия отраженного радиосигнала. Поскольку платформа цифровой обработки сигналов (ЦОС), на основе которой строится DRFM, и для записи, и для воспроизведения должна использовать один общий сигнал дискретизации, растяжение-сжатие воспроизводимого радиосигнала возможно лишь при помощи ресемплинга (передискретизации), который, в силу работы DRFM в реальном времени, должен выполняться в потоковом режиме. Такая DRFM была изобретена, ее схема приведена на рис. 7.

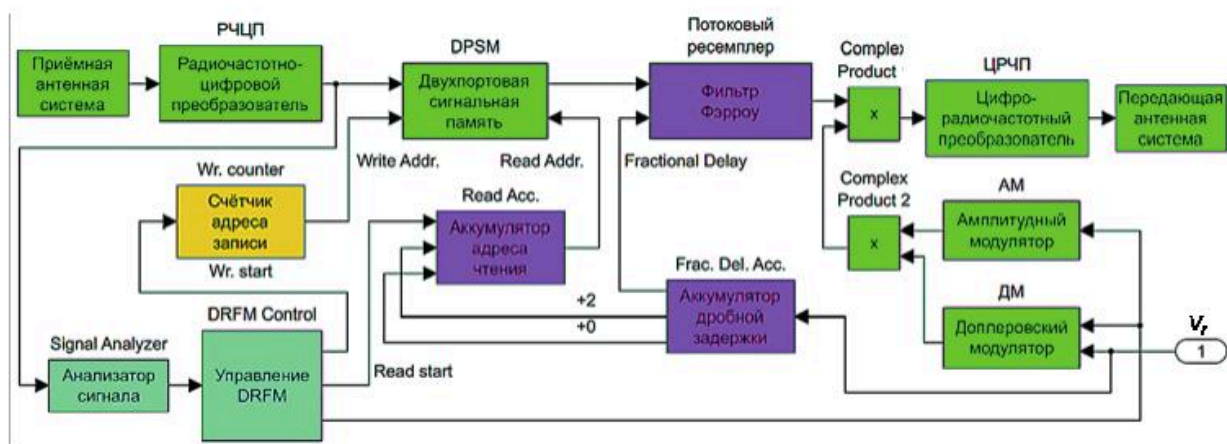


Рис. 7. Ресемплинговая DRFM

В ресемплинговую DRFM дополнительно включены фильтр Фэрроу [30, 31], выполняющий потоковый ресемплинг воспроизводимого радиосигнала, аккумулятор дробной задержки, осуществляющий на каждом периоде дискретизации расчет величины дробной задержки для фильтра Фэрроу, и аккумулятор адреса чтения, заменяющий счетчик адреса чтения, используемый в доплеровской DRFM.

Схема фильтра Фэрроу представлена на рис. 8, на котором показан фильтр третьего порядка. Структура фильтров Фэрроу более высоких порядков аналогична и отличается лишь числом и порядком составляющих КИХ-фильтров. Фильтр Фэрроу  $N$ -го порядка содержит  $N + 1$  КИХ фильтров  $N$ -го порядка, объединенных схемой Горнера, вводящей дробную задержку  $\Delta_k$ .

Фильтр рассматриваемого типа рассчитывает значения выходного сигнала  $u_{out}(t)$  в произвольные моменты времени  $t$ , не совпадающие с регулярной сеткой  $t_n$  следования отсчетов входного сигнала  $u(t_n)$ :

$$u_{out}(t) = \sum_{n=0}^N u(t_n) l_n(t). \quad (4)$$

При этом используется интерполяция сигнала между соседними отсчетами регулярной сетки  $t_n$  при помощи  $N + 1$  интерполяционных полиномов Лагранжа:

$$l_n(t) = \prod_{m=0, m \neq n}^N \frac{t - t_m}{t_n - t_m} = \frac{t - t_0}{t_n - t_0} \dots \frac{t - t_{n-1}}{t_n - t_{n-1}} \frac{t - t_{n+1}}{t_n - t_{n+1}} \dots \frac{t - t_N}{t_n - t_N}, \quad (5)$$

каждый из которых равен единице при  $t = t_n$  (т. е. в точке временной сетки, соответствующей данному полиному с номером  $n$ ) и равен нулю при  $t = t_m$ , где  $m \neq n$  (в других точках временной сетки). В произвольных точках на оси времени, не совпадающих с сеткой, полиномы могут принимать разные значения (не только 0 и 1), в общем случае лежащие в диапазоне  $-\infty \dots +\infty$ . Так, на рис. 9 изображены интерполяционные полиномы Лагранжа  $l_n(t)$  15-го порядка, применяемые в фильтре Фэрроу соответствующего порядка, который был использован в модели ресемплинговой DRFM.

