

Математическая модель алгоритма распознавания типа модуляции сигнала в автокорреляционном приемнике средств радиотехнического мониторинга

Нгуен Чонг Нхан*, **Подстригаев А.С.****, **Леонов И.Е.*****

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, 5,

Санкт-Петербург, 197376, Россия

**e-mail: 10th20th30th@gmail.com*

***e-mail: ap0d@ya.ru*

****e-mail: <mailto:leonov.vanya85@mail.ru>*

Статья поступила 12.08.2020

Аннотация

Разработана математическая модель алгоритма определения типа модуляции радиолокационного сигнала в автокорреляционном приемнике. Определены границы применимости разработанного алгоритма. Обоснованы параметры фильтров, используемых в алгоритме. Исследовано влияние времени задержки на эффективность обнаружения. Выполнена оценка ресурсоемкости алгоритма. Даны предложения по реализации алгоритма на ПЛИС.

Ключевые слова: распознавание типа модуляции, автокорреляционный приемник, ПЛИС, радиотехнический мониторинг.

Введение

В связи с тем, что в современных излучающих радиоэлектронных средствах (РЭС) наряду с простыми радиоимпульсами используются сигналы со сложной структурой (с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и с фазовой кодовой манипуляцией (ФКМ)), в средствах радиотехнического мониторинга (РТМ) требуется применять специальные алгоритмы их приема и обработки [1, 2]. При ведении РТМ в условиях сложной радиоэлектронной обстановки важным вопросом является определение типа модуляции [3–5]. В отличие от РЭС локации, навигации и связи [6–9], для средств РТМ параметры сигнала (частота, фаза, амплитуда) априорно неизвестны [5]. Поэтому их оптимальная обработка возможна с использованием, например, автокорреляционного приемника (АКП) [10, 11].

Благодаря эффективной обработке при распараллеливании вычислений широкое распространение в аппаратуре РТМ и других РЭС получили программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) [12–14].

С учетом сказанного выше, целью настоящей работы является совершенствование АКП путем реализации в нем алгоритма распознавания типов радиолокационных сигналов и анализ возможности реализации такого алгоритма на ПЛИС.

Разработка математической модели алгоритма распознавания простых, ЛЧМ- и ФКМ-сигналов в автокорреляционном приемнике

В состав схемы предлагаемого АКП (рис. 1) входят [10, 11]: полосовой фильтр высоких частот (ПФ ВЧ) с полосой пропускания $\Delta f_{\text{вч}}$; линии задержки ЛЗ1 и ЛЗ2 с длительностями задержки τ_{31} и τ_{32} соответственно; умножитель частоты;

перемножители; фильтры низких частот (ФНЧ) с полосой пропускания $\Delta f_{\text{нч}}$ полосовые фильтры на разностных частотах ПФ $f_{\text{раз1}}$ и ПФ $f_{\text{раз2}}$ устройства получения спектра УПС1, УПС2, УПС3 и УПС4; пороговые устройства ПУ1, ПУ2, ПУ3 и ПУ4; логическое устройство (ЛУ).

