



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-7-40-48>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.396.96

## МЕЖДУПЕРИОДНОЕ КОГЕРЕНТНОЕ НАКОПЛЕНИЕ ПРИНЯТОГО СИГНАЛА ПРИ ПЕРЕМЕННОМ ПЕРИОДЕ ПОВТОРЕНИЯ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

С.Р. ГЕЙСТЕР, П.Г. СЕМАШКО

ОАО «АЛЕВКУРП» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 28 июня 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2021

**Аннотация.** Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала обеспечивает рост отношения сигнал / помеха и просто реализуется при фиксированном периоде повторения зондирующих сигналов. На практике в импульсных радиолокационных станциях используют переменный период повторения для защиты от «слепых» скоростей. Разработаны алгоритмы междупериодного когерентного накопления при переменном периоде повторения и выявлены их особенности, которые целесообразно учитывать при практической реализации в радиолокационных станциях. Эти особенности определяют сложность алгоритма междупериодного когерентного накопления, интервал обзора по радиальной скорости (доплеровской частоте) и особенности спектра. Разработан алгоритм с одновременно реализуемыми междупериодным когерентным накоплением принятого сигнала и однократной череспериодной компенсацией мешающих отражений в спектральной области при переменном периоде повторения зондирующих сигналов. Представлены количественные показатели, полученные путем моделирования, и проведен сопоставительный анализ.

**Ключевые слова:** прореживание по времени, амплитудно-скоростная характеристика, быстрое преобразование Фурье.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Гейстер С.Р., Семашко П.Г. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала при переменном периоде повторения зондирующего сигнала. Доклады БГУИР. 2021; 19(7): 40-48.

## INTERPERIOD COHERENT INTEGRATION OF THE RECEIVED SIGNAL WITH A VARIABLE REPETITION PERIOD OF THE PROBING SIGNAL

SERGEY R. HEISTER, PAVEL G. SEMASHKO

JSC "ALEVKURP" (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 28 June 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2021

**Abstract.** Interperiod coherent integration of the received signal provides an increase in the signal-to-noise ratio and is simply implemented with a fixed repetition period of the probing signals. In practice, pulsed radars use a

variable repetition period to protect against blind speeds. The algorithms of the interperiod coherent integration with a variable repetition period have been developed and their features have been revealed, which are advisable to take into account in the practical implementation in the radars. These features determine the complexity of the interperiod coherent integration algorithm, the radial velocity (Doppler frequency) survey interval and the spectrum features. An algorithm is developed with simultaneous interperiod coherent integration of the received signal and a single-delay clutter cancelation in the spectral domain in the case of variable repetition period of the probing signals. The quantitative indicators obtained by modeling are presented and a comparative analysis is carried out.

**Keywords:** time decimation, MTI frequency response, fast Fourier transform.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Heister S.R., Semashko P.G. Interperiod coherent integration of the received signal with a variable repetition period of the probing signal. Doklady BGUIR. 2021; 19(7): 40-48.

## Введение

Необходимость однозначного измерения дальности удовлетворяется использованием импульсного зондирующего сигнала (ЗС) с периодом повторения  $T_r$ , соответствующим требуемому интервалу однозначного измерения дальности  $r_{ir}$ , то есть  $T_r \geq \frac{2r_{ir}}{c}$ . Это требование, как правило, входит в противоречие с требованием отсутствия «слепых» скоростей в интервале от минимальной  $V_{min}$  до максимальной  $V_{max}$  скоростей объектов. «Слепые» скорости появляются при работе устройств когерентной компенсации (КК) мешающих отражений (МО) и следуют с интервалом  $V_{sl} = \frac{\lambda}{2} F_r$ , где  $F_r = \frac{1}{T_r}$  – частота повторения ЗС.

Для устранения «слепых» скоростей [1–4] в диапазоне до значения  $V_{max}$  при импульсном ЗС используют переменный период повторения зондирующих импульсов (например,  $T_{r1}$  и  $T_{r2}$ ,  $T_{r1}$ ,  $T_{r2}$  и  $T_{r3}$  и т. д.). При использовании двух периодов повторения интервал  $\Delta T_r = (T_{r2} - T_{r1})$  выбирается исходя из требования  $\Delta T_r \leq \frac{\lambda}{2V_{max}}$ . Если это условие выполняется, то устройство ККМО будет иметь такую амплитудно-скоростную характеристику [3], для которой первая «слепая» скорость будет равна  $V_{sl1} = \frac{\lambda}{2\Delta T_r}$ .

