

Куценко Николай Николаевич
E-mail: kutsenkonn@mail.ru.

Борисова Ольга Сергеевна
E-mail: olya_borisova@list.ru.

Старченко Ирина Борисовна
E-mail: star@tsure.ru.

Воронин Василий Алексеевич
E-mail: vva-47@mail.ru.

Чернов Николай Николаевич
E-mail: nik-chernov@yandex.ru.

Leonova Antonina Valerievna
Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.
E-mail: antonina_tsure@mail.ru.
44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.
Phone: 88634371795.

Kutsenko Nikolay Nikolaevich
E-mail: kutsenkonn@mail.ru.

Borisova Olga Sergeevna
E-mail: olya_borisova@list.ru.

Starchenko Irina Borisovna
E-mail: star@tsure.ru.

Voronin Vasiliy Alekseevich
E-mail: vva-47@mail.ru.

Chernov Nikolay Nikolaevich
E-mail: nik-chernov@yandex.ru.

УДК 621.317.776

Д.В. Филимонов

ЦИФРОВОЙ АДАПТИВНЫЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ЭКСПРЕСС-АНАЛИЗАТОР НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Исследованы принципы построения и функциональные возможности цифрового экспресс-анализатора. Приведены соотношения для расчета основных показателей эффективности и требования к аппаратуре цифровой обработки сигналов.

Цифровая обработка сигналов; спутниковая навигация; автокорреляционная обработка; помехоустойчивость.

D.V. Filimonov

DIGITAL ADOPTIVE AUTOCORRELATION EXPRESS-ANALYZER FOR A NAVIGATION SIGNALS

Principles of construction and functionalities of the digital express-analyzer are investigated. Basic performance relationships and digital signal processing equipment requirements are researched.

Digital signal processing; satellite navigation; autocorrelation processing; noise-immunity.

В процессе радиомониторинга (РМ) излучений спутниковых радионавигационных систем требуется проведение экспресс-анализа (ЭА), в ходе которого могут решаться такие задачи как обнаружение, классификация компонентов процесса на входе и оценка информативных параметров сигналов. В радионавигации широкое распространение получили спутниковые радионавигационные системы (СРНС), поскольку обеспечивают свою работу в любой точке земной поверхности и высокую точность определения координат. Поскольку СРНС представляет собой стратегические военные средства, в целях обеспечения информационной безопасности требуется проведение РМ излучений зарубежных СРНС, работающих как в «штатном», так и в «нештатном» режиме функционирования. Полагая, что при переходе в «нештатный» режим функционирования могут измениться такие параметры сигнала, как несущая частота и вид манипулирующей функции, возникает необходимость в создании комплексов РМ СРНС, включающих в себя ЭА и обеспечивающих быстрый поиск, обнаружение и точное оценивание центральной частоты излучений f_s в расширенном интервале частот,

$$f_s \in \left[(f_0 - (\Delta f_n + \Delta f_c) / 2), (f_0 + (\Delta f_n - \Delta f_c) / 2) \right] \text{ при } \Delta f_n > \Delta f_c,$$

где Δf_n – полоса пропускная линейного тракта приемника (ЛТП), f_0 – центральная частота излучений в «штатном» режиме функционирования; Δf_c – ширина спектра сигнала.

Цель работы – *анализ и оптимизация экспресс-анализатора шумоподобных фазоманипулированных (ФМНС) СРНС с использованием методов цифровой обработки сигналов (ЦОС).*

В теории радионавигации известны различные методы обнаружения шумоподобных сигналов [1], основанные как на когерентной, так и на некогерентной обработке. При функционировании СРНС в «нештатном» режиме, ввиду отсутствия априорных данных о манипулирующей функции и центральной частоте, когерентное обнаружение сигналов с использованием следящих измерителей использовать нецелесообразно, поэтому следует отдать предпочтение энергетическим, либо автокорреляционным методам [2]. В [3] приведены основные результаты сравнительного анализа основных обнаружителей применительно к использованию в ЭА СРНС.

Исходя из проведенного в [3] анализа, можно сделать следующие выводы: в состав КРМ должна входить направленная антенна с коэффициентом усиления больше единицы; согласованный прием сигнала дает значительный выигрыш в отношении сигнал/шум; применение автокорреляционных методов может обеспечить определение кодового расстояния и оценку ширины спектра ФМНС. Существующие некогерентные методы оценки частоты [4] либо не дают необходимой точности при измерении параметров, либо не обеспечивают требуемого диапазона однозначного отсчета частоты, поэтому в КРМ следует использовать частотный дискриминатор на основе комплексных алгоритмов оценки частоты. Поскольку аналоговые широкополосные перестраиваемые линии задержки, необходимые при автокорреляционном анализе, реализовать сложно, в ЭА следует использовать квадратурную обработку сигнала с применением методов цифровой обработки.