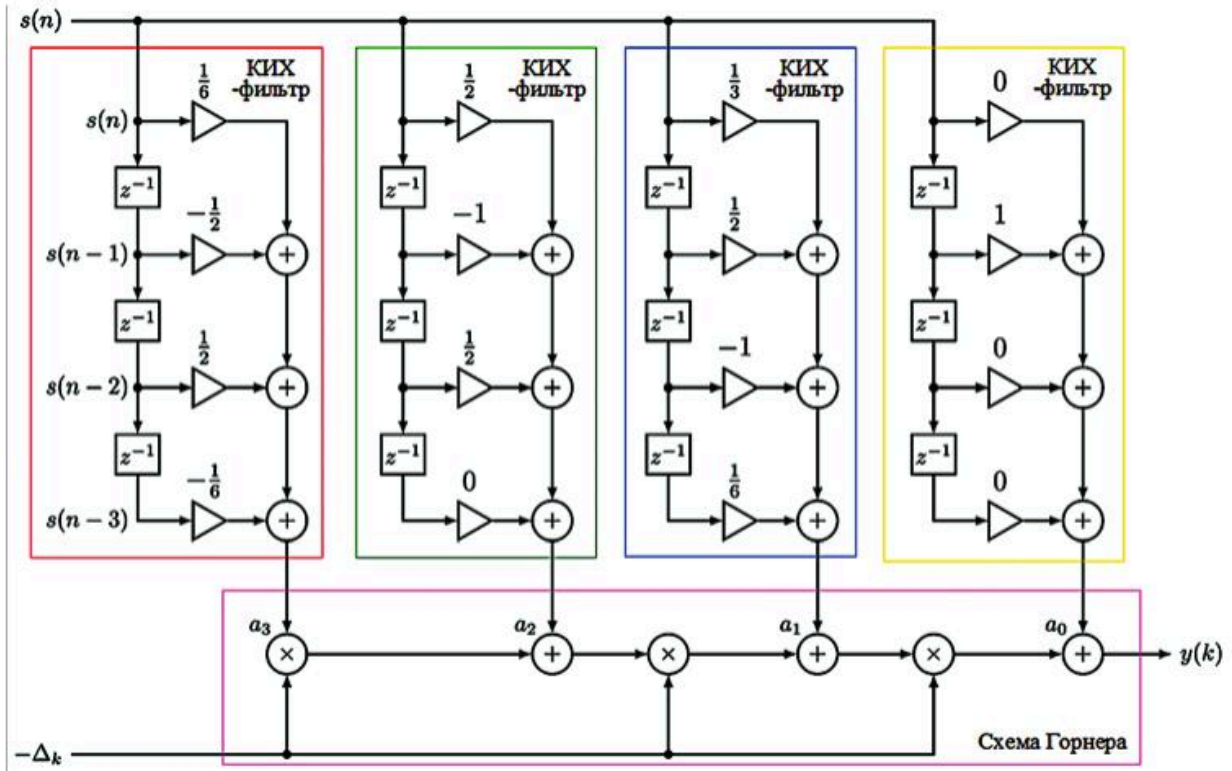


Рис. 8. Фильтр Фэрроу третьего порядка

Ключевой особенностью фильтра Фэрроу является постоянство коэффициента передачи и группового времени задержки (ГВЗ) в большей части базовой полосы частот (baseband), в которой используется фильтр. При этом вносимое фильтром значение ГВЗ устанавливается пользователем в зависимости от значения дробной задержки  $\Delta_k$ , т. е. фильтр Фэрроу является всепропускающим фазовым фильтром, задача которого — задержать пропускаемый сигнал на произвольное время, в общем случае не кратное периоду дискретизации системы ЦОС. Так, на рис. 10 показаны амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и ГВЗ фильтра Фэрроу 15-го порядка при разных значениях вносимой дробной задержки в диапазоне  $-0,5 \dots 0,5$ . Из рис. 10 видно, что постоянство ГВЗ и АЧХ обеспечивается в диапазоне частот  $-0,3fs \dots +0,3fs$ , где  $fs$  — частота дискретизации. Чтобы более точно определить допустимую ширину рабочего диапазона частот фильтра, необходимо задаться допустимыми ошибками отклонений АЧХ от единицы и вносимого ГВЗ от заданного значения, и построить соответствующие графики указанных отклонений на плоскости координат «базовая частота  $f$  / дробная задержка  $t$ ». Для фильтра 15-го порядка данные графики приведены на рис. 11. На данном рисунке белым прямоугольником выделены допустимые рабочие области фильтра в диапазоне вносимых задержек  $-0,5 \dots +0,5$ . При допустимом ослаблении АЧХ не более 3 дБ обеспечивается рабочий диапазон частот  $-0,42fs \dots +0,42fs$ , а исходя из допустимой ошибки внесения ГВЗ не более 0,1 допустимая ширина рабочего диапазона частот составит  $-0,35fs \dots +0,35fs$ .

