

УДК 621.396.96

В.И. Климченко, А.В. Очкуренко, А.Н. Бовкун, П.А. Коваленко, В.Н. Куприй

Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ПРИ КОРРЕКЦИИ СПЕКТРА ПАССИВНЫХ ПОМЕХ В КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С НИЗКОСТАБИЛЬНЫМИ ПЕРЕДАТЧИКАМИ

Исследуется влияние адаптивного фильтра-корректора, включенного в тракт обработки эхо-сигналов, на эффективность работы систем СДЦ в РЛС с низкостабильными генераторными приборами. Анализ эффективности проводится при воздействии на РЛС пассивных помех различного уровня.

низкостабильные генераторные приборы, адаптивный фильтр-корректор

Введение

Основной причиной невысокой эффективности работы систем селекции движущихся целей (СДЦ) в РЛС с низкостабильными генераторными приборами являются большие уходы несущей частоты зондирующих сигналов (ЗС) от импульса к импульсу. Это влечет за собой разрушение межпериодной корреляции пассивных помех и снижение качества их компенсации. Уменьшить влияние частотной нестабильности на эффективность систем СДЦ можно с помощью введения в тракт обработки принятых сигналов корректирующих устройств. В [1, 2] показана возможность повышения эффективности работы системы СДЦ за счет уменьшения полосы пропускания приемника. Метод прост в технической реализации, однако имеет недостатки, связанные с ухудшением точности и разрешающей способности по дальности.

Более эффективным является использование адаптивных корректирующих устройств, реагирующих на текущие изменения несущей частоты ЗС и перестраивающих свои параметры в процессе работы. В [3, 4] предложен метод адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов и приведены результаты исследования влияния метода на эффективность системы СДЦ в случае колокольной формы зондирующего сигнала. В настоящее время остается неисследованным влияние предложенного метода на эффективность системы СДЦ при использовании зондирующих сигналов с прямоугольной формой огибающей и различных уровнях пассивной помехи.

Анализ литературы. Влияние частотных нестабильностей генераторов СВЧ на работу систем СДЦ изучено достаточно глубоко [5, 6] и большинство практических рекомендаций по устранению этого влияния сводится в основном к повышению стабильности генераторных приборов. Между тем известны способы снижения такого влияния за счет соответствующей обработки сигналов в приемных трактах РЛС. Первые попытки снизить влияние частотных нестабильностей генераторных приборов на эффективность систем СДЦ за счет уменьшения полосы пропускания приемника были предприняты еще в 70-ых годах [7]. Тогда же были высказаны и

предложения по адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов, учитывающей текущие изменения несущей частоты зондирующих сигналов. Однако последующего развития и практической реализации эти предложения не нашли ввиду ограниченных возможностей элементной базы того времени. Дальнейшие исследования были продолжены в 2003 году и результаты этих исследований приведены в работах [1, 2]. В последующих работах [3, 4] был предложен метод адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов, реагирующий на текущие изменения несущей частоты ЗС и предусматривающий введение в тракт обработки принятых сигналов специальных фильтров, обеспечивающих адаптивную коррекцию частотных характеристик тракта.

Целью статьи является исследование влияния адаптивного фильтра-корректора, включенного в тракт внутрипериодной обработки сигналов, на эффективность работы системы СДЦ. Анализ эффективности проводится для ЗС с прямоугольной формой огибающей и при различных уровнях ПП.

Результаты исследований

В настоящее время приблизительно 90% от общего состава радиолокационного парка Воздушных Сил Украины составляют РЛС, разработанные и изготовленные в период до 80-х годов прошлого столетия. Отличительной чертой практически всех этих РЛС является то, что в их передающих устройствах используются низкостабильные генераторные приборы. Вследствие этого коэффициент подпомеховой видимости не превышает 15...20 дБ [1, 3, 7], тогда как требуемая величина коэффициента подпомеховой видимости для РЛС, развернутых на среднепересеченной местности, должна составлять 30...35 дБ [5 – 7].