Будем полагать, что в качестве приемного устройства КРМ используется супергетеродинный радиоприемник, состоящий из линейного тракта, гетеродина, смесителя и полосового фильтра (ПФ). Для минимизации требований к быстродействию АЦП сигнал на промежуточной частоте поступает на квадратурный сме-

ситель, с помощью которого осуществляется преобразование входного сигнала на промежуточной частоте в область нулевых частот [5].

При разработке цифровой схемы ЭА использован метод построения по аналоговому прототипу [6]. Структура ЭА приведена на рис. 1, где ФНЧ1, ФНЧ2 – фильтры нижних частот; ФНЧ3, ФНЧ4 – интеграторы; ПФ1, ПФ2 – полосовые фильтры; М1, М2 – массивы данных отсчетов синфазной и квадратурной составляющих обрабатываемого сигнала; К1, К2 – цифровые коммутаторы; « Z^{-1} » – блок задержки на время T_d , равное интервалу дискретизации; « \times » – умножитель; « \div » – делитель; « Σ » – сумматор; « $-$ » – вычитатель; « $\sqrt{\quad}$ » – устройство извлечения квадратного корня; « \arctg » – функциональный преобразователь; « \geq » – компаратор.

Обработка ФМНС осуществляется в несколько этапов:

- 1) прямое преобразование ФМНС в квадратурных каналах и автокорреляционная обработка;
- 2) поиск максимума автокорреляционной функции ФМНС и его обнаружение;
- 3) допоиск, оценивание кодового интервала T_K и длительности T_Σ ФМНС;
- 4) «грубое» оценивание частоты ФМНС;
- 5) загрузка коэффициентов фильтра $\{h_1(n_{\phi 1})\}$ и подстройка полосы пропускания ФНЧ1, ФНЧ2 и частоты $f_{CЧ}$;
- 6) загрузка коэффициентов фильтра $\{h_2(n_{\phi 2})\}$ и подстройка полосы пропускания ПФ1, ПФ2;
- 7) нелинейное преобразование ФМНС в квадратурных каналах и автокорреляционная обработка;
- 8) сокращение диапазона неопределенности по частоте ФМНС;
- 9) «точное» оценивание частоты ФМНС.