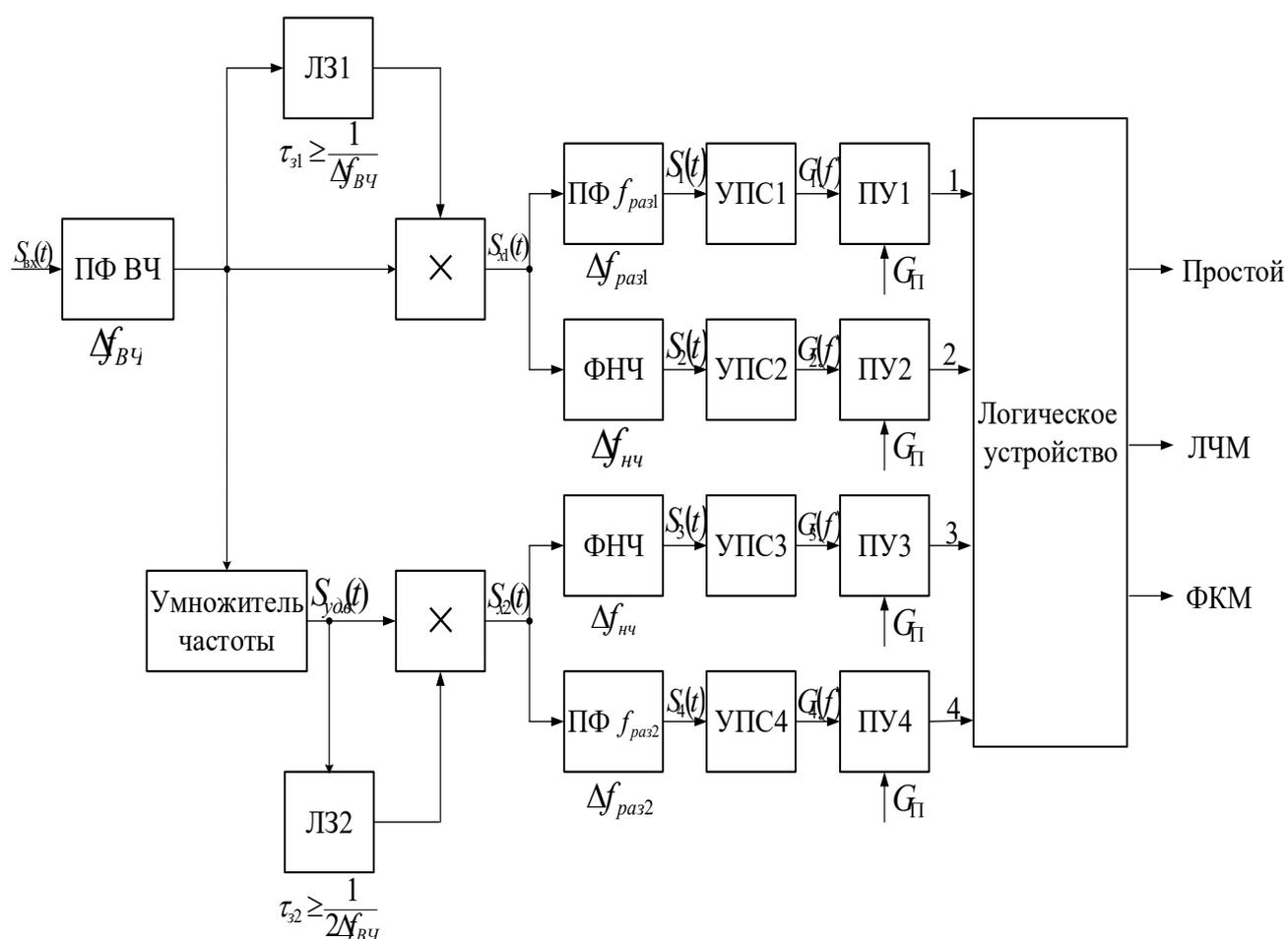


Рис. 1. Структурная схема автокорреляционного приемника

Найдем аналитические выражения откликов АКП при воздействии ЛЧМ, ФКМ и простых сигналов.

Будем полагать, что коэффициент передачи АКП равен единице, а его фильтры без искажения пропускают низкочастотные составляющие спектра сигнала на выходах перемножителей.

1. Прием сигнала $S_{\text{вх}}(t)$ АКП и его полосовая фильтрация на несущей частоте в полосе $\Delta f_{\text{вч}}$ (ПФ ВЧ).

$$\text{Для ЛЧМ-сигнала: } S_{\text{вх}}(t) = U_0 \cos \left[\omega_0 t + \frac{\gamma t^2}{2} + \phi_0 \right], 0 < t \leq \tau_{\text{и}}, \quad (1)$$

где U_0 - амплитуда сигнала, ω_0 - угловая частота сигнала, ϕ_0 - начальная фаза сигнала, γ - скорость изменения частоты внутри импульса, $\tau_{\text{и}}$ - длительность импульса.

$$\text{Для простого сигнала: } S_{\text{вх}}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \phi_0], 0 < t \leq \tau_{\text{и}}. \quad (2)$$

$$\text{Для ФКМ-сигнала: } S_{\text{вх}}(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \phi_0 + \pi k(t)], 0 < t \leq \tau_{\text{и}}, \quad (3)$$

где $k(t)$ - функция, принимающая в момент изменения фаз значения 0, 1.

2. Задержка копии сигнала $S_{\text{вх}}(t)$ в линии задержки 1 (ЛЗ1) на время $\tau_{\text{з1}}$, удовлетворяющая соотношению $\tau_{\text{з1}} \geq \frac{1}{\Delta f_{\text{вч}}}$.

3. Перемножение сигнала $S_{\text{вх}}(t)$ с его задержанной копией $S_{\text{вх}}(t - \tau_{\text{з1}})$.