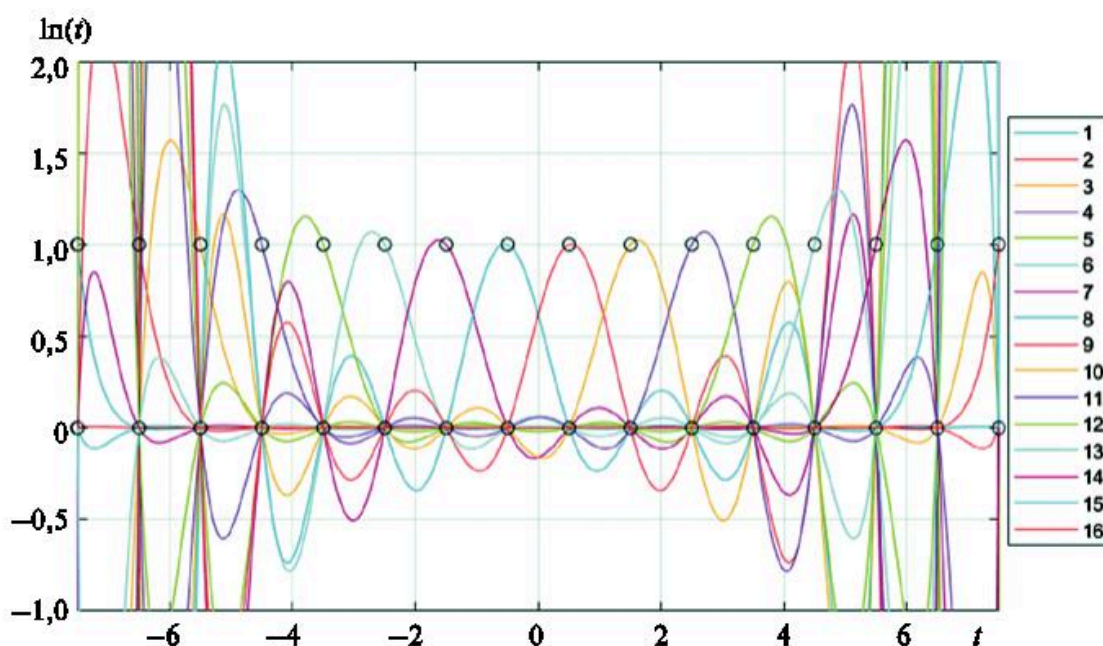


Рис. 9. Интерполяционные полиномы Лагранжа  $\ln(t)$  15-го порядка

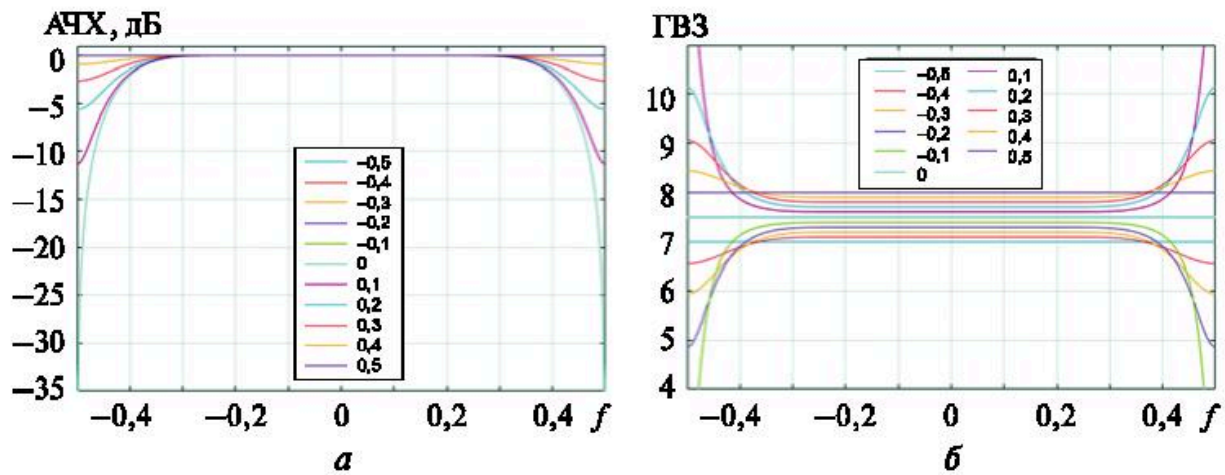


Рис. 10. АЧХ и ГВЗ фильтра Ферроу 15-го порядка при разных значениях вносимой дробной задержки