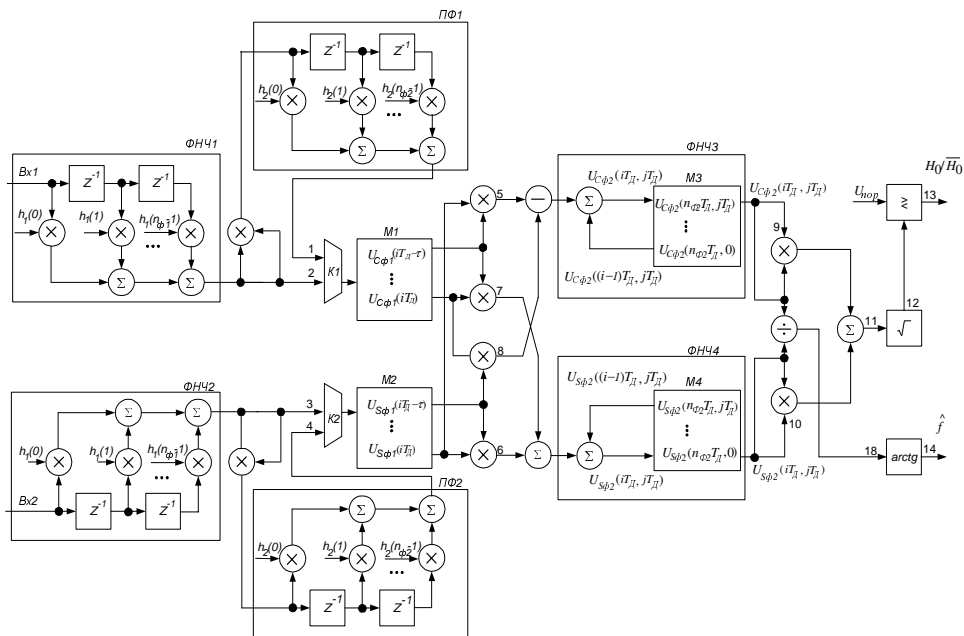


Рис. 1. Структура цифрового экспресс-анализатора

Принцип действия ЭА поясним следующим образом. На вход «Вх1» цифрового ЭА поступают отсчеты $U_c(iT_d)$ от АЦП1, на вход «Вх2» ЭА – отсчеты $U_s(iT_d)$ от АЦП2. ФНЧ1, ФНЧ2 осуществляют фильтрацию квадратурных составляющих сигнала. Процедура фильтрации описывается следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} U_{c\phi_1}(iT_d) &= \sum_{k=0}^{n_{\phi_1}-1} h(kT_d)U_c((i-k)T_d); \\ U_{c\phi_1}(iT_d) &= K_n U_m \Pi(iT_d) \cos[\Delta\omega_0 iT_d + \Delta\varphi]; \\ U_{s\phi_1}(iT_d) &= \sum_{k=0}^{n_{\phi_1}-1} h(kT_d)U_s((i-k)T_d); \\ U_{s\phi_1}(iT_d) &= K_n U_m \Pi(iT_d) \sin[\Delta\omega_0 iT_d + \Delta\varphi], \end{aligned}$$

где $U_{c\phi_1}(iT_d)$, $U_{s\phi_1}(iT_d)$ – отсчеты косинусной и синусной составляющих сигнала на выходе ФНЧ1 и ФНЧ2; $\Pi(iT_d)$ – манипулирующая функция; $h(kT_d)$ – коэффициенты фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) с полосой пропускания Δf_1 ; n_{ϕ_1} – длина фильтров ФНЧ1, ФНЧ2; $\Delta\omega_0$ – разность частот ФМНС и напряжения СЧ; $\Delta\varphi_0$ – разность фаз ФМНС и напряжения СЧ.

Автокорреляционная обработка отсчетов квадратурных составляющих ФМНС состоит из следующих операций:

$$\begin{aligned} U_7(iT_d, jT_d) &= U_{s\phi_1}(iT_d)U_{s\phi_1}((i-j)T_d); \\ U_7(iT_d, jT_d) &= \frac{K_n^2 U_m^2}{2} \Pi(iT_d)\Pi((i-j)T_d)[\cos\Delta\omega_0 jT_d - \cos(2\Delta\omega_0 iT_d - \Delta\omega_0 jT_d)]; \\ U_8(iT_d, jT_d) &= U_{s\phi_1}((i-j)T_d)U_{c\phi_1}(iT_d); \\ U_8(iT_d, jT_d) &= \frac{K_n^2 U_m^2}{2} \Pi(iT_d)\Pi((i-j)T_d)[- \sin\Delta\omega_0 jT_d + \sin(2\Delta\omega_0 iT_d + \Delta\omega_0 jT_d)]; \\ U_5(iT_d, jT_d) &= U_{c\phi_1}((i-j)T_d)U_{s\phi_1}(iT_d); \\ U_5(iT_d, jT_d) &= \frac{K_n^2 U_m^2}{2} \Pi(iT_d)\Pi((i-j)T_d)[\sin\Delta\omega_0 jT_d + \sin(2\Delta\omega_0 iT_d + \Delta\omega_0 jT_d)]; \\ U_6(iT_d, jT_d) &= U_{c\phi_1}(iT_d)U_{c\phi_1}((i-j)T_d); \\ U_6(iT_d, jT_d) &= \frac{K_n^2 U_m^2}{2} \Pi(iT_d)\Pi((i-j)T_d)[\cos\Delta\omega_0 jT_d + \cos(2\Delta\omega_0 iT_d - \Delta\omega_0 jT_d)], \end{aligned}$$

где $U_5(iT_d, jT_d)$, $U_6(iT_d, jT_d)$, $U_7(iT_d, jT_d)$, $U_8(iT_d, jT_d)$ – дискретные отсчеты обрабатываемого сигнала в контрольных точках 5 – 8 рис. 1 соответственно; $j = \tau_{ЛЗ} / T_d$ – смещение адреса памяти с массивами данных $M1$ и $M2$ относительно начального; $\tau_{ЛЗ}$ – величина задержки.

На этапе обнаружения сигнала коммутаторы $K1$ и $K2$ установлены в состояние, при котором на их выходы скоммутированы входы 2 и 3 соответственно. При этом значения отсчетов сигнала на выходах ФНЧ3, ФНЧ4 равны

$$U_{c\Phi 2}(n_{\Phi 2}T_{\Delta}, jT_{\Delta}) = K_n U_m^2 r_s(jT_{\Delta}) \cos \Delta\omega_0 jT_{\Delta};$$

$$U_{s\Phi 2}(n_{\Phi 2}T_{\Delta}, jT_{\Delta}) = K_n U_m^2 r_s(jT_{\Delta}) \sin \Delta\omega_0 jT_{\Delta},$$

где $n_{\Phi 2}$ – количество усреднений отсчетов в фильтрах $\Phi НЧЗ$ и $\Phi НЧЧ$ с постоянной времени $T_1 = n_{\Phi 2}T_{\Delta}$; $r_s(jT_{\Delta})$ – коэффициент автокорреляции ФМНС при временном сдвиге ПЛЗ $\tau_{ЛЗ} = jT_{\Delta}$.