Окончание когерентной обработки на этапе когерентной компенсации МО было логично в 60–70-х годах прошлого века, так как на том этапе отсутствовали дешевые и малогабаритные аппаратно-программные средства, обеспечивающие междупериодное когерентное накопление (МПКН) в наборе элементов разрешения по дальности с образованием матрицы «дальность – скорость». Кроме того, МПКН при некогерентном передатчике с фазированием когерентного гетеродина считалось нелогичным. В конце 90-х годов прошлого века осмыслена логичность когерентного накопления при некогерентном передатчике, а в последующие десятилетия появились требуемые программно-аппаратные средства. Поэтому существует реальная возможность модернизации имеющихся радиолокационных станций (РЛС) старого парка с целью повышения их помехозащищенности.

В связи с этим целесообразна разработка и использование алгоритмов МПКН при переменном периоде повторения ЗС, а также поиск вариантов алгоритмов, требующих минимальное количество вычислительных процедур и оперативной памяти.

Важно отметить, что в процессе обзора по дальности устройство МПКН в импульсных РЛС может использоваться как совместно с устройством ККМО в интервалах радиальной дальности с МО, так и без него (устройство ККМО выключается) в остальных интервалах, где МО отсутствуют. В последнем случае это позволит избежать потерь в мощности отраженного сигнала в соответствии с амплитудно-скоростной характеристикой устройства ККМО.

### Междупериодное когерентное накопление при постоянном периоде повторения ЗС

Алгоритм МПКН в одном элементе разрешения по дальности (для заданного времени запаздывания  $t_z$ ) соответствует алгоритму прямого дискретного преобразования Фурье (ДПФ):

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + nT_r) \exp(-i2\pi f_g nT_r), \quad g = \overline{0, N_{FT}-1}, \quad (1)$$

где  $U_{ps}(t_z + nT_r)$  – временной отсчет принятого сигнала в  $n$ -м периоде повторения ЗС для элемента дальности с задержкой  $t_z$ ;  $f_g$  – резонансная частота  $g$ -го цифрового фильтра, на выходе которого формируется комплексная амплитуда  $\xi_g$  накопленного сигнала;  $N_{FT}$  – количество периодов зондирования в интервале когерентного накопления  $T_{KN} = N_{FT}T_r$ .

В общем случае количество фильтров  $N_{FT}$  и интервал их расстановки могут быть произвольными. Если принять  $f_g = \frac{F_r}{N_{FT}}g$ ,  $g = \overline{0, N_{FT}-1}$ , то выражение (1) преобразуется к простому виду  $\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + nT_r) \exp\left(-i2\pi \frac{ng}{N_{FT}}\right)$ ,  $g = \overline{0, N_{FT}-1}$ , а при количестве фильтров  $N_{FT}$ , равном числу  $2^k$  ( $k$  – целое число), может быть использовано быстрое преобразование Фурье (БПФ).

### Междупериодное когерентное накопление при двух чередующихся периодах повторения ЗС

В этом случае зондирующий сигнал представляет собой когерентную последовательность одиночных зондирующих радиоимпульсов, следующих с чередующимися периодами повторения  $T_{r1}$  и  $T_{r2}$  вида  $u_N(t) = E_0 \sum_{n=0}^{N_{ZS}-1} U_0(t-t_n) \exp(i2\pi f_0 t)$ , где  $E_0$ ,  $f_0$  – амплитуда и несущая частота ЗС;  $U_0(t)$  – комплексный закон модуляции одиночного ЗС;  $t_n$  – время задержки излучения  $n$ -го зондирующего импульса, которое определяется как  $t_n = \sum_{j=0}^n T_{rj}$ , где  $T_{rj}$  – интервал времени между  $j$ -м и  $(j-1)$ -м зондирующими импульсами (период повторения  $j$ -го зондирующего импульса), однако при  $j=0$  значение  $T_{rj} = 0$ .

Для определенности знаков компенсации фазы полагаем, что  $T_{r2} > T_{r1}$ .