Сигнал на выходе перемножителя АКП $S_{\text{х1}}(t)$ принимает вид:

$$S_{\text{х1}}(t) = S_{\text{вх}}(t) S_{\text{вх}}(t - \tau_{\text{з1}}).$$

Для ЛЧМ-сигнала:

$$S_{\text{х1}}(t) = \frac{U_0}{2} \cos \left[\omega_0 t + \frac{\gamma t^2}{2} + \phi_0 \right] \frac{U_0}{2} \cos \left[\omega_0 (t - \tau_{\text{з1}}) + \frac{\gamma (t - \tau_{\text{з1}})^2}{2} + \phi_0 \right], \text{ где } 0 < t \leq \tau_{\text{и}}.$$

Так как $\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$, получим

$$S_{x1}(t) = \frac{U_0^2}{8} \cos \left[\omega_0 \tau_{31} + \gamma t \tau_{31} - \frac{\gamma \tau_{31}^2}{2} \right] + \frac{U_0^2}{8} \cos \left[2\omega_0 t - \omega_0 \tau_{31} + \frac{\gamma t^2}{2} + \frac{\gamma (t - \tau_{31})^2}{2} + 2\phi_0 \right]. \quad (4)$$

Для простого сигнала:

$$\begin{aligned} S_{x1}(t) &= \frac{U_0}{2} \cos[\omega_0 t + \phi_0] \frac{U_0}{2} \cos[\omega_0 (t - \tau_{31}) + \phi_0] = \\ &= \frac{U_0^2}{8} \cos \omega_0 \tau_{31} + \frac{U_0^2}{8} \cos[2\omega_0 t - \omega_0 \tau_{31} + 2\phi_0] \end{aligned} \quad (5)$$

Для ФКМ-сигнала:

$$\begin{aligned} S_{x1}(t) &= \frac{U_0}{2} \cos[\omega_0 t + \phi_0 + \pi k(t)] \frac{U_0}{2} \cos[\omega_0 (t - \tau_{31}) + \phi_0 + \pi k(t)] = \\ &= \frac{U_0^2}{8} \cos \omega_0 \tau_{31} + \frac{U_0^2}{8} \cos[2\omega_0 t - \omega_0 \tau_{31} + 2\phi_0 + 2\pi k(t)] \end{aligned} \quad (6)$$

4. Полосовая фильтрация на разностной частоте $f_{\text{раз1}}$ (ПФ $f_{\text{раз1}}$) сигнала $S_{x1}(t)$

с перемножителя.

$$\text{Для ЛЧМ-сигнала: } S_1(t) = \frac{U_0^2}{8} \cos \left[\omega_0 \tau_{31} + \gamma t \tau_{31} - \frac{\gamma \tau_{31}^2}{2} \right], \tau_{31} \leq t \leq \tau_u. \quad (7)$$

$$\text{Для ФКМ-сигнала: } S_1(t) = \frac{U_0^2}{8} \beta(t) \beta(t - \tau_{31}) \cos \omega_0 \tau_{31}, \tau_{31} \leq t \leq \tau_u, \quad (8)$$

где $\beta(t)$ – модулирующая функция ФКМ-сигнала.

$$\text{Для простого сигнала: } S_1(t) \approx 0. \quad (9)$$

5. Получение амплитудно-частотного спектра (АЧС) $G_1(f)$ сигнала $S_1(t)$ с

ПФ $f_{\text{раз1}}$.

6. Сравнение значений $G_1(f)$ с порогом $G_{\text{п}}$ в пороговом устройстве и передача на первый вход ЛУ принятого решения о превышении порога обнаружения $G_{\text{п}}$.

Значение $G_{\text{п}}$ может быть определено по критерию Неймана-Пирсона при заданной вероятности ложной тревоги P_{F0} и вероятности правильного обнаружения P_D согласно выражению:

$$G_{\text{п}} = \varepsilon^2 P_0, \quad (10)$$

где значение ε рассчитывается из формулы $P_D = 1 - \frac{1}{2} \{ \varphi[\chi_0(\varepsilon + 1)] - \varphi[\chi_0(\varepsilon - 1)] \}$, $\varphi(\chi_0)$ – интеграл вероятности, $P_0 = \chi_0^2 P_{u0}$ – порог срабатывания обнаружителя, χ_0 – относительный порог срабатывания обнаружителя, который определяется из формулы $P_{F0} = 1 - \varphi(\chi_0)$, P_{u0} – опорное значение среднего амплитудной огибающей шума.

7. Фильтрация низкочастотной составляющей сигнала $S_{x1}(t)$ с перемножителя.

$$\text{Для простого сигнала: } S_2(t) = \frac{U_0^2}{8} \cos \omega_0 \tau_{31}, \tau_{31} \leq t \leq \tau_{\text{и}}. \quad (11)$$

$$\text{Для ФКМ-сигнала: } S_2(t) = \frac{U_0^2}{8} \beta(t) \beta(t - \tau_{31}) \cos \omega_0 \tau_{31}, \tau_{31} \leq t \leq \tau_{\text{и}}. \quad (12)$$

$$\text{Для ЛЧМ-сигнала: } S_2(t) \approx 0. \quad (13)$$

8. Получение АЧС $G_2(f)$ сигнала $S_2(t)$ с ФНЧ.