$\Phi НЧЗ$, $\Phi НЧЧ$ состоят из массива чисел – коэффициентов корреляционной функции и сумматора, обеспечивающего для каждого значения сдвига j , т.е. для каждого коэффициента АКФ, суммирование от 1 до $n_{\Phi 2}T_{\Delta}$ отсчетов обрабатываемого сигнала.

Обнаружение ФМНС обеспечивается при условии, если

$$H_0 : U_y(n_{\Phi 2}T_{\Delta}, jT_{\Delta}) > U_{ПОР};$$

$$U_y(n_{\Phi 2}T_{\Delta}, jT_{\Delta}) = K_n U_m^2 r_s(jT_{\Delta}),$$

где H_0 – гипотеза о наличии ФМНС; $U_{ПОР}$ – пороговое напряжение при обнаружении ФМНС; $U_y(n_{\Phi 2}T_{\Delta}, jT_{\Delta})$ – значение напряжения в точке 11 рис. 1.

Характеристики помехоустойчивости описываются выражениями [4]:

$$\alpha = e^{\left(\frac{g_{П1}^2}{2}\right)}; D_{Ц} = Q(g_{Ц}, g_{П1});$$

$$g_{Ц} = \sqrt{2g/\chi}; g = \sqrt{2}g_{ВХ}^2 r_s(\hat{T}_k) \sqrt{\Delta f_n T_1},$$

где α , $D_{Ц}$ – вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения; $Q(g_0, g_{П1})$ – функция Маркума; $g_{П1}$ – нормированный порог при обнаружении; $g_{ВХ}^2$ – отношение сигнал/помеха по мощности на входе обнаружителя; $g_{Ц}$ – отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе устройства квадратурной обработки; g – отношение сигнал/помеха по напряжению на выходе $\Phi НЧЗ$ и $\Phi НЧЧ$; $I_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка, χ – коэффициент энергетических потерь, обусловленный использованием АЦП.

После успешного обнаружения ФМНС осуществляется процедура допоиска, оценивания кодового интервала T_K , длительности T_{\ominus} и положения спектра ФМНС, шаг приращения временного сдвига уменьшается до $T_{\Delta} \leq \tau_{Ш2} \leq 0,1 \cdot \tau_{Ш1}$. Поскольку минимизация погрешности оценки частоты обеспечивается при выполнении условия $\tau \cdot r_s(\tau) \rightarrow \max$ [2], то в процессе оценки длительности T_{\ominus} осуществляется приращение индекса смещения j , чтение из массивов $M3$, $M4$ данных с индексом j и их обработка. Приращение j продолжается до тех пор, пока не будет получено значение нормированной огибающей коэффициента автокорреляции со значением $r_s(jT_{\Delta}) = 0,5$, $\hat{T}_{\ominus} = 2jT_{\Delta}$.

Оценка ширины спектра и частоты ФМНС при этом определяются из следующих соотношений:

$$\Delta \hat{f}_S = \frac{2}{T_{\text{Э}}}; \quad \hat{f}_0 = \frac{1}{\pi T_{\text{Э}}} \operatorname{arctg} \frac{U_{S\Phi 2}(iT_{\text{Д}}, jT_{\text{Д}})}{U_{C\Phi 2}(iT_{\text{Д}}, jT_{\text{Д}})}.$$

Среднеквадратическая погрешность грубого оценивания частоты определяется следующими выражениями [4]:

$$\sigma f_0 = \frac{\sqrt{\chi}}{S_0 g_{A\text{ЧД2}}}; \quad S_0 = \pi T_{\text{Э}};$$

$$g_{A\text{ЧД2}} = \frac{r_S(\tau) g_{\text{ex}}^2 \sqrt{\Delta f_n T}}{\sqrt{1 + r_n^2(\tau) + 2g_{\text{ex}}^2 [1 + r_S(\tau)r_n(\tau)] + g_{\text{ex}}^4 [1 - r_S(\tau)]^2 \Delta f_n / \Delta f_S}},$$

где $r_S(\tau)$, $r_n(\tau)$ – огибающая коэффициента автокорреляции сигнала и помехи на выходе частотного дискриминатора (ЧД2) соответственно, Δf_S – ширина спектра сигнала; Δf_n – полоса пропускания ФНЧ1, ФНЧ2.