Наиболее простой вариант (вариант 1) междупериодного когерентного накопления в  $g$ -м фильтре имеет вид

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + t_n) \exp(-i2\pi f_g t_n), \quad g = \overline{0, N_{FT}-1}. \quad (2)$$

Рациональным вариантом расстановки узкополосных фильтров когерентного накопления является интервал, близкий к ширине зубца междупериодного спектра сигнала:

$$\Delta F_{II} = 1/T_{KN}, \quad (3)$$

где  $T_{KN} = \sum_{j=0}^{N_{FT}-1} T_{rj}$  – длительность интервала когерентного накопления.

С учетом этого выражение (2) преобразуется к виду

$$\xi(g) = \sum_{n=0}^{N_{FT}-1} U_{ps}(t_z + t_n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g t_n), \quad g = \overline{0, N_{FT}-1}. \quad (4)$$

Интервал обзора по частоте в данном случае описывается выражением

$$F_{obz} = \Delta F_{II} N_{FT}. \quad (5)$$

С учетом (3) и значения  $T_{KN} = \sum_{j=0}^{N_{FT}-1} T_{rj}$  выражение (5) преобразуется к виду

$$F_{obz} = \frac{N_{FT}}{T_{KN}} = \frac{1}{T_{KN} / N_{FT}} = \frac{1}{T_{r\,mid}}, \quad (6)$$

где  $T_{r\,mid} = \frac{T_{KN}}{N_{FT}} \cong \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$  – среднее значение периода повторения ЗС. Степень приближения

$T_{r\,mid} = \frac{T_{KN}}{N_{FT}}$  к величине  $\frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$  в произвольном случае увеличивается по мере увеличения

$N_{FT}$  и является абсолютно точным при значениях  $N_{FT}$ , кратных числу 2.

Основной сложностью в практическом использовании (4) является необходимость хранения с точностью, исключающей критическое накопление ошибки, значений задержек ЗС  $t_n$ ,  $n = 0, N_{FT} - 1$ .

Существенное упрощение достигается при когерентном накоплении с использованием двух когерентных сумм четных и нечетных временных отсчетов сигналов, следующих через 2 периода повторения (вариант 2), с использованием фильтров когерентного накопления, для которых интервал расстановки фильтров, их количество и интервал обзора по частоте описываются выражениями (3), (5) и (6). Затем две полученные суммы когерентно складываются.

Четные и нечетные временные отсчеты в последовательности из  $N_{FT}$  отсчетов определяются следующим образом:

– четные отсчеты в последовательности  $U_1(n) = U_{ps}(t_z + t_{2n})$ ,  $n = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}$ ;

– нечетные отсчеты в последовательности  $U_2(n) = U_{ps}(t_z + t_{2n+1})$ ,  $n = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}$ .

В варианте 2 алгоритмы когерентного накопления при условии, что  $N_{FT}$  является четным числом, имеют вид:

– для четных отсчетов сигнала в последовательности из  $N_{FT}$  отсчетов формируется

первая сумма  $\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\overline{\frac{N_{FT}-1}{2}}} U_1(n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g (T_{r1} + T_{r2}) n)$ ,  $g = \overline{0, \frac{N_{FT}-1}{2}}$ , которая с учетом (3) преобразуется к виду

$$\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\overline{\frac{N_{FT}-1}{2}}} U_1(n) \exp\left(-i2\pi \frac{2n}{N_{FT}} g\right), g = \overline{0, \frac{N_{FT}-1}{2}}; \quad (7)$$

– для нечетных отсчетов сигнала в последовательности из  $N_{FT}$  отсчетов формируется вторая сумма

$$\xi_2(g) = \sum_{n=0}^{\overline{\frac{N_{FT}-1}{2}}} U_2(n) \exp(-i2\pi \Delta F_{II} g (T_{r1} + T_{r2}) n) = \sum_{n=0}^{\overline{\frac{N_{FT}-1}{2}}} U_2(n) \exp\left(-i2\pi \frac{2n}{N_{FT}} g\right), g = \overline{0, \frac{N_{FT}-1}{2}}. \quad (8)$$

Комплексные амплитуды  $\xi_1(g)$  и  $\xi_2(g)$  принадлежат одному и тому же  $g$ -му фильтру ДПФ (или БПФ), а их взаимный сдвиг по фазе  $\Delta\phi_{1-2}(g)$  определяется временем задержки нечетной последовательности отсчетов относительно четной, который равен  $T_{r1}$ .