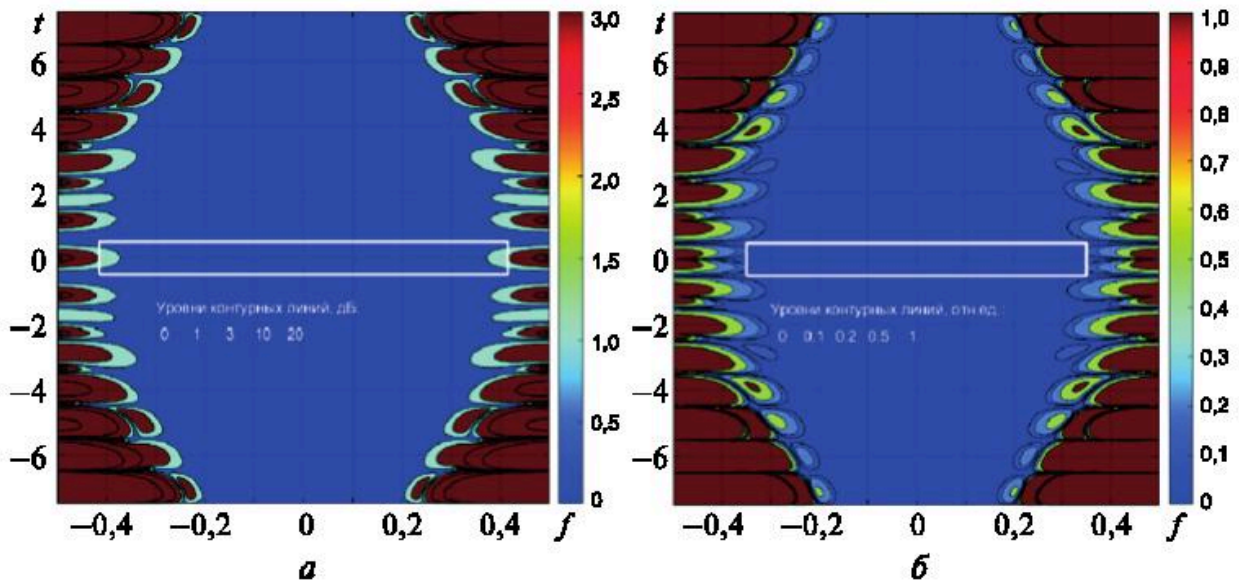


Рис. 11. Отклонение АЧХ фильтра от 0 (а) и отклонение вносимого фильтром ГВЗ относительно заданного значения (б) на плоскости координат «базовая частота  $f$  / дробная задержка  $t$ »

При установке соответствующих значений дробной задержки в каждом такте фильтр Ферроу позволяет сжимать и растягивать входной сигнал путем его передискретизации, как это показано на рис. 12.

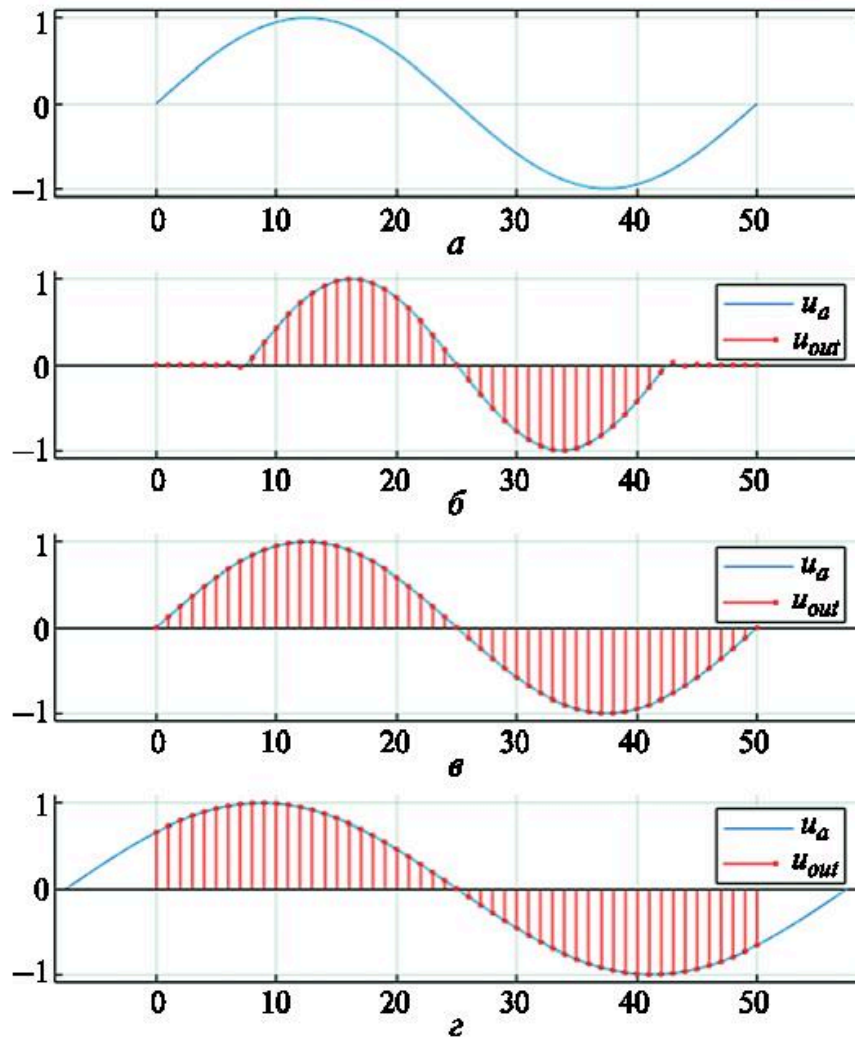


**Рис. 12.** Сжатие и растяжение сигнала путем ресемплинга с помощью фильтра Фэрроу:

$a$  — входной сигнал фильтра;  $b$  — выходной сжатый сигнал;  
 $v$  — выходной сигнал без растяжения-сжатия;  
 $z$  — выходной растянутый сигнал

На рис. 13 представлены структурная схема ( $a$ ) и принцип работы ( $b$ ) аккумулятора дробной задержки.