Согласование входного тракта КРМ с входным сигналом осуществляется подстройкой полосы пропускания ФНЧ1, ФНЧ2 и изменением частоты $f_{C\text{Ч}}$ в соответствии с выражениями

$$\Delta f_{C\text{Ч}} = \hat{f}_0 - 2\sigma f_0 - \frac{1}{jT_{\text{Д}}}; \quad \Delta f_{\phi 1} = 4\sigma f_0 + \frac{1}{jT_{\text{Д}}},$$

где $\Delta f_{C\text{Ч}}$ – величина изменения частоты $f_{C\text{Ч}}$ при адаптации, $\Delta f_{\phi 1}$ – полоса пропускания фильтров ФНЧ1, ФНЧ2 после завершения процедуры адаптации.

Для эффективной автокорреляционной обработки с нелинейным преобразованием требуется предварительная подстройка ПФ1 и ПФ2. Процедура адаптации заключается в загрузке новых коэффициентов в фильтр. Полоса пропускания и центральная частота ПФ1 и ПФ2 при этом составит $\Delta f_{\phi} = 4\sigma f_0$, $f_{0\text{ПФ}} = \Delta f_{\phi 1}$.

На этапе нелинейного преобразования ФМНС в квадратурных каналах и автокорреляционной обработки коммутаторы К1 и К2 устанавливаются в состояние, при котором на их выходы скоммутированы входы 1 и 4 соответственно.

Выражения для последовательности отсчетов сигнала на выходах ПФ1 и ПФ2 после нелинейного преобразования примут вид

$$U_{C\text{П}}(iT_{\text{Д}}) = \sum_{k=0}^{n_n-1} h_2(kT_{\text{Д}}) \cdot U_{C\Phi 1}^2((i-k) \cdot T_{\text{Д}}) = K_n P_m \cos[2\Delta\omega_0 iT_{\text{Д}} + \Delta\varphi];$$

$$U_{S\text{П}}(iT_{\text{Д}}) = \sum_{k=0}^{n_n-1} h_2(kT_{\text{Д}}) \cdot U_{S\Phi 1}^2((i-k) \cdot T_{\text{Д}}) = K_n P_m \sin[2\Delta\omega_0 iT_{\text{Д}} + \Delta\varphi],$$

где $h_2(kT_{\text{Д}})$ – коэффициенты КИХ-фильтров ПФ1, ПФ2 с полосой пропускания Δf_{ϕ} ; n_n – длина фильтров ПФ1, ПФ2; $P_m = U_m^2 / 2$ – мощность ФМНС; $\Delta\omega_0$, $\Delta\varphi_0$ – разность частот и фаз ФМНС и напряжения СЧ.

Выражения для отсчетов сигнала после обработки и усреднения в ФНЧЗ, ФНЧ4 приобретают следующий вид:

$$\begin{aligned} U'_{C\Phi 2}(n'_{\Phi 2}T_D, jT_D) &= K_n P_m^2 r_S(jT_D) \cos 2\Delta\omega_0 jT_D; \\ U'_{S\Phi 2}(n'_{\Phi 2}T_D, jT_D) &= K_n P_m^2 r_S(jT_D) \sin 2\Delta\omega_0 jT_D, \end{aligned}$$

где $n'_{\Phi 2}$ – количество усреднений отсчетов в фильтрах ФНЧЗ и ФНЧ4 с постоянной времени $T_2 = n'_{\Phi 2}T_D$; $r_S(jT_D)$ – коэффициент автокорреляции ГС при временном сдвиге ПЛЗ $\tau_{ЛЗ} = jT_D$.

На этапе сокращения диапазона неопределенности по частоте ФМНС осуществляется оценка центральной частоты излучения в соответствии с алгоритмом:

$$\hat{f}'_0 = \frac{1}{2\pi j T_D} \operatorname{arctg} \frac{U'_{S\Phi 2}(iT_D, jT_D)}{U'_{C\Phi 2}(iT_D, jT_D)}.$$