Таким образом, для достижения требуемого уровня эффективности работы системы СДЦ ($K_{пв}=30...35$ дБ), необходимо повысить $K_{пв}$ на 10...15 дБ. Достичь этого можно за счет уменьшения влияния нестабильности несущей частоты ЗС на степень компенсации ПП. Для решения этой задачи предлагается использовать метод адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов [3, 4].

Суть метода в том, что в каждом такте зондирования осуществляется смещение частотной характеристики адаптивного фильтра-корректора (АФК) относительно несущей частоты f_0 , на величину частотной расстройки зондирующего сигнала в противоположном направлении (рис. 1). При этом положение спектра сигналов на выходе фильтра-корректора остается неизменным относительно несущей частоты f_0 . Указанное свойство позволяет при дальнейшей обработке в системе СДЦ использовать одни и те же спектральные составляющие принимаемых сигналов, что приводит к повышению их между периодной корреляции.

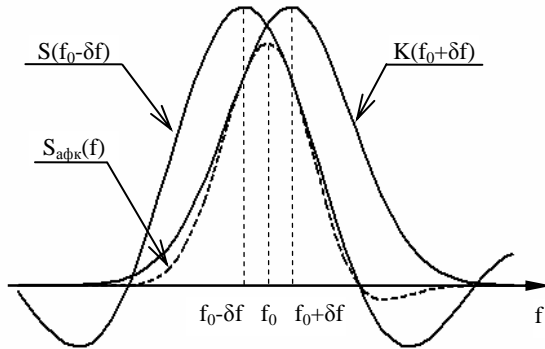


Рис. 1. Спектр зондирующего сигнала $S(f_0 - \delta f)$, АЧХ адаптивного фильтра-корректора $K(f_0 + \delta f)$ и спектр сигнала на выходе фильтра $S_{\text{афк}}(f)$

Оценим влияние АФК на эффективность работы системы СДЦ. В [10, с.216] показано, что в случае произвольного значения доплеровской добавки частоты при высокой между периодной корреляции ПП ($R(\tau) \sim 1$) схема череспериодной компенсации близка к оптимальной. Поэтому исследование влияния АФК на эффективность работы системы СДЦ, в случае применения АФК, проведем на примере систем СДЦ с однократным и двукратным череспериодным вычитанием (ЧПВ).

В качестве показателя эффективности системы СДЦ целесообразно использовать коэффициент подпомеховой видимости ($K_{\text{пв}}$) [2, 3]. При линейной обработке сигналов $K_{\text{пв}}$ определяется [9]:

$$K_{\text{пв}} = \frac{\mathbf{R}^{*T} \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^{*T} \cdot \mathbf{R}}{\mathbf{R}^{*T} \cdot \Phi \cdot \mathbf{R}}, \quad (1)$$

где Φ – корреляционная матрица помех; \mathbf{X} – вектор ожидаемого сигнала; \mathbf{R} – весовой вектор, определяемый как:

$$\mathbf{R} = \Phi^{-1} \cdot \mathbf{X}. \quad (2)$$

Корреляционная матрица помех для одно- и двукратного ЧПВ может быть представлена следующим образом:

$$\Phi_1 = \begin{bmatrix} 1 & \rho_T \\ \rho_T^* & 1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\Phi_2 = \begin{bmatrix} 1 & \rho_T & \rho_{2T} \\ \rho_T^* & 1 & \rho_T \\ \rho_{2T}^* & \rho_T^* & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Коэффициенты корреляции ρ_T и ρ_{2T} в общем случае определяются как результат произведения частных коэффициентов корреляции [5]. Основными из них являются коэффициенты, учитывающие частотную нестабильность генераторного прибора ($\rho_{\delta f}$), хаотическое перемещение отражателей ($\rho_{\text{отр}}(T)$), а также воздействие внутреннего шума приемника и изменение мощности ПП на выходе адаптивного фильтра-корректора ($b(\delta f)$):

$$\rho_T = b(\delta f) \cdot \rho_{\delta f} \cdot \rho_{\text{отр}}(T_{\text{п}}). \quad (5)$$