Основу аккумулятора дробной задержки составляет регистр дробной задержки RG с сумматором Sum в цепи обратной связи. Значение дробной задержки предыдущего такта суммируется с масштабированным значением радиальной скорости имитируемой цели  $V_r$  (умноженным на коэффициент  $K$ ), в результате получается значение дробной задержки для текущего такта. Если  $V_r < 0$  (цель удаляется), то дробная задержка инкрементируется положительно, линейно возрастает (рис. 13,  $b$ ) и воспроизводимый радиосигнал растягивается. Если  $V_r > 0$  (цель приближается), то дробная задержка инкрементируется отрицательно, линейно убывает (рис. 13,  $в$ ) и воспроизводимый радиосигнал сжимается.

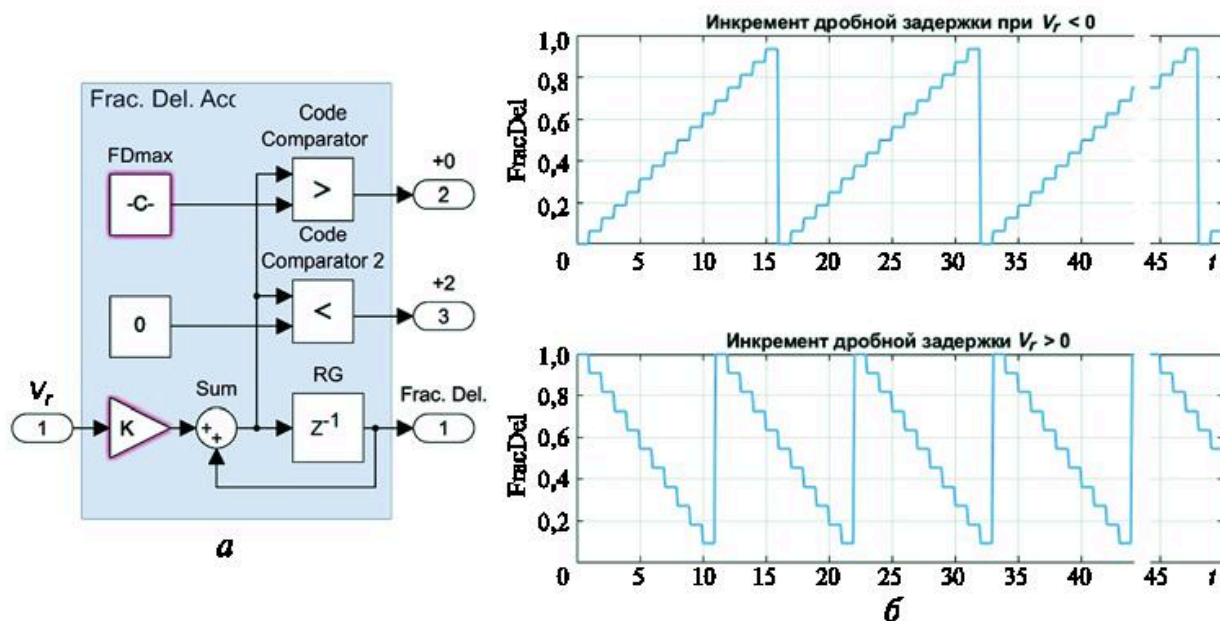


Рис. 13. Структурная схема (а) и принцип работы (б) аккумулятора дробной задержки

При положительном переполнении аккумулятора (при переходе значения дробной задержки  $Frac. Del.$  через единицу) компаратор кода 1 формирует сигнал «+0», который притормаживает на 1 такт инкремент аккумулятора адреса чтения сигнальной памяти. При отрицательном переполнении аккумулятора (при переходе значения дробной задержки  $Frac. Del.$  через ноль) компаратор кода 2 формирует сигнал «+2», который инкрементирует значение аккумулятора адреса чтения сигнальной памяти на 2.

На рис. 14, а приведена структурная схема, на рис. 14, б — принцип работы аккумулятора адреса чтения сигнальной памяти. В отличие от счетчика адреса чтения доплеровской DRFM, данный аккумулятор может инкрементировать адрес чтения не только на 1, но и на 0, и на 2. Основу аккумулятора адреса чтения сигнальной памяти составляет регистр адреса  $RG$  с сумматором  $\Sigma$  в цепи обратной связи. На первый вход сумматора поступает приращение адреса, значение которого определяется уровнями сигналов «+0» и «+2». Если эти сигналы не активны, то счетчик в каждом такте инкрементируется на 1. Если активен сигнал «+0», то состояние счетчика не инкрементируется. Если активен сигнал «+2», то счетчик инкрементируется на 2, и процесс считывания сигнальной памяти перескакивает через 1 отсчет. Таким образом обеспечивается плавное перемещение окна соседних отсчетов, используемых для ресемплинга, без перескакивания на временной оси.