$$\text{С учетом этого } \Delta\varphi_{1-2}(g) = 2\pi f_g T_{r1} = 2\pi \Delta F_{II} g T_{r1} = 2\pi \frac{g T_{r1}}{N_{FT} T_{r\text{mid}}} = 2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}}.$$

Итоговой процедурой варианта 2 когерентного накопления сигнала для каждого элемента дальности, характеризующегося задержкой  $t_z$ , является формирование суммы

$$\xi(g) = \xi_1(g) + \xi_2(g) \exp(-i\Delta\varphi_{1-2}(g)), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}.$$

При этом обзор по частоте выполняется в интервале  $[0, F_{obz}]$ , причем  $F_{obz}$  описывается выражением (6). Заметим, что число формируемых сумм как (7), так и (8) равно  $N_{FT}$ . Однако использование БПФ в данном варианте проблематично или нерационально (дополнение нулями), так как число слагаемых  $\frac{N_{FT}}{2}$  в суммах не соответствует числу  $N_{FT}$  фильтров.

Развитием варианта 2 является вариант 3, который является более простым благодаря уменьшению числа точек БПФ в 2 раза, но при этом сохраняет разрешающую способность и интервал однозначности по частоте. В варианте 3, в основе которого лежит ДПФ с прореживанием во времени при постоянном периоде дискретизации [6], алгоритм когерентного накопления включает следующие процедуры:

– для последовательности  $U_1(n)$ , состоящей из  $\frac{N_{FT}}{2}$  четных отсчетов, выполняется

ДПФ (БПФ) с числом точек  $\frac{N_{FT}}{2}$  вида

$$\xi_1(g) = \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_1(n) \exp\left(-i2\pi \frac{n}{N_{FT}/2} g\right), \quad g = \overline{0, \frac{N_{FT}}{2} - 1}; \quad (9)$$

– для последовательности  $U_2(n)$ , состоящей из  $\frac{N_{FT}}{2}$  нечетных отсчетов, выполняется

ДПФ (БПФ) с числом точек  $\frac{N_{FT}}{2}$  вида

$$\xi_2(g) = \sum_{n=0}^{\frac{N_{FT}-1}{2}} U_2(n) \exp\left(-i2\pi \frac{n}{N_{FT}/2} g\right), \quad g = \overline{0, \frac{N_{FT}}{2} - 1}; \quad (10)$$

– выполняется дублирование спектров (9) и (10), полученных в интервале частот  $[0, \frac{F_{obz}}{2}]$ , в интервале  $[0, F_{obz}]$ :

$$\xi_{DD1}(g) = \begin{cases} \xi_1(g) & \text{для } g = \overline{0, \frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ \xi_1\left(g - \frac{N_{FT}}{2}\right) & \text{для } g = \overline{\frac{N_{FT}}{2}, N_{FT} - 1}; \end{cases} \quad \xi_{DD2}(g) = \begin{cases} \xi_2(g) & \text{для } g = \overline{0, \frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ -\xi_2\left(g - \frac{N_{FT}}{2}\right) & \text{для } g = \overline{\frac{N_{FT}}{2}, N_{FT} - 1}; \end{cases}$$

– выполняется итоговая процедура объединения путем формирования сумм:

$$\xi(g) = \xi_{DD1}(g) + \xi_{DD2}(g) \exp(-i\Delta\varphi_{1-2}(g)), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}, \quad (11)$$

где фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_{1-2}(g)$  определяется частотой  $g$ -го фильтра и задержкой  $T_{r1}$  второй последовательности относительно первой:

$$\Delta\varphi_{1-2}(g) = \begin{cases} 2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}} \text{ для } g = 0, \overline{\frac{N_{FT}}{2} - 1}, \\ 2\pi \frac{g - \frac{N_{FT}}{2}}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}} \text{ для } g = \overline{\frac{N_{FT}}{2}}, N_{FT} - 1. \end{cases}$$

### Междупериодное когерентное накопление сигнала и реализация однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при двух чередующихся периодах повторения ЗС

В РЛС, разработанных в 50-х годах прошлого столетия, сигналы междупериодных разностей, принадлежащих одному элементу разрешения по дальности и сформированных на выходе устройства КМО, следуют [1] с постоянным периодом повторения  $T_{r\text{mid}} = \frac{T_{r1} + T_{r2}}{2}$ .