9. Сравнение значений $G_2(f)$ с порогом $G_{\text{п}}$ в пороговом устройстве и передача на второй вход ЛУ принятого решения о превышении порога обнаружения $G_{\text{п}}$.

10. Удвоение частоты сигнала $S_{\text{вх}}(t)$.

$$\text{Для ЛЧМ-сигнала: } S_{\text{удв}}(t) = U_0 \cos[2\omega_0 t + \gamma t^2 + 2\phi_0], 0 < t \leq \tau_{\text{и}}. \quad (14)$$

$$\text{Для простого сигнала: } S_{\text{удв}}(t) = U_0 \cos[2\omega_0 t + 2\phi_0], 0 < t \leq \tau_{\text{и}}. \quad (15)$$

$$\text{Для ФКМ-сигнала: } S_{\text{удв}}(t) = U_0 \cos[2\omega_0 t + 2\phi_0 + 2\pi k(t)], 0 < t \leq \tau_{\text{и}}. \quad (16)$$

11. Задержка копии сигнала $S_{\text{вх}}(t)$ в линии задержки 2 (ЛЗ2) на время τ_{32} ,

удовлетворяющее соотношению $\tau_{32} \geq \frac{1}{2\Delta f_{\text{вч}}}$.

12. Перемножение сигнала $S_{\text{удв}}(t)$ с его задержанной копией $S_{\text{удв}}(t - \tau_{32})$.

$$S_{\text{х2}}(t) = S_{\text{удв}}(t)S_{\text{удв}}(t - \tau_{32})$$

Для ЛЧМ-сигнала:

$$\begin{aligned} S_{\text{х2}}(t) = & \frac{U_0^2}{8} \cos[2\omega_0 \tau_{32} + 2\gamma t \tau_{32} - \gamma \tau_{32}^2] + \\ & + \frac{U_0^2}{8} \cos[4\omega_0 t - 2\omega_0 \tau_{32} + \gamma t^2 + \gamma(t - \tau_{32})^2 + 4\phi_0] \end{aligned} \quad (17)$$

Для простого сигнала:

$$S_{\text{х2}}(t) = \frac{U_0^2}{8} \cos(2\omega_0 \tau_{32}) + \frac{U_0^2}{8} \cos[4\omega_0 t - 2\omega_0 \tau_{32} + 4\phi_0] \quad (18)$$

Для ФКМ-сигнала:

$$S_{\text{х2}}(t) = \frac{U_0^2}{8} \cos(2\omega_0 \tau_{32}) + \frac{U_0^2}{8} \cos[4\omega_0 t - 2\omega_0 \tau_{32} + 4\phi_0 + 4\pi k(t)] \quad (19)$$

13. Фильтрация низкочастотной составляющей сигнала $S_{x2}(t)$ с перемножителя.

$$\text{Для простого сигнала: } S_3(t) = \frac{U_0^2}{8} \cos(2\omega_0\tau_{32}), \tau_{32} \leq t \leq \tau_{и}. \quad (20)$$

$$\text{Для ФКМ-сигнала: } S_3(t) = \frac{U_0^2}{8} \cos(2\omega_0\tau_{32}), \tau_{32} \leq t \leq \tau_{и}. \quad (21)$$

$$\text{Для ЛЧМ-сигнала: } S_3(t) \approx 0. \quad (22)$$

14. Получение АЧС $G_3(f)$ сигнала $S_3(t)$ с ФНЧ.

15. Сравнение значений $G_3(f)$ с порогом $G_{п}$ в пороговом устройстве и передача на третий вход ЛУ принятого решения о превышении порога обнаружения $G_{п}$.

16. Полосовая фильтрация на разностной частоте $f_{раз2}$ (ПФ $f_{раз2}$) сигнала $S_{x2}(t)$ с перемножителя. Полоса пропускания ПФ $f_{раз2}$ определяется как $\Delta f_{раз1}$.

$$\text{Для ЛЧМ-сигнала: } S_4(t) = \frac{U_0^2}{8} \cos\left[2\omega_0\tau_{32} + 2\gamma t\tau_{32} - \gamma\tau_{32}^2\right], \tau_{32} \leq t \leq \tau_{и}. \quad (23)$$

$$\text{Для ФКМ-сигнала: } S_4(t) \approx 0. \quad (24)$$

$$\text{Для простого сигнала: } S_4(t) \approx 0 \quad (25)$$

17. Получение АЧС $G_4(f)$ сигнала $S_4(t)$ с ПФ $f_{раз2}$.