Частный коэффициент корреляции $\rho_{\delta f}$, учитывающий частотные нестабильности генераторного прибора, можно записать [8]:

$$\rho_{\delta f} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_c(f, \delta f_1) \cdot \dot{S}_c^*(f, \delta f_2) \cdot K(f, \delta f_1) \cdot K(f, \delta f_2)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S_c^2(f, \delta f_1) \cdot K^2(f, \delta f_1) \cdot df} \times \exp(j \cdot 2\pi f \cdot T_{\text{п}}) \cdot df} \times \frac{1}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S_c^2(f, \delta f_2) \cdot K^2(f, \delta f_2) \cdot df}}, \quad (6)$$

где $K(f, \delta f_1)$, $K(f, \delta f_2)$ – частотные характеристики адаптивного фильтра-корректора; $S_c(f, \delta f_1)$, $S_c(f, \delta f_2)$ – спектры зондирующих сигналов соседних тактов зондирования, смещенные относительно несущей частоты f_0 на величину δf_1 и δf_2 . Спектр прямоугольного сигнала $S_c(f, \delta f)$ можно представить [8]:

$$S_c(f, \delta f) = \frac{S_{\text{max}}}{i \cdot (2\pi f - 2\pi f_0 + 2\pi \delta f)} \times \frac{\exp(j \cdot 2\pi f \cdot T_{\text{п}}) \cdot df}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S_c^2(f, \delta f_2) \cdot K^2(f, \delta f_2) \cdot df}}, \quad (7)$$

где S_{max} – максимальная амплитуда в спектре зондирующего сигнала; $\tau_{\text{имп}}$ – длительность импульса.

В [3, 4] показано, что влияние внутренних шумов приемника и изменение мощности ПП на выходе АФК можно учесть с помощью множителя $b(\delta f)$:

$$b(\delta f) = \frac{q_{\text{пп/ш}}(\delta f)}{q_{\text{пп/ш}}(\delta f) + 1}, \quad (8)$$

где $q_{\text{пп/ш}}(\delta f)$ – зависимость отношения "ПП/шум" на выходе адаптивного фильтра-корректора от нестабильности несущей частоты ЗС.

При аппроксимации спектра ПП гауссовским законом [3-6] коэффициент корреляции $\rho_{\text{отр}}(T)$ определяется выражением:

$$\rho_{\text{отр}}(T_{\text{п}}) = \exp(-2\pi^2 \sigma_{\text{fпп}}^2 T_{\text{п}}^2), \quad (9)$$

где $\sigma_{\text{fпп}}$ – полуширина спектра флуктуаций ПП.

При выполнении (9) справедливо [5] соотношение:

$$\rho_{\text{отр}}(nT) = [\rho_{\text{отр}}(T)]^n. \quad (10)$$

С учетом (9, 10) коэффициент корреляции помеховых напряжений на выходе АФК через два пе-

риода следования зондирующих сигналов ρ_{2T} может быть представлен:

$$\rho_{2T} = b(\delta f) \cdot \rho_{\delta f} \cdot [\rho_{отр}(T)]^4. \quad (11)$$

Для расчета коэффициента подпомеховой видимости необходимо также описать вектор X . Вектор ожидаемого сигнала X можно представить как

$$X^T = \left[1 \quad e^{j4\pi \nu_r T / \lambda_0} \quad e^{j8\pi \nu_r T / \lambda_0} \quad \dots \right], \quad (12)$$

где ν_r – радиальная скорость помехи; T , λ_0 – соответственно период повторения и длина волны ЗС.

Введение в тракт обработки эхо-сигналов АФК приводит к изменению амплитуды обрабатываемых импульсов, то есть вызывает изменение вектора ожидаемого сигнала X . Учесть влияние фильтра на вектор X можно с помощью коэффициента $a(\delta f)$, который зависит от величины нестабильности несущей частоты:

$$a(\delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_c(f, \delta f) \cdot K(f, \delta f) df \Big/ \int_{-\infty}^{\infty} S_c(f, 0) \cdot K(f, 0) df, \quad (13)$$

Коэффициент $a(\delta f)$ определяет долю полезного сигнала на выходе фильтра-корректора по сравнению со случаем согласованной фильтрации и отсутствием рассогласования.