Междупериодные разности описываются выражением

$$U_{\Delta}(t_z, n) = U_{ps}(t_z + t_n) - U_{ps}(t_z + t_{n-1}), \quad n = \overline{0, N_{FT} - 1}, \quad (12)$$

причем используемые в (12) значения  $U_{ps}(t_z + t_{-1}) = 0$  и  $U_{ps}(t_z + t_{N_{FT}}) = 0$ .

Целесообразно и рационально в спектральной области одновременно выполнить две процедуры: когерентное накопление принятого сигнала и когерентную компенсацию МО.

Когерентное накопление  $U_{\Delta}(t_z, n)$ ,  $n = \overline{0, N_{FT} - 1}$  представляет собой формирование дискретного спектра путем ДПФ или БПФ. При разработке алгоритма целесообразно воспользоваться свойством сигнала [5], задержанного во времени. В соответствии с этим свойством прямое преобразование Фурье от разности сигнала и его копии, смещенной во времени на величину  $t_0$ , представляется в следующем виде:

$$\int_{-\infty}^{\infty} (U_s(t) - U_s(t - t_0)) \exp(-i\omega t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} U_s(t) \exp(-i\omega t) dt - \exp(-i\omega t_0) \int_{-\infty}^{\infty} U_s(x) \exp(-i\omega x) dx = G_s(\omega) - \exp(-i\omega t_0) G_s(\omega).$$

С учетом этого прямое ДПФ от разности (12) имеет вид

$$\xi_{\Delta}(g) = \xi(g) - \xi(g) \exp\left(-i2\pi \frac{g}{N_{FT}} \frac{2T_{r1}}{T_{r1} + T_{r2}}\right), \quad g = \overline{0, N_{FT} - 1}, \quad (13)$$

где комплексные амплитуды  $\xi(g)$ ,  $g = \overline{0, N_{FT} - 1}$  наиболее рационально с точки зрения простоты вычислений описать выражением (11).

В итоге выражения (11) и (13) описывают алгоритм одновременной реализации в спектральной области междупериодного когерентного накопления принятого сигнала и однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при переменном периоде повторения ЗС. Этот алгоритм использует прореживание по времени в процессе формирования четной и нечетной последовательностей принятых сигналов с удвоенным средним периодом, что обеспечивает существенное сокращение вычислительных процедур.

Сопоставление описанных алгоритмов выполнено на основе моделирования.

### Анализ результатов моделирования

Общие исходные данные для моделирования:

– периоды повторения зондирующих сигналов  $T_{r1} = 265$  мкс (величина

$$\frac{1}{T_{r1}} = 3773,585 \text{ Гц} \text{ и } T_{r2} = 280 \text{ мкс (величина } \frac{1}{T_{r2}} = 3571,429 \text{ Гц);}$$

– количество периодов повторения, укладывающихся в интервале МПКН, принято равным  $N_{FT} = 256$ . Соответственно, интервал МПКН  $T_{KN} = 128(T_{r1} + T_{r2}) = 69,76 \text{ мс}$ ;

– принятый сигнал является совокупностью отсчетов сигнала  $U(t) = \exp(-i2\pi f_{ds}t)$

в моменты времени  $t_n = \sum_{j=0}^n T_{rj}$ ,  $n = 0, N_{FT} - 1$ . Переменная  $f_{ds}$  является доплеровской частотой.

Моделирование обработки по описанным выше вариантам алгоритмов показало, что результаты, получаемые с использованием вариантов 1 и 2, являются абсолютно одинаковыми, а вариант 3 дает схожие результаты. Поэтому далее рассмотрим лишь наиболее важные особенности, порождаемые переменным периодом повторения.

На рис. 1, *a, b* представлены амплитудно-частотные спектры (АЧС) нефлуктуирующего сигнала с амплитудой  $A_0 = 1 \text{ о.е.}$  при  $f_{ds} = 0$  и  $f_{ds} = 500 \text{ Гц}$ , где о.е. – относительная единица.