Среднеквадратическая погрешность оценивания частоты [2] равна

$$\begin{aligned} \sigma_{f'_0} &= \frac{\sqrt{\chi}}{S_1 g_{AЧД5}}; \quad S_1 = 2\pi j T_D, \\ g_{AЧД5} &= \frac{r(\tau_2) g_\phi^2 \sqrt{\Delta f_\phi T}}{\sqrt{1 + r_{n1}^2(\tau_2) + 2g_\phi^2 [1 + r(\tau_2) r_{n1}(\tau_2)]}}; \quad g_\phi = \frac{g_{ax}^2 \sqrt{\Delta f_n / \Delta f_\phi}}{\sqrt{1 + 2g_{ax}^2}}, \\ r(\tau_2) &= 1 - \frac{|\tau_2|}{T_2}; \quad r_{n1}(\tau_2) = \sin c(\pi \Delta f_\phi \tau_2), \end{aligned}$$

где $g_{AЧД5}$ – отношение сигнал/шум на выходе ЧД5, S_1 – крутизна дискриминационной характеристики ЧД5.

Величина смещения j определяется, исходя из требуемого диапазона однозначного отсчета частоты:

$$j = \left\lceil 1 / (4\Delta f_\phi T_D) \right\rceil; \quad \Delta f_{0AЧД5} = 1 / 2 j T_D,$$

где $\lceil x \rceil$ – означает округление в большую сторону.

Требуемое количество усреднений $n'_{\Phi 2}$ отсчетов в фильтрах ФНЧЗ и ФНЧ4 примет вид

$$n'_{\Phi 2} = \left\lceil \frac{8(1 + r_{n1}^2(\tau_2) + 2g_\phi^2 [1 + r(\tau_2) r_{n1}(\tau_2)])}{\sigma_{f'_0}^2 S_1^2 \chi^2 r^2(jT_D) g_\phi^4 \Delta f_\phi T_D} \right\rceil.$$

Для обеспечения однозначного отсчета частоты на этапе точного оценивания частоты необходимо, чтобы $\sigma_{f'_0} = \Delta f_{OTO} / 4$, где Δf_{OTO} – диапазон однозначного

отсчета частоты на этапе точного оценивания частоты, что достигается соответствующим выбором количества усреднений $n_{\phi 2}$.

На этапе точного оценивания частоты коммутаторы $K1, K2$ устанавливаются в состояние, при котором на их выходы скоммутированы входы 2 и 3 соответственно. Величина смещения $j = T_K / T_D$ устанавливается в район максимума второго лепестка автокорреляционной функции, $n_{\phi 2} = T_1 / T_D$. Оценка частоты ФМНС производится в соответствии с алгоритмом

$$\hat{f}_{TO} = \frac{1}{2\pi T_K} \arctg \frac{U_{S\phi 2}''(iT_D, jT_D)}{U_{C\phi 2}''(iT_D, jT_D)}.$$

Среднеквадратическая погрешность точного оценивания частоты определяется следующими выражениями [2]:

$$\sigma_{f_{TO}} = \frac{\sqrt{\chi}}{S_2 g_{AЧД2}}; S_2 = 2\pi T_K.$$

Диапазон однозначного отсчета составляет $\Delta f_{0TO} = 1/2T_K$.

Примем за базовую операцию ЦОС рассмотренного алгоритма операцию МАС - умножения с накоплением, которая на аппаратном уровне поддерживается большинством процессоров цифровой обработки [7] и выполняется за один машинный цикл.

Анализируя полученные соотношения, можно сделать вывод, что наиболее требовательными к вычислительному ресурсу являются этапы поиска и допоиска кодового интервала, поскольку на этапе поиска рассчитываются $\Delta T_K / \tau_{Ш1}$ точек корреляционной функции, на этапе допоиска – $T_{\phi} / \tau_{Ш2}$. На прочих же этапах обработка ведется только для одной фиксированной точки. Так как $\Delta T_K / \tau_{Ш1} > T_{\phi} / \tau_{Ш2}$, $N_{AOn} \gg N_{\phi 1}$, $N_{AOn} \gg N_{МОД}$, где N_{AOn} , $N_{\phi 1}$, $N_{МОД}$ – количество операций при реализации автокорреляционной обработки на этапе поиска, фильтрации и квадратурной обработки, то требуемая производительность при реализации алгоритма равна

$$\rho = \max\{p_i\} = \rho_1 = \frac{N_{MAC1}}{T_{\Pi}} \approx \frac{4n_{\phi 2}}{T_{\Pi}} \left(\frac{\Delta T_K}{\tau_{Ш1}} \right),$$

где ρ_i – требуемая производительность вычислительных средств на i -м этапе обработки; ρ_1 – требуемая производительность на этапе поиска кодового интервала.