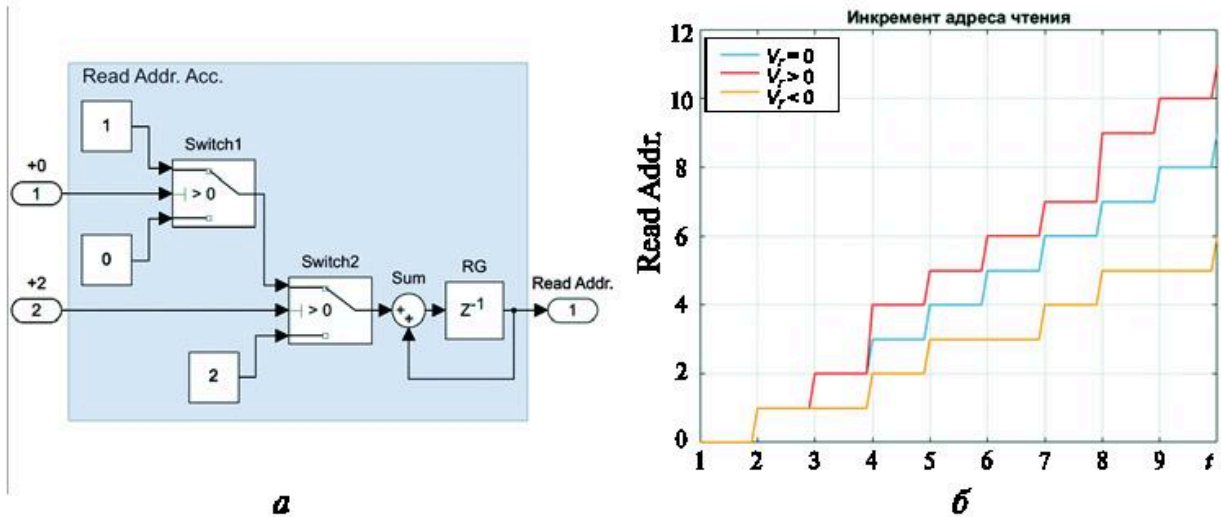


Рис. 14. Структурная схема (а) и принцип работы (б) аккумулятора адреса чтения сигнальной памяти

Во второй части вычислительного эксперимента, описываемого в настоящей статье, для подтверждения работоспособности изобретенной ресемплинговой DRFM было проведено численное моделирование ее работы совместно с длинноимпульсным СШП-радиолокатором в условиях, аналогичных моделированию доплеровской DRFM. Результаты моделирования представлены на рис. 15.

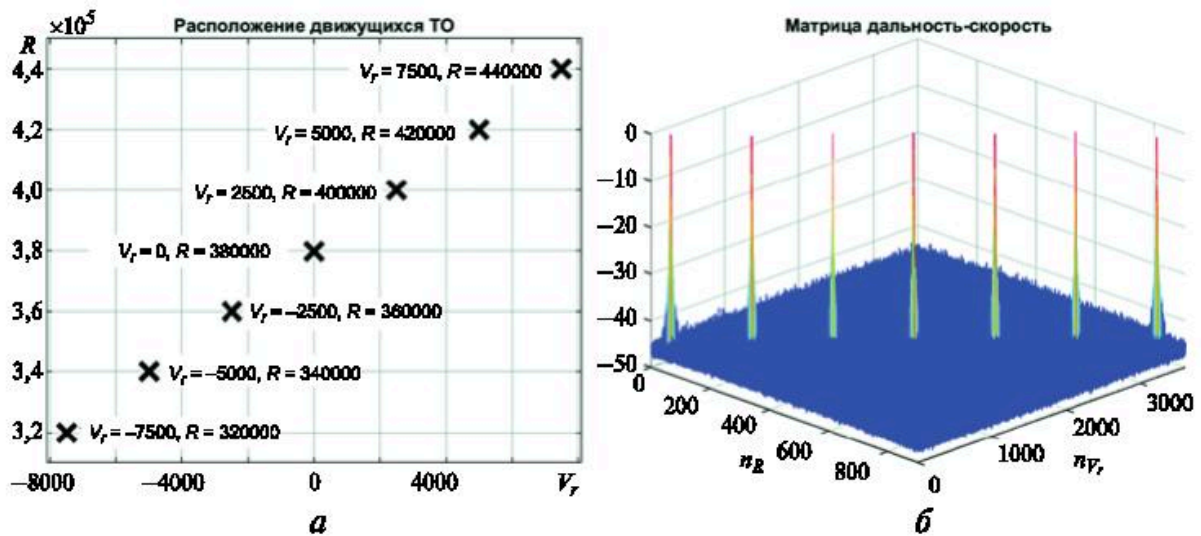


Рис. 15. Имитация движущихся ТО для длинноимпульсного СШП-радиолокатора с помощью ресемплинговой DRFM

