УДК 621.396.96

ЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ ПРИ ВВЕДЕНИИ КОРРЕКТИРУЮЩИХ ФИЛЬТРОВ В ТРАКТ ОБРАБОТКИ ЭХО-СИГНАЛОВ

д.т.н., проф. В.В. Литвинов, к.т.н. В.И. Климченко,
к.т.н. А.А. Малышев, А.В. Очкуренко

Исследуется эффективность работы систем селекции движущихся целей (СДЦ) в радиолокационных станциях (РЛС) с низкостабильными генераторными приборами при использовании в тракте обработки эхо-сигналов корректирующего фильтра.

Постановка проблемы. Наличие нестабильностей несущей частоты зондирующих импульсов приводит к ухудшению характеристик РЛС, в частности, к снижению показателей эффективности работы системы СДЦ. Одним из известных способов уменьшения влияния частотной нестабильности зондирующих сигналов на качество компенсации пассивных помех (ПП) является использование "обужающих" фильтров на этапе внутрипериодной обработки отраженных сигналов [1 – 3]. Способ обладает невысокой эффективностью, особенно при подавлении протяженных пассивных помех [2], и приводит к ухудшению точности измерения и разрешающей способности по дальности, но чрезвычайно прост в технической реализации. Поэтому указанный способ применим лишь в РЛС старого парка без существенной их доработки. При углубленной модернизации существующих РЛС более предпочтительным может оказаться способ частотной коррекции, при котором частотные характеристики приемных трактов автоматически адаптируются к частотным нестабильностям передающих устройств.

Анализ литературы. В РЛС с низкостабильными генераторными приборами осуществляется учет лишь долговременных уходов частоты с помощью систем автоматической подстройки частот (АПЧ) [4]. Влияние мгновенного ухода частоты генератора сверхвысоких частот (СВЧ) на работу систем СДЦ в существующих РЛС не учитывается. Попытки такого учета были предприняты в 70-х годах [3, 5], но практического воплощения не нашли ввиду ограниченных возможностей элементной базы того времени. Дальнейшие исследования этого вопроса осуществлялись лишь эпизодически [6 – 8] и не были доведены до практических рекомендаций.

© В.В. Литвинов, В.И. Климченко, А.А. Малышев, А.В. Очкуренко, 2005

Цель статьи – исследовать влияние корректирующего фильтра, введенного в тракт обработки принятых сигналов, на показатели эффективности работы системы СДЦ.

Исследование влияния корректирующего фильтра. Суть частотной коррекции состоит в том, что в каждом такте зондирования осуществляется смещение частотной характеристики фильтра, согласованной с формой спектра сигнала, относительно несущей частоты f_o на величину частотной расстройки зондирующего сигнала в противоположном направлении (рис. 1). При этом положение спектра сигналов на выходе корректирующего фильтра остается неизменным относительно несущей частоты f_o. Указанное свойство позволяет при дальнейшей обработке (в частности, в системе СДЦ) использовать одни и те же спектральные составляющие принимаемых сигналов, что приводит к повышению межпериодной корреляции сигналов.

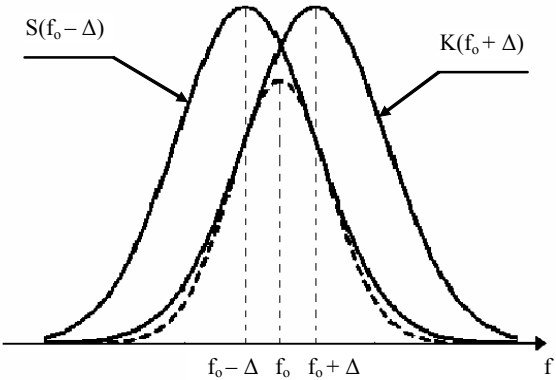

Рис. 1. Спектр сигнала сдвинутого на величину частотной растройки $S(f_o - \Delta)$, АЧХ корректирующего фильтра $K(f_o - \Delta)$, и спектр сигнала на выходе корректирующего фильтра

Эффект от применения такой частотной коррекции аналогичен обужению спектра обрабатываемых сигналов [1, 2]. Однако, при работе корректирующего фильтра выходные сигналы не меняют своей ширины спектра (по сравнению со случаем использования "обужающего" фильтра), а, следовательно, точность измерения и разрешающая способность по дальности остаются неизменными, что является несомненным достоинством этого способа.

Особенностью применения корректирующих фильтров является то, что частотные нестабильности генераторного прибора преобразуются в амплитудные межпериодные флюктуации выходного сигнала. Однако, эти флюктуации несложно учесть в дальнейшей обработке.

Исследования влияния корректирующего фильтра на эффективность работы системы СДЦ проводилось при следующих исходных условиях: отношение "пассивная помеха/шум" – 40 дБ; отношение "сигнал/шум" – 10 дБ; зондирующий сигнал – колокольной формы; система СДЦ выполнена на базе устройств с однократным и двукратным чересперiодным вычитанием (ЧПВ).