При использовании дискретно-поисковой процедуры автокорреляционного ЭА, рассмотренного в [4], среднее время поиска и обнаружения $T_{\Pi 1}$ равно

$$T_{\Pi 1} = \frac{N_{\Pi} T_1}{2}, N_{\Pi} = \frac{\Delta T_K}{\tau_{Ш1}},$$

где N_{Π} – количество шагов поиска.

При использовании дискретно-поисковой процедуры рассматриваемого алгоритма среднее время поиска составит:

$$T_{\Pi} = \frac{N_{AOн}}{\rho}, T_{\Pi} \geq T_1,$$

где ρ – производительность вычислительного устройства.

Таким образом, при реализации синтезированного алгоритма появляется возможность минимизировать время поисковой процедуры. Минимально достижимое время при этом составляет $T_{\Pi \min} = T_1$, необходимое для правильного обнаружения сигнала. В зависимости от возможностей вычислительных средств, время поиска может задаваться в диапазоне от T_1 до $T_{\Pi 1}$. Быстродействие алгоритма:

$$T = \frac{N_{AOн}}{\rho} + \frac{N_{AOдн}}{\rho} + T_2 + 2T_1.$$

Размеры массивов данных $M1, M2, M3, M4$ в байтах определяются следующими выражениями:

$$N_{M1} = N_{M2} = \frac{T_K n_D}{T_D} \cdot \frac{1}{8}; N_{M3} = N_{M4} = \frac{\Delta T_K n_{KKФ}}{\tau_{Ш1}} \cdot \frac{1}{8},$$

где n_D – разрядность данных на выходах ФНЧ1, ФНЧ2; $n_{KKФ} = n_D + \lceil \log_2(n_{Ф2} / k_n) \rceil$ – разрядность коэффициентов корреляционной функции; k_n – нормирующий коэффициент.

Частота обращений к памяти массивов данных $M1, M2$:

$$F_{M1} = \frac{n_D}{n_{M1}} \frac{T_1}{T_D} \left(2 \frac{\Delta T_K}{\tau_{Ш1}} + 1 \right) \frac{1}{T_{\Pi}},$$

где n_{M1} – разрядность шины данных памяти массивов $M1, M2$.

Частота обращений к памяти массивов данных $M3, M4$:

$$F_{M2} = \frac{n_{KKФ}}{n_{M2}} \frac{\Delta T_K}{\tau_{Ш1}} \left(2 \frac{T_1}{T_D} + 1 \right) \frac{1}{T_{\Pi}},$$

где n_{M2} – разрядность шины данных памяти массивов $M3, M4$.

Для иллюстрации полученных соотношений для цифрового адаптивного автокорреляционного ЭА с нелинейным преобразованием рассмотрим пример со следующими исходными данными: $\Delta f_n = 2 \cdot 10^7$ Гц; $T_1 = 2 \cdot 10^{-2}$ с; $T_2 = 1,36$ с; $\sigma_{\Gamma} = \sigma_{СЧ} \ll \sigma_{ТО}$; $g_{BX}^2 = -14,42$ дБ; $T_{Kn} = 10^{-4}$ с; $T_{Kв} = 10^{-3}$ с; $T_{Эн} = 10^{-7}$ с; $T_{Эв} = 10^{-6}$ с; $f_s \in [(f_0 - (\Delta f_n + \Delta f_c) / 2), (f_0 + (\Delta f_n - \Delta f_c) / 2)]$.

На этапе поиска, допоиска, обнаружения и грубого оценивания ЭА обеспечивает следующие характеристики помехоустойчивости и погрешности оценки \hat{T}_K , $\sigma_{f_{ГО}}$ при $\tau_{Ш1} = 0,5T_{\ominus}$; $\tau_{Ш2} = 0,05T_{\ominus}$; $D_A = 0,99$; $\alpha = 10^{-6}$; $\sigma\tau/T_{Кв} = 8 \cdot 10^{-5}$; $\sigma_{f_{ГО}} = 28,9$ кГц; $\sigma_{f_{ГО}}' = 11,6$ кГц; $T_{П} = 2$ с; $T_{ДП} = 0,1$ с; $T_{ГО} = 20$ мс, где $\sigma_{f_{ГО}}$, $\sigma_{f_{ГО}}'$ – погрешность оценивания частоты до и после согласования полосы пропускания ФНЧ1, ФНЧ2 с шириной спектра сигнала; $T_{П}$, $T_{ДП}$, $T_{ГО}$ – время поиска, допоиска и грубого оценивания частоты.

Для сравнения, в случае использования автокорреляционного ЭА, рассмотренного в [4], среднее время поиска и обнаружения составит $T_{П1} = 20$ с.