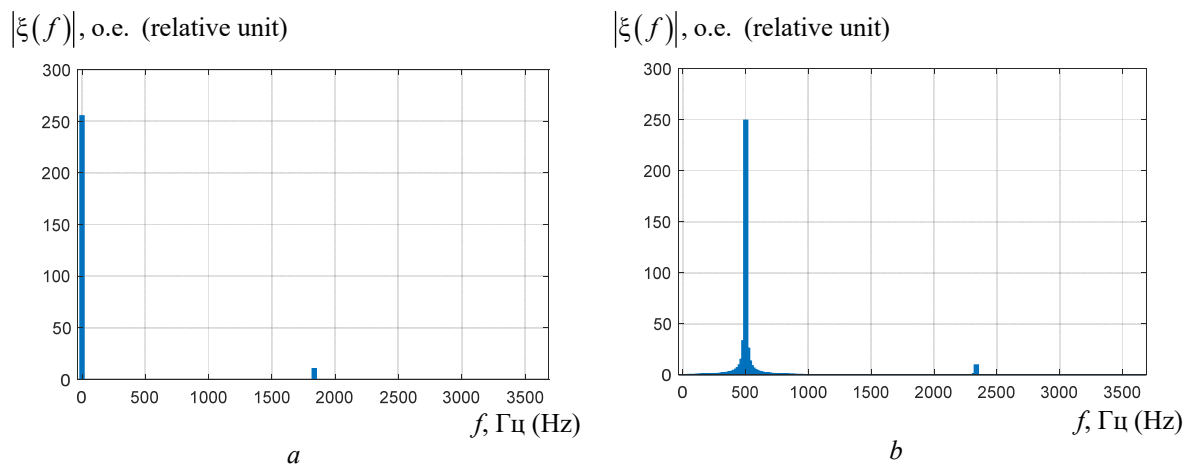


Рис. 1. АЧС принятого сигнала при  $f_{ds} = 0$  (*a*) и  $f_{ds} = 500 \text{ Гц}$  (*b*)

Fig. 1. Spectrum of the received signal with  $f_{ds} = 0$  (*a*) and  $f_{ds} = 500 \text{ Hz}$  (*b*)

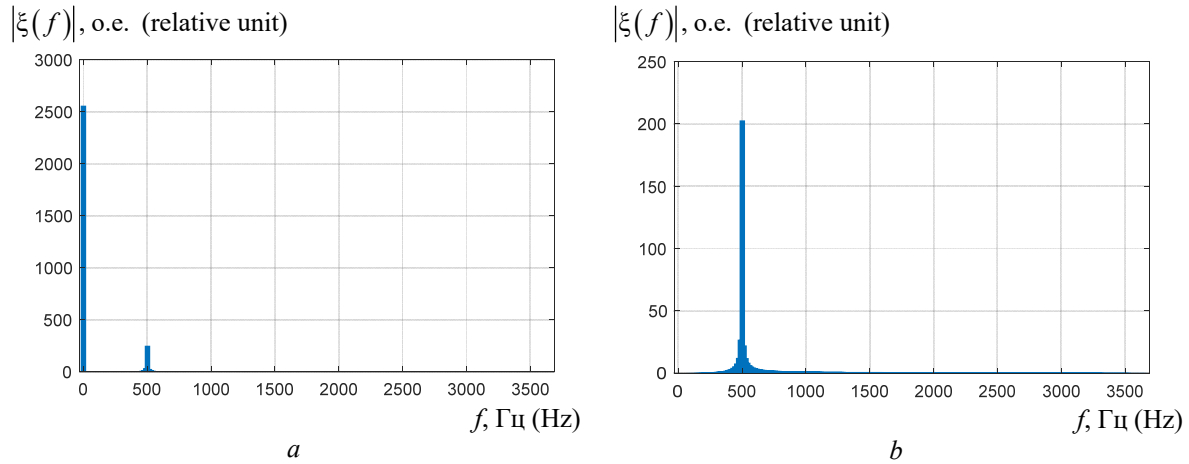
Однозначный спектральный анализ комплексного сигнала выполняется в частотном диапазоне  $F_{obz} = \frac{1}{T_{r\text{mid}}} = \frac{2}{T_{r1} + T_{r2}}$ . Для рассматриваемых условий моделирования  $F_{obz} = 3669,72477 \text{ Гц}$ . Первая «слепая» скорость при переменном периоде повторения находится в области доплеровской частоты  $f_{ds\text{Sl1}} \cong \frac{1}{\Delta T_r}$  и для рассматриваемых алгоритмов точно равна  $f_{ds\text{Sl1}} = 18,5 F_{obz}$  (см. рис. 3). В спектре сигнала имеются две спектральные составляющие – основная  $\xi_{osn}$  и дополнительная  $\xi_{dop}$ . Соотношение уровней основной и дополнительной составляющих зависит от соотношения величин  $F_{obz}$  и  $f_{ds}$ .