18. Сравнение значений $G_4(f)$ с порогом в пороговом устройстве и передача на четвертый вход ЛУ принятого решения о превышении порога обнаружения $G_{п}$.

ЛУ принимает решение о типе модуляции принятого радиолокационного сигнала согласно алгоритму, подробно описанному в [10, 11].

Определение максимальных значений разностных частот и частоты среза ФНЧ

Поскольку из трех заявленных выше типов сигналов ЛЧМ-сигналы на практике имеют наибольшую полосу, максимальная полоса рабочих частот АКП определяется максимально возможной полосой ЛЧМ-сигнала. Наиболее широкий спектр имеют ЛЧМ-сигналы РЛС с синтезированной апертурой антенны (РСА). Согласно данным [14–21] разрешающая способность РСА с ЛЧМ-сигналом в картинной плоскости приближается к величинам от 10 до 30 см. Этим значениям согласно выражению (26) соответствует полоса зондирующего сигнала от 0,5 ГГц до 1,5 ГГц.

$$\Delta R = \frac{c}{\Delta f_c}, \quad (26)$$

где ΔR – разрешающая способность по дальности, c – скорость света, Δf_c – полоса сигнала [18].

Диапазон рабочих частот (ДРЧ) АКП ограничивается входным цифровым ПФ ВЧ, осуществляющим предварительную фильтрацию в исследуемом диапазоне. Тогда в соответствии с теоремой Котельникова для обработки сигнала с полосой 1,5 ГГц частота дискретизации АЦП $F_d \geq 3$ ГГц.

ПФ $f_{\text{раз}1}$ и ПФ $f_{\text{раз}2}$ выделяют составляющие ЛЧМ- и ФКМ-сигналов на разностных частотах. Разностные частоты сигнала на выходе АКП определяются согласно выражению [21]: $f_{\text{раз},i} = \gamma \tau_z$ ($i = 1; 2$). Согласно [19–21] скорости перестройки частоты ЛЧМ-сигнала γ изменяются в диапазоне от 1 МГц/мкс до

50 МГц/мкс, а задержка при автокорреляционной обработке в предлагаемом алгоритме составляет от 10 до 1000 нс, что удовлетворяет условиям п.п. 2 и 11.

Например, при использовании $\tau_3 = 1000$ нс и приеме ЛЧМ-сигнала со скоростью $\gamma = 50$ МГц/мкс (для случая $\Delta f_c = 1$ ГГц, $\tau_{и} = 20$ мкс) получаем, что $f_{раз,i} = 50$ МГц.

Следовательно, полоса пропускания полосовых фильтров разностных частот $\Delta f_{раз,i}$ может принимать значение до 50 МГц.

Полоса пропускания низкочастотных фильтров $\Delta f_{нч}$ определяется по нижней границе полосы пропускания полосовых фильтров на разностных частотах, соответствующей при $\gamma = 1$ МГц/мкс. Тогда получаем, что $\Delta f_{нч}$ составляет 10 кГц (для случая $\tau_3 = 10$ нс).

Оценка влияния времени задержки на эффективность обнаружения

Для оценки влияния времени задержки на эффективность обнаружения радиолокационных сигналов в АКП и определения оптимальной величины задержки на основе разработанной математической модели произведено компьютерное моделирование в среде MATLAB.

Зададим следующие исходные данные: простой, ЛЧМ- и ФКМ-сигналы с несущей частотой 1,2 ГГц, $\tau_{и1} = 6,5$ мкс, $\tau_{и2} = 13$ мкс, одинаковой амплитудой U_0 при частоте дискретизации 1000 МГц. Ширина спектра ЛЧМ сигнала $\Delta f_c = 20$ МГц. Закон чередования фаз ФКМ сигнала по коду Баркера с 13 дискретами. Задавались длительности задержки $\tau_{з1} = 50; 100; \dots 500$ нс, $\tau_{з2} = \tau_{з1}/2$, $\Delta f_{вч} = 500$ МГц,