На этапе автокорреляционной обработки с нелинейным преобразованием ЭА обеспечивает следующие характеристики при $\Delta f_{\phi} = 4\sigma_{f_{ГО}}' = 46,3$ кГц; $\sigma_{f_0}' = 125$ Гц; $T_2 = 1,36$ с. В случае исключения этапов подстройки полосы пропускания ФНЧ1, ФНЧ2 требуемое время составит $T_2' = 2,37$ мин.

На этапе точного оценивания частоты ЭА обеспечивает погрешность оценивания частоты $\sigma_{f_{ГО}} = 29$ Гц при времени интегрирования, равном T_1 . Быстродействие синтезированного алгоритма составляет $T = 2,5$ с.

При $\Delta T_K = 10^{-4}$ с, $n_{\phi 1} = 32$, $n_{\phi 2} = 8 \cdot 10^5$, $n_{д} = n_{ККФ} = 8$, $n_{M1} = n_{M2} = 64$ получаем следующие требования к характеристикам вычислительных средств: $\rho = 1,6 \cdot 10^9$ оп/с, $N_{M1} = N_{M2} = 40 \cdot 10^3$ байт; $N_{M3} = N_{M4} = 2 \cdot 10^3$ байт; $F_{M1} = F_{M2} = 200$ МГц.

Таким образом, синтезированный цифровой адаптивный автокорреляционный ЭА для рассмотренных исходных данных имеет значительный выигрыш в быстродействии на этапах поиска и измерения частоты и может быть построен на современной элементной базе.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
2. Дятлов А.П. Радиоэлектронная борьба со спутниковыми радионавигационными системами. – М.: Радио и связь, 2004. – 226 с.
3. Филимонов Д.В. Сравнительный анализ обнаружителей спутниковых радионавигационных сигналов // Роль системотехники в инженерных исследованиях: Тезисы докл. III Всерос. конф. (Таганрог, 2–3 ноября 2009 г.). – Таганрог, 2009. – С.9-10.
4. Дятлов А.П., Кульбикаян Б.Х. Радиомониторинг излучений спутниковых радионавигационных систем. – М.: Радио и связь, 2006. – 270 с.
5. Филимонов Д.В. Структура аппаратно-программных средств комплекса радиомониторинга // Техническая кибернетика, радиоэлектроника и системы управления: Тезисы докл. IX Всерос. конф. (Таганрог, 23–24 октября 2008 г.). – Таганрог, 2008. – С. 38-40.
6. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
7. Mixed-Signal and DSP Design Techniques. Edited by Walt Kester. – URL: <http://www.analog.com> (дата обращения 10.11.2009).

Филимонов Дмитрий Викторович

Технологический институт Федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: D.V.Filimonov@mail.ru.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 89034322224.

Filimonov Dmitry Viktorovich

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: D.V.Filimonov@mail.ru.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: 89034322224.

УДК 621.396

А.О. Касьянов, С.И. Заковоротный

**РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
РАССЕЯНИЯ ПЛОСКОЙ МИКРОПОЛОСКОВО-ШТЫРЕВОЙ
РЕКТЕННОЙ РЕШЕТКИ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ТИПА**

Приводятся результаты численного исследования характеристик рассеяния волн печатными элементами микрополосково-штыревых переизлучателей, находящихся в составе ректенной решетки. Полученные в ходе численного моделирования результаты свидетельствуют об адекватности разработанной математической модели.

Микрополосково-штыревой переизлучатель; численное исследование; импеданс; коэффициент отражения; поляризационная матрица рассеяния.

A.O. Kasyanov, S.I. Zakovorotniy

**THE NUMERICAL RESULTS OF FLAT MICROSTRIP-STUBS RECTENNA
ARRAY SCATTERING CHARACTERISTICS STUDY**

In paper results of testing of algorithm for calculation of scattering behaviors from the combined microstrip radiators being in array are resulted. The results received during numerical modeling, confirm to adequacy of the developed mathematical model.

The microstrip-stubs rectenna; numerical research, an impedance; scattering characteristics; the polarization scattering matrix.

В [1] разработана математическая модель микрополосково-штыревой ректенной решетки, позволяющая на электродинамическом уровне анализировать многоэлементные печатные структуры как компоненты беспроводных энергосистем. Целью работы является численное исследование характеристик рассеяния плоской микрополосково-штыревой ректенной решетки отражательного типа.

Управление токами в микрополосково-штыревой отражательной решетке посредством выбора импедансов, числа и мест подключения штырей. В [2] приведены результаты численного исследования математической модели микрополосково-штыревой отражательной антенной решетки для случая идеально проводящих штырей. Исследуем влияние на распределения токов на конструкции