На рис. 15, а изображено размещение имитируемых движущихся ТО на плоскости дальность–скорость, загружаемое в DRFM (аналогичное используемому в первой части эксперимента, см. рис. 6), а на рис. 15, б — отклики СФ в матрице дальность–скорость тестируемого

длинноимпульсного СШП-радиолокатора, образовавшиеся в результате отработки радиосигнала, синтезированного в изобретенной ресемплинговой DRFM. Сравнивая рис. 15 с рис. 6, видим, что ресемплинговая DRFM позволяет формировать неразваливающиеся отклики СФ как для низкоскоростных, так и для высокоскоростных целей — как приближающихся, так и удаляющихся с любыми скоростями, вплоть до граничных в заданном диапазоне значений ( $-8...+8$  км/с). Таким образом, в результате проведенного вычислительного эксперимента была подтверждена возможность имитации с помощью ресемплинговой DRFM неразваливающихся имитационных отметок во всем диапазоне имитируемых скоростей.

**Заключение.** Из вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

- при имитации высокоскоростных ТО для длинноимпульсных СШП-радиолокаторов с помощью доплеровской DRFM формируемые в матрице дальность–скорость отклики СФ существенно разваливаются;
- для имитации неразваливающихся откликов в DRFM должно выполняться растяжение-сжатие ретранслируемого радиосигнала путем ресемплинга;
- разработана схема ресемплинговой DRFM, включающей фильтр Фэрроу;
- проведено численное моделирование работы предложенной DRFM совместно с длинноимпульсным СШП-радиолокатором, подтвердившее возможность формирования неразваливающихся откликов СФ.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Методы наземных испытаний приемопередающей аппаратуры радиолокаторов с синтезированной апертурой. *Материалы III научно-технической конференции «Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования Земли»*. Москва, МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2006.
- [2] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Стенд полунатурного моделирования для проверки сквозных характеристик космических РСА // *Материалы VII научно-технической конференции «Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования Земли»*. Москва, МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2010, с. 231–236.
- [3] Лепёхина Т.А., Лось В.О., Николаев В.И., Титов М.П., Толстов Е.Ф., Четверик В.Н. Результаты макетирования и испытаний фрагмента космического РСА с зондирующим сигналом, модулированным М-последовательностью. *Материалы научно-технической конференции «Актуальные вопросы создания информационно-управляющих систем воздушного и космического базирования»*. Москва, ОАО «Концерн радиостроения «Вега», 2011, с. 102–111.

- [4] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. *Аппаратно-программная имитация и обработка цифровых радиоголограмм при наземных испытаниях космических радиолокаторов с синтезированной апертурой*. Москва, МЭС-2012, ИППМ РАН, 2012.
- [5] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. *Аппаратно-программная имитация и обработка цифровых радиоголограмм при наземных испытаниях космических радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны*. Москва, ГУП ПНЦ «СПУРТ», 2012.
- [6] Горбунов Ю.Н., Сонин А.П., Хромцев А.В., Свирин Д.М. Тестирование радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны при помощи DRFM. *Журнал радиоэлектроники*. 2022, №1, с. 1684–1719.
- [7] Сонин А.П. Тестирование радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны при помощи цифровой радиочастотной памяти (DRFM), формирующей искусственные карты. Труды VIII Всероссийской научно-технической конференции «Дальняя радиолокация на службе Отечеству». Москва, Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2022. 387с.
- [8] Сонин А.П. Параллельное моделирование в MATLAB цифровой радиочастотной памяти (DRFM), формирующей искусственные карты для тестирования радиолокатора с синтезированной апертурой антенны. Сборник трудов Международной конференции «Моделирование в инженерном деле». Москва, МГТУ им Н.Э.Баумана, 2023.
- [9] Сонин А.П. Влияние перестройки периода повторения зондирующих радиоимпульсов на качество радиолокационного изображения, формируемого цифровой радиочастотной памятью на выходе тестируемого радиолокатора с синтезированной апертурой антенны. Труды X Всероссийской научно-технической конференции «Дальняя радиолокация на службе Отечеству». Москва, Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2023.
- [10] Сонин А.П., Хромцев А.В., Свирин Д.М. DRFM на основе ПЛИС Virtex-7 для тестирования радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны. *FPGA-Systems Magazine* : № BETA (state\_1), 2024, с. 88.
- [11] Сверхширокополосные технологии в радиолокации. Тейлора Д.Д., ред. Бока Ратон, Лондон, Нью-Йорк, Вашингтон, CRC Press, 2000.
- [12] *Ultrawideband Radar: Applications and Design*. Taylor J.D., ed. CRC Press, 2012, 536 p.
- [13] Sachs J. *Handbook of Ultra-Wideband Short-Range Sensing: Theory, Sensors, Applications*. Wiley-VCH Verlag & Co. KGaA, 2012, 922 p.
- [14] *Advanced Ultrawideband Radar: Signals, Targets, and Applications (Force Drawing Series)*. Taylor J.D., ed. CRC Press, 2017, 476 p.
- [15] Чапурский В.В. *Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем*. 3-е изд., испр. Москва, Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2017, 279 с.
- [16] Mark D.E. Ultra-Wideband Surveillance Radar. *The Institution of Engineering and Technology*, 2021, 412 p.
- [17] Long T., Li Y., Zhang W., Liu Q., Chen X., Tian W., Yang X. *Wideband Radar*. Springer; National Defense Industry Press, 2022, 200 p.
- [18] Сонин А.П. Параллельное вычисление методом быстрой свертки в MATLAB на CUDA GPU откликов согласованного фильтра в матрице дальность-скорость в РЛС с НЧПИ и поимпульсной СДЦ. Труды IX Всероссийской