На рис. 2 представлены АЧС сигналов до когерентной компенсации МО (результат работы алгоритма (11)) и после ККМО (результат работы алгоритма (13)) для случая, когда принятый сигнал содержит мешающие отражения с амплитудой  $A_{01} = 10 \text{ о.е.}$  (без флуктуаций с  $f_{ds} = 0$ ) и полезный отраженный сигнал с амплитудой + и частотой  $f_{ds} = 500 \text{ Гц}$ .

Видно, что когерентная компенсация МО и когерентное накопление успешно реализуется на основе алгоритмов (11) и (13). Эффективность когерентной компенсации МО для случая отсутствия флуктуаций является идеальной – мешающие отражения компенсируются полностью.

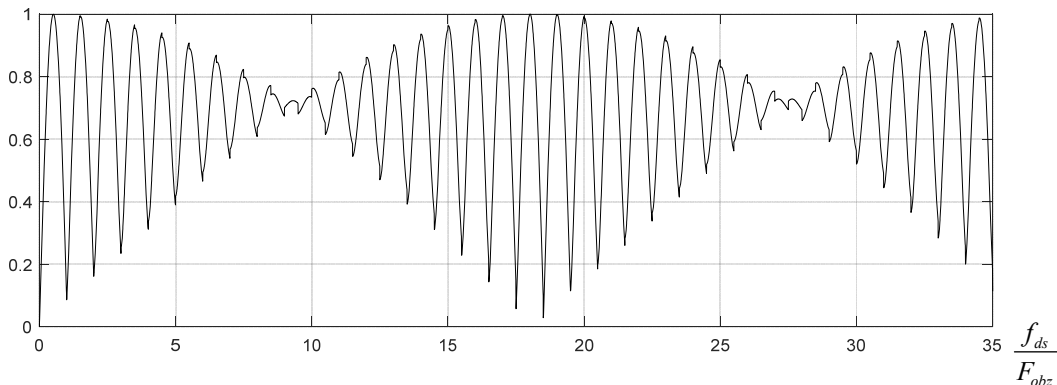
На рис. 3 представлена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)  $|K_I(f) \times K_{II}(f)|$

последовательно включенных устройств ККМО с АЧХ  $|K_I(f)|$  и МПКН с АЧХ  $|K_{II}(f)|$ , реализованных на основе алгоритмов (11) и (13). АЧХ получена с использованием суммы  $\sqrt{|\xi_{осн}|^2 + |\xi_{доп}|^2}$  основной и дополнительной составляющих. Этой АЧХ соответствует амплитудно-скоростная характеристика.



**Рис. 2.** АЧС суммы мешающих отражений с  $f_{ds} = 0$  и отраженного сигнала с  $f_{ds} = 500$  Гц до ККМО (а) и после ККМО (б)

**Fig. 2.** Spectrum of the sum of clutter with  $f_{ds} = 0$  and received signal with  $f_{ds} = 500$  Hz before clutter coherent compensation (a) and after its coherent compensation (b)



**Рис. 3.** АЧХ последовательно включенных устройств ККМО и МПКН, реализованных на основе алгоритмов (11) и (13)

**Fig. 3.** Frequency response of series-connected clutter canceler and interperiod coherent integrator, implemented according to algorithms (11) и (13)

### Заключение

Разработанные алгоритмы МПКН обеспечивают полноценное когерентное накопление принятого сигнала в интервале обзора по доплеровской частоте, равном среднему значению частоты повторения.