$\Delta f_{\text{нч}} = 100$ кГц, $\Delta f_{\text{раз1}} = \Delta f_{\text{раз2}} = 5$ МГц. Следовательно, длительности дискрета ФКМ-сигнала $\tau_{\text{д1}} = 0,5$ мкс, $\tau_{\text{д2}} = 1$ мкс, скорости перестройки частоты ЛЧМ-сигнала $\gamma_1 = 3,08$ МГц/мкс, $\gamma_2 = 1,54$ МГц/мкс. Требуемое отношение сигнал/шум (ОСШ) обеспечивалось за счет выбора соответствующего значения дисперсии аддитивного гауссовского шума на входе АКП. Пороговые значения рассчитаны по п. 6 для $P_D = 0,9$ и $P_{F0} = 0,001$, а при моделировании процесса обработки простых, ЛЧМ- и ФКМ-сигналов вероятность правильного обнаружения P_{D0} оценивалась как

$$P_{D0} = \frac{N_1}{N}, \quad (27)$$

где N_1 – число реализаций с обнаружением сигнала, N – общее число реализаций при фиксированном значении дисперсии шума. Результаты вычислений по 1000 измерений представлены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Влияние времени задержки на ОСШ, обеспечивающее $P_{D0} \geq 0,8$ при $\tau_{\text{и1}} = 6,5$ мкс

Вид сигнала	ОСШ (в дБ) при разных значениях длительности задержки $\tau_{\text{з1}}$, нс									
	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
Простой	-2,5	-4,0	-4,5	-4,25	-4,0	-4,25	-4,25	-4,25	-4,0	-4,25
ФКМ	-7,0	-8,0	-8,75	-8,25	-8,0	-8,25	-8,5	-8,25	-4,25	0
ЛЧМ	-10,75	-10,0	-9,75	-9,5	-9,5	-9,25	-9,25	-9,25	-9,25	-9,25

Таблица 2

Влияние времени задержки на ОСШ, обеспечивающее $P_{D0} \geq 0,8$ при $\tau_{и2} = 13$ мкс

Вид сигнала	ОСШ (в дБ) при разных значениях длительности задержки $\tau_{з1}$, нс									
	50	100	150	200	250	300	350	400	450	500
Простой	-3,75	-5,25	-6,0	-5,25	-5,0	-5,5	-5,75	-5,25	-5,25	-5,5
ФКМ	-8,0	-9,25	-10,0	-9,5	-9,0	-9,25	-9,5	-9,25	-9,25	-9,25
ЛЧМ	-12,0	-11,5	-11,25	-11,0	-11,0	-11,0	-10,75	-10,75	-10,75	-10,75

Из таблиц 1 и 2 следует, что для обеспечения эффективного обнаружения простых, ЛЧМ- и ФКМ-сигналов оптимальное время задержки $\tau_{з,опт}$ (по критерию максимального отношения сигнал-шум) оценивается как: для простых сигналов

$0,02\tau_{и} < \tau_{з,опт} < \frac{1}{\Delta f_{нч}}$; для ФКМ-сигналов $0,1\tau_{д} < \tau_{з,опт} < 0,9\tau_{д}$; для ЛЧМ-сигналов

$\frac{1}{\Delta f_{вч}} < \tau_{з,опт} < 0,02\tau_{и}$.

Анализ реализации разработанного алгоритма на ПЛИС

Для того, чтобы оценить возможность реализации разработанного алгоритма на ПЛИС, выполнена следующая последовательность действий:

1. В среде MATLAB Simulink создана упрощенная модель алгоритма на основе цифровых фильтров.

2. С помощью расширения Simulink HDL Coder сгенерирован VHDL-код.

3. Проанализированы требуемые моделью ресурсы для реализации.
4. Проанализированы ресурсы ядра быстрого преобразования Фурье (БПФ).
5. На основе необходимых ресурсов выбрана ПЛИС.

Для оценки ресурсоёмкости фильтров рассматриваем упрощенную схему АКП, приведенную на рис. 2. Для упрощения модель составлена только на основе фильтров, а линиями задержки, умножителем частоты и перемножителями можно пренебречь. Оценка ресурсоёмкости БПФ выполняется отдельно.

Были синтезированы следующие цифровые КИХ-фильтры Elliptic: один ПФ ВЧ с полосой пропускания $\Delta f_{\text{вч}} = 500$ МГц; два ПФ с полосой пропускания $\Delta f_{\text{раз}} = 5$ МГц; два ФНЧ с полосой пропускания $\Delta f_{\text{нч}} = 100$ кГц.