- научно-технической конференции «Дальняя радиолокация на службе Отечеству». Москва, Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2023, с. 277.
- [19] Карманов Ю.Т., Шуняев М.И., Рукавишников В.М., Хабин В.А. *Цифровой формирователь многократных ответных радиосигналов. Авторское свидетельство СССР № 187159*, с приоритетом от 5.11.1980 г.
- [20] Шуняев М.И., Рукавишников В.М., Мельников В.Н. Цифровые методы запоминания и воспроизведения радиосигналов. Теория и техника радиосистем. *Сб. научных трудов ЧПИ*, №273. Челябинск, 1982, с. 39–44.
- [21] Карманов Ю.Т., Рукавишников В.М. Цифровые способы запоминания и воспроизведения радиосигналов. *Научно-технический журнал «Цифровые радиотехнические системы»*. 1997, №1.
- [22] Curtis S.D. *Electronic Warfare in The Information Age*. Artech House, 1999, 624 p.
- [23] Карманов Ю.Т. Проблемы и перспективы развития цифровых устройств запоминания и воспроизведения радиосигналов. *Цифровые радиоэлектронные системы*. 2002–2004, № 5.
- [24] Сонин А.П. Основные тенденции в построении современных и перспективных цифровых устройств формирования помех на основе цифровой радиочастотной памяти (DRFM). *Материалы открытой отечественной и зарубежной печати. Цифровые радиоэлектронные системы*. 2002–2004, № 5.
- [25] Добыкин В.Д., Куприянов А.И., Пономарёв В.Г., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн. М.: Вузовская книга, 2009.
- [26] Бородин А.М., Лобанов Б.С., Сонин А.П. Пути построения интегрированных бортовых радиотехнических комплексов с цифровой обработкой радиосигналов. Москва, МИРЭА, 2011.
- [27] Леньшин А.В. *Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления*. Воронеж, Научная книга, 2014, 590 с.
- [28] Егоров Н., Кочемасов В. Технология цифровой радиочастотной памяти и ее применение в системах РЭБ – Электроника. *НТБ*. 2016, № 10, с. 62–71.
- [29] Pace P.E. *Developing Digital RF Memories and Transceiver Technologies for Electromagnetic Warfare*. Artech House, 2022, 919 p.
- [30] Farrow C.W. *Interpolator for and method of interpolating digital samples. Patent EP 0327268 B1*.
- [31] Farrow C.W. A continuously variable digital delay element. *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*. 1988, vol. 3, pp. 2641–2645.

**Сонин Александр Петрович** — канд. техн. наук, начальник лаборатории АО «НПО дальней радиолокации имени академика А.Л. Минца». e-mail: asonin@npodr.ru

## **Resampling Digital Radio-Frequency Memory based on Farrow Filter for long-pulse Ultra-Wideband radars testing**

© A.P. Sonin

Long-Range Radar, JSC

*The article considers the issues of simulation targets forming for tested long-pulse ultra-wideband (UWB) radars using digital radio-frequency memory (DRFM). An image containing several point reflectors placed in different parts of the range-velocity rectangle was used as a test image. Invented by the author resampling DRFM with the Farrow filter is described and the results of numerical modeling of the imitation with its help of a set of moving point reflectors for a long-pulse UWB radar are presented. With the help of the conducted computational experiment, the possibility of non-destroyed matched filter responses forming in the entire range of simulated velocities was confirmed.*

**Keywords:** *ultrawideband (UWB) Long-Pulse Radar, Digital Radio-Frequency Memory (DRFM), Range-Velocity Matrix, Point Reflector, Matched Filter, Farrow Filter, Lagrange Polynomials, MATLAB.*

**Sonin A.P.**, Cand. Sci. (Eng.), Head of Laboratory at Long-Range Radar, JSC.  
e-mail: asonin@npodr.ru