Таким образом, вектор ожидаемого сигнала X для одно- и двукратного ЧПВ запишется:

$$X_1 = \left| \frac{1}{e^{j4\pi \nu_r T / \lambda_0}} \right| \cdot a(\delta f), \quad (14)$$

$$X_2 = \left| \frac{1}{e^{j8\pi \nu_r T / \lambda_0}} \right| \cdot a(\delta f). \quad (15)$$

По соотношению (1) с учетом (2 – 15) был проведен расчет величины коэффициента подпомеховой видимости ($K_{пв}$). На рис. 2 приведены зависимости $K_{пв}$ от относительной частотной расстройки $\delta f / \Pi_0$ (Π_0 – ширина спектра сигнала) для одно- и двукратного череспериодного вычитания при отношении "ПП/шум" равном 40 дБ. На рис. 3 показаны зависимости $K_{пв}$ при использовании только двукратного ЧПВ для отношений "ПП/шум" равных 20, 40 и 60 дБ.

Из анализа результатов расчетов, представленных на рис. 2 и 3, следует, что введение в тракт внутрипериодной обработки сигналов АФК позволит значительно повысить эффективность работы системы СДЦ. Так при двукратном ЧПВ коэффициент подпомеховой видимости можно повысить на 8...11 дБ и обеспечить требуемый уровень $K_{пв}=30...35$ дБ (при уходах несущей частоты ЗС на 10...20% относительно ширины спектра сигнала).

Характер зависимостей, приведенных на рис. 3, позволяет сделать вывод, что выигрыш в коэффициенте подпомеховой видимости вследствие применения АФК носит локальный характер.

Существует только определенная область уходав несущей частоты ЗС, в пределах которой обеспечивается выигрыш.

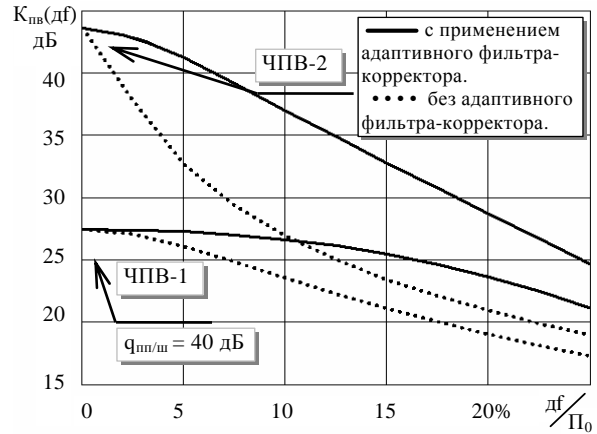


Рис. 2. Зависимости коэффициента подпомеховой видимости от частотной нестабильности генераторного прибора при одно- и двукратном ЧПВ

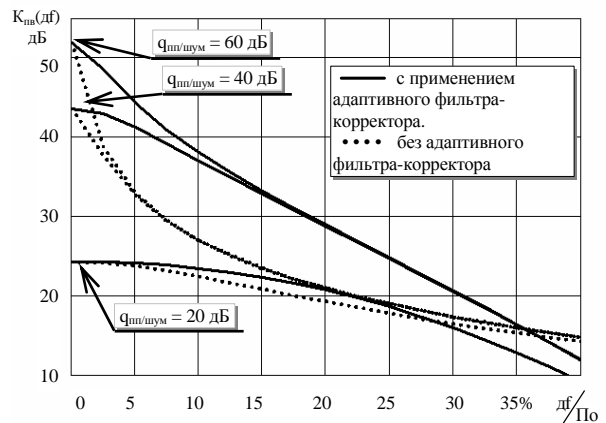


Рис. 3. Зависимость коэффициента подпомеховой видимости от частотной нестабильности генераторного прибора при двукратном ЧПВ и интенсивности ПП, равной 20, 40 и 60 дБ

Вне этой области применение адаптивного фильтра-корректора становится неэффективным. Так при отношении $q_{пп/ш} = 20$ дБ применение АФК является нецелесообразным, если нестабильность несущей частоты ЗС составляет 27% (относительно ширины спектра сигнала) и более. Для ПП с уровнем 60 дБ выигрыш в коэффициенте подпомеховой видимости можно получить, если нестабильность несущей частоты ЗС не превышает 36% относительно ширины спектра сигнала.