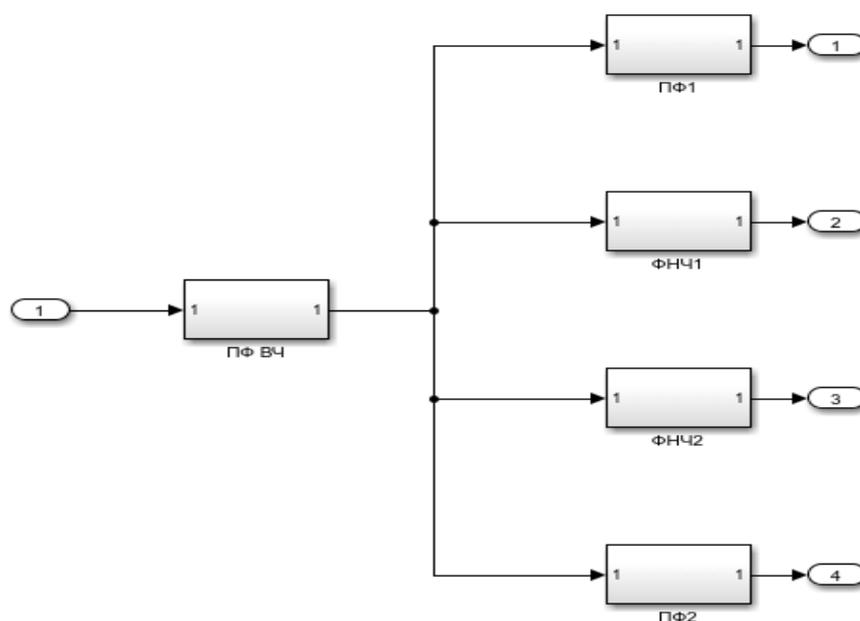


Рис. 2. Структурная схема системы фильтров, реализованная в Simulink

Далее при помощи расширения Simulink HDL Coder был сгенерирован код на языке описания аппаратуры VHDL. Это расширение позволяет не только получить

код, но и произвести его оптимизацию, а также получить полную информацию о ресурсах ПЛИС, требуемых для реализации кода.

Так, для реализации предложенной системы цифровых фильтров необходимое количество логических вентилях составило 872374.

Объем вычислений связан с количеством отсчетов БПФ, поэтому требуется анализ ресурсоёмкости УПС1 – УПС4, реализуемых на основе БПФ.

В настоящее время большое распространение получили ПЛИС фирмы Altera и Xilinx. Поэтому наиболее часто используются IP-ядра БПФ именно этих производителей [22, 23]. Среди подходящих образцов стоит отметить IP ядро LogiCORE™ IP FFT v9.1 4-Radix «Бабочка» производства Xilinx, для реализации которого размером в 1024 16-разрядных значений требуется около 3500 логических вентилях [24].

Принимая во внимание данные о ресурсоёмкости фильтров и тот факт, что данная модель должна рассчитывать 4 БПФ параллельно, можно сделать вывод, что для реализации всего алгоритма требуется не менее 900 тысяч логических вентилях.

Указанные требования выполняются для большинства современных ПЛИС. Например, ПЛИС на кристалле VU095 семейства Virtex UltraScale имеет 1,176 млн логических вентилях [25].

Выводы

На основе математического аппарата теории цепей и теории обнаружения разработана математическая модель алгоритма распознавания типа модуляции сигнала в АКП для приема простых, ЛЧМ- и ФКМ-сигналов.

На основе модели обоснованы следующие границы реализуемости алгоритма:

- полоса пропускания высокочастотного фильтра – до 1,5 МГц;
- полосы пропускания полосовых фильтров – до 50 МГц;
- полоса пропускания низкочастотных фильтров – до 100 кГц;
- время задержки в корреляторе АКП от 10 до 1000 нс.

Для дальнейшего повышения эффективности распознавания типа модуляции сигнала возможна предварительная настройка времени задержки АКП в зависимости от временных параметров ожидаемых сигналов.

Анализ ресурсов, требуемых для реализации на ПЛИС, позволяет сделать вывод о возможности реализации на доступной электронной компонентной базе.

Библиографический список

1. Sethares W.A., Walsh J.M., C.R. Johnson Jr. An adaptive view of synchronization // Conference Circuits and Systems, MWSCAS-2002, The 2002 45th Midwest Symposium on, 2002, vol. 2, pp. 521 - 524. DOI: [10.1109/MWSCAS.2002.1186913](https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2002.1186913)
2. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing, New York, McGraw-Hill, 2005, 513 p.
3. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Davydov V.V., Myazin N.S., Grebenikova N.M., Davydov R.V. New Method for Determining the Probability of Signals Overlapping for the Estimation of the Stability of the Radio Monitoring Systems in a Complex Signal Environment // Lecture Notes in Computer Science, 2019, vol. 11660, pp. 525 - 533. DOI: [10.1007/978-3-030-30859-9_45](https://doi.org/10.1007/978-3-030-30859-9_45)
4. James Tsui, Chi-Hao Cheng. Digital techniques for wideband receivers, 3rd ed., SciTech Publishing Inc, New York, United States, 2015, 608 p.

5. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. – М.: Горячая линия-Телеком, 2015. – 640 с.