Алгоритм МПКН в варианте 3 обеспечивает переход к сокращению вычислительных процедур благодаря переходу от последовательности с переменным периодом повторения к двум последовательностям с постоянным периодом повторения со взаимным смещением во времени на величину, равную первому периоду повторения. Такой переход обеспечивает максимально полное использование преимуществ алгоритмов с прореживанием по времени.

Выражения (11) и (13) описывают алгоритм одновременной реализации в спектральной области междупериодного когерентного накопления принятого сигнала и однократной череспериодной компенсации мешающих отражений при переменном периоде повторения ЗС. Этот алгоритм также использует прореживание по времени, что обеспечивает существенное



сокращение вычислительных процедур. Алгоритм ККМО (13) в сочетании с (11) обеспечивает устранение эффекта «кромки» при компенсации МО, возникающего в традиционном устройстве череспериодного вычитания из-за невозможности обеспечить попарное вычитание для первого и последнего импульсов в пачке принятого сигнала с мешающими отражениями.

В итоге разработанные алгоритмы междупериодного когерентного накопления сигнала и междупериодной когерентной компенсации мешающих отражений при переменном периоде повторения позволяют реализовать полноценную междупериодную обработку принятого сигнала в импульсной РЛС с переменным периодом повторения.

### Список литературы

1. Бакулев П.А. *Радиолокационные методы селекции движущихся целей*. Москва: Оборонгиз; 1958.
2. *Справочник по радиолокации*. Под ред. Скольника М. Нью-Йорк; 1970. Пер. с англ. (в 4-х томах). Под общ. ред. Трофимова К.Н. Том 3. *Радиолокационные устройства и системы*. Под ред. Виницкого А.С. Москва: Сов. радио; 1978.
3. Охрименко А.Е. *Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Часть 1. Основы радиолокации*. Москва: Воениздат; 1983.
4. Бакулев П.А., Степин В.М. *Методы и устройства селекции движущихся целей*. Москва: Радио и связь; 1986.
5. Баскаков С.И. *Радиотехнические цепи и сигналы*. Издание 3-е. М.: Высшая школа; 2000.
6. Оппенгейм А., Шафер Р. *Цифровая обработка сигналов*. М.: Техносфера; 2006.

### References

1. Bakulev P.A. [*Radar methods of moving target detection*]. Moscow: Oborongiz; 1958. (In Russ.)
2. [*Radar handbook*]. Editor Skolnik M.I. New-York; 1970. Transl. from Eng. (in 4 vol.). Editor Trophimov K.N. Vol 3. [*Radar devices and systems*]. Editor Vinitiski A.S. Moscow: Sov. radio; 1978. (In Russ.)
3. Okhrimenko A.E. [*Basics of radar and electronic warfare*]. Vol 1. [*Basics of radar*]. Moscow: Voenizdat; 1983. (In Russ.)
4. Bakulev P.A., Stepin V.M. [*Methods and devices for moving-target indication*]. Moscow: Radio i svyaz'; 1986. (In Russ.)
5. Baskakov S.I. [*Radio circuits and signals*]. 3-rd edition. Moscow: Vysshaya shkola; 2000. (In Russ.)
6. Oppenheim A., Schafer R. [*Digital signal processing*]. Moscow: Tehnosfera; 2006. (In Russ.)

### Вклад авторов / Authors' contribution

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

All authors equally contributed to the writing of the article.

#### Сведения об авторах

Гейстер С.Р., д.т.н., профессор, ведущий научный сотрудник ОАО «АЛЕВКУРП».

Семашко П.Г., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник ОАО «АЛЕВКУРП».

#### Information about the authors

Heister S.R., D.Sc., Professor, Leading Researcher at JSC "ALEVKURP".

Semashko P.G., PhD., Associate Professor, Leading Researcher at JSC "ALEVKURP".

#### Адрес для корреспонденции

223050, Беларусь, Минская обл., Минский р-н, Боровлянский с/с, д. Королев Стан, ул. Московская, 1 А, эт. 4, ком. 17, ОАО «АЛЕВКУРП»;  
e-mail: s-pa@mail.ru  
Семашко Павел Геннадьевич

#### Address for correspondence

223050, Belarus, Minsk region., Minsk district, Borovlyansky s/s, Korolev Stan village, Moscow Str., 1 A, floor 4, room 17, JSC "ALEVKURP";  
e-mail: s-pa@mail.ru  
Semashko Pavel Gennad'evich