Из приведенных на рисунке 3 результатов расчетов также следует, что при адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов эффективность работы системы СДЦ значительно возрастает с увеличением уровня ПП. Так при $q_{пп/ш} = 40$ дБ и $q_{пп/ш} = 60$ дБ и уходе несущей частоты ЗС на 5% относительно ширины спектра сигнала применение АФК позволяет получить выигрыш в $K_{пв}$, равный 8 и 11 дБ соответственно. Повышение $K_{пв}$ с увеличением отношения "ПП/шум" объясняется тем, что при равных условиях большее отношение "ПП/шум" обеспечивает большее значение частного коэффициента корреляции $b(\delta f)$, а следовательно, и коэффициента между-периодной корреляции $\rho_T(\rho_{2T})$. Последнее обстоя-

тельство позволяет добиться большей глубины компенсации пассивных помех. Полученные результаты могут иметь как теоретическое, так и прикладное значение, являясь либо основой для модернизации существующих РЛС, например, П-37, П-18, П-19, 5Н84А, ПРВ-13, или же использованы при разработке перспективных простых, дешевых и надежных образцов радиолокационной техники.

Вывод

Использование адаптивного фильтра-корректора в РЛС разведки воздушного пространства, передающие устройства которых выполнены на низкостабильных генераторных приборах, позволит значительно увеличить эффективность систем СДЦ. При использовании зондирующих сигналов прямоугольной формы с типовыми значениями нестабильности их несущей частоты, равными 10...20% ширины спектра ЗС, коэффициент подпомеховой видимости можно повысить на 8...11 дБ и добиться требуемого уровня $K_{пв} = 30...35$ дБ.

Список литературы

1. Литвинов В.В., Климченко В.И., Малышев А.А., Очкуренко А.В. Повышение межпериодной корреляции пассивных помех в РЛС с низкостабильными генераторными приборами // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2004. – №7. – С. 43-49.
2. Климченко В.И., Малышев А.А., Очкуренко А.В., Бурковский С.И. Оценка эффективности систем СДЦ при

введении в тракт обработки принятых сигналов "обужающего" фильтра // Системы обработки информации. – 2004. – №10. – С. 61-71.

3. Литвинов В.В., Климченко В.И., Малышев А.А., Очкуренко А.В. Уменьшение нестабильности несущей частоты радиоимпульсов посредством адаптивной коррекции спектров эхо-сигналов // Системы обработки информации. – X. ХВУ, 2005. – № 1. – С. 24-32.

4. Климченко В.И., Очкуренко А.В. Эффективность систем СДЦ при введении корректирующих фильтров в тракт обработки эхо-сигналов // Системы обработки информации. – X. ХУВС, 2007. – № 5. – С. 54-58.

5. Кравченко Н.И. Отчет по НИР Косинус. Том 1. № 61397. – X.: ВИРТА ПВО им. Говорова Л.А., 1967. – 638 с.

6. Скольник М. Справочник по радиолокации. Том 3. – М.: Советское радио, 1979. – 528 с.

7. Литвинов В.В., Поляков В.И. Череспериодная автокомпенсация отражений от местности на волне 3 см при некогерентном излучении // Труды академии. – 1966. – №72. – С. 157-164.

8. Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. Примеры и задачи. – М.: Сов. радио, 1980. – 544 с.

9. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.

10. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.

Поступила в редколлегию 19.09.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. И.И. Обод, Национальный технический университет «ХПИ», Харьков