6. Филатов В.И., Борукаева А.О., Бердигов П.Г., Кулаков Д.В. Разработка методов различения сложных помехоустойчивых сигналов // Труды МАИ. 2019. № 105. URL:

<http://trudymai.ru/published.php?ID=104188>

7. Аджемов С.С., Кленов Н.В., Терешонок М.В., Чиров Д.С. Методы распознавания видов цифровой модуляции сигналов в когнитивных радиосистемах // Вестник Московского университета. Серия 3: Физика. Астрономия. 2015. № 6. С. 19 - 27.

8. Кружков Д.М., Ким Р.В. Модификация алгоритмов функционирования бортовой интегрированной навигационной системы автономного космического аппарата //

Труды МАИ. 2013. № 68. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=41936>

9. Булыгин М.Л. Особенности реализации многолучевых режимов съемки с частотным разделением лучей в космических радиолокаторах синтезирования

апертуры на базе активных фазированных антенных решеток // Труды МАИ. 2018. № 100. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=93428>

10. Нгуен Чонг Нхан, Лихачев В.П., Веселков А.А. Способ определения видов радиолокационных сигналов в автокорреляционном приемнике. Патент RU № 2683791. Бюлл. № 10, 02.04.2019.

11. Лихачев В.П., Веселков А.А., Нгуен Чонг Нхан. Характеристики обнаружения линейно-частотно-модулированных, фазо-кодо-манипулированных и простых радиоимпульсов в автокорреляционном приемнике // Радиотехника. 2018. № 8. С. 71

- 76.

12. Тарасов И. ПЛИС Xilinx и цифровая обработка сигналов. Особенности, преимущества, перспективы // Электроника: наука, технология, бизнес. 2011. № 3. С. 70 - 74.
13. Chua M.Y., Koo V.C. FPGA-based chirp generator for high resolution UAV // SARProgress In Electromagnetics Research, 2009, vol. 99, pp. 71 - 88, DOI: [10.2528/PIER09100301](https://doi.org/10.2528/PIER09100301)
14. Булыгин М.Л., Муллов К.Д. Формирователь зондирующего сигнала для радиолокатора с синтезированной апертурой // Труды МАИ. 2015. № 80. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=57040>
15. Samarah A.A. Novel Approach for Generating and Processing Digital Chirp Signals Using FPGA Technology for Synthetic Aperture Radar (SAR) Applications, Dissertation, Siegen, Germany, University of Siegen, 2012, 122 p.
16. Zaugg E.C. Theory and Application of Motion Compensation for LFM-CW SAR // IEEE Transactions On Geoscience and Remote Sensing, 2008, vol. 46, no. 10, pp. 2990 - 2998. DOI: [10.1109/TGRS.2008.921958](https://doi.org/10.1109/TGRS.2008.921958)
17. Short N., Brisco B., Couture N., Pollard W., Murnaghan K., Budkewitsch P. A comparison of TerraSAR-X, RADARSAT-2 and ALOS-PALSAR interferometry for monitoring permafrost environments, case study from Herschel Island // Remote Sensing of Environment, 2011, vol.115, no. 12, pp. 3491 - 3506. DOI: [10.1016/j.rse.2011.08.012](https://doi.org/10.1016/j.rse.2011.08.012)
18. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. - М.: Радиотехника, 2007. - 376 с.
19. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. - М.: Радиотехника, 2020. - 288 с.

20. Лихачев В.П., Семенов В.В., Веселков А.А. Экспериментальная апробация алгоритма определения частотно-временных параметров ЛЧМ-сигналов // Телекоммуникации. 2016. № 5. С. 2 - 7.
21. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Семенов В.В., Ложкин А.Л. Поляриметрические и интерферометрические режимы работы РЛС с синтезированной апертурой антенны в условиях помех: монография. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2015. - 189 с.
22. Переверзев А.Л., Силантьев А.М. Анализ проблем создания платформонезависимого HDL-описания модуля быстрого преобразования Фурье // Известия высших учебных заведений. Электроника. 2015. № 6. С. 74 - 83. URL: <https://rucont.ru/efd/376614>
23. Leclère J., Botteron C., Farine P.-A. Comparison Framework of FPGA-Based GNSS Signals Acquisition Architectures // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, vol. 49, no. 3, pp. 1497 - 1518. DOI: [10.1109/TAES.2013.6558001](https://doi.org/10.1109/TAES.2013.6558001)
24. Xilinx, Fast Fourier Transform v9.1, PG109, LogiCORE IP Product Guide, Nov. 2020, 97 p.
25. Xilinx, DS890 (v3.13), UltraScale Architecture and Product Data Sheet: Overview, Product Specification, Nov. 2020, 50 p.