Оценим влияние корректирующего фильтра на межпериодную корреляцию ПП. Коэффициент межпериодной корреляции ПП ρ_T в общем случае определяется как результат произведения частных коэффициентов корреляции [2, 9]:

$$\rho_T = b(\Delta) \cdot \rho_\Delta \cdot \rho_{отр}(T), \tag{1}$$

где $b(\Delta)$ – частный коэффициент корреляции, учитывающий изменение мощности ПП на выходе корректирующего фильтра и воздействие внутреннего шума приемника; ρ_Δ – частный коэффициент корреляции, учитывающий частотную нестабильность генераторного прибора; $\rho_{отр}(T)$ – частный коэффициент корреляции, учитывающий хаотическое перемещение отражателей.

При аппроксимации спектра сигналов, отраженных от облаков хаотически перемещающихся отражателей, гауссовским законом [9, 10] коэффициент корреляции ПП определяется выражением:

$$\rho_{отр}(T_П) = \exp\left(-2\pi^2 \sigma^2_{f_{ПП}} T\right), \tag{2}$$

где $\sigma_{f_{ПП}}$ – полуширина спектра флюктуаций ПП.

При выполнении (2) справедливо [10] соотношение:

$$\rho_{отр}(nT_П) = \left[\rho_{отр}(T)\right]^{n^2}. \tag{3}$$

С учетом (2), (3) коэффициент корреляции помеховых напряжений на выходе корректирующего фильтра через два периода следования зондирующих сигналов может быть представлен как

$$\rho_{2T} = b(\Delta) \cdot \rho_\Delta \cdot \left[\rho_{отр}(T)\right]^4. \tag{4}$$

Коэффициент корреляции ρ_Δ, определяемый частотными нестабильностями генераторного прибора, удобней выразить в частотной области [11]:

$$\rho_\Delta = \frac{\int\limits_{-\infty}^{\infty} S_c(f,0) \cdot S(f,\Delta) \cdot K^2(f,\Delta) \cdot \exp(j \cdot 2\pi f \cdot \tau) \cdot df}{\sqrt{\int\limits_{-\infty}^{\infty} S^2(f,0) \cdot K^2(f,\Delta) \cdot df} \cdot \sqrt{\int\limits_{-\infty}^{\infty} S^2(f,\Delta) \cdot K^2(f,\Delta) \cdot df}}, \tag{5}$$

где, $S_c(f,\Delta)$ – спектр зондирующего сигнала, смещенный относительно несущей частоты f_o на величину Δ; Δ – среднеквадратическое значение ухода несущей частоты зондирующего сигнала; $S_c(f,0)$ – спектр зондирующего сигнала, не смещенный относительно f_o; $K(f,\Delta)$ – частотная характеристика корректирующего фильтра.

Учет влияния внутренних шумов приемника и изменения мощности ПП на выходе корректирующего фильтра осуществляется множителем $b(\Delta)$:

$$b(\Delta) = \frac{\sigma^2_{ПП}(\Delta)}{\sigma^2_{ПП}(\Delta) + \sigma^2_{Ш}(\Delta)} = \frac{q_{ПП/шум}(\Delta)}{q_{ПП/шум}(\Delta) + 1}, \tag{6}$$

где $\sigma^2_{ПП}(\Delta)$, $\sigma^2_{Ш}(\Delta)$ – соответственно мощность ПП и мощность внутреннего шума приемника на выходе корректирующего фильтра; $q_{ПП/ш}(\Delta)$ – отношение "ПП/шум" на выходе корректирующего фильтра.

Спектр колокольного сигнала $S_c(f,\Delta)$ можно представить как [1]:

$$S_c(f,\Delta) = S_{max} \cdot \exp\left(-\frac{(2\pi f - 2\pi f_0 - \Delta)^2 \cdot \alpha^2}{2}\right), \qquad (7)$$

где S_{max} – максимальная амплитуда в спектре зондирующего сигнала.

АЧХ корректирующего фильтра по форме согласована со спектром ЗС:

$$K(f,\Delta) = \exp\left(-\frac{(2\pi f - 2\pi f_0 - \Delta)^2 \cdot \alpha^2}{2}\right), \qquad (8)$$

где α – параметр сигнала, однозначно связанный с длительностью колокольного импульса и определяемый как

$$\alpha = \sqrt{\frac{\tau^2_{имп}}{8 \cdot (-\ln(d))}}, \qquad (9)$$

где $\tau_{имп}$ – длительность импульса; d – уровень, на котором определяется длительность импульса относительно максимума (для колокольных сигналов d = 0,46).

Зависимость коэффициента межпериодной корреляции ПП от относительной величины частотной расстройки $\Delta/П_0$ передатчика СВЧ приведена на рис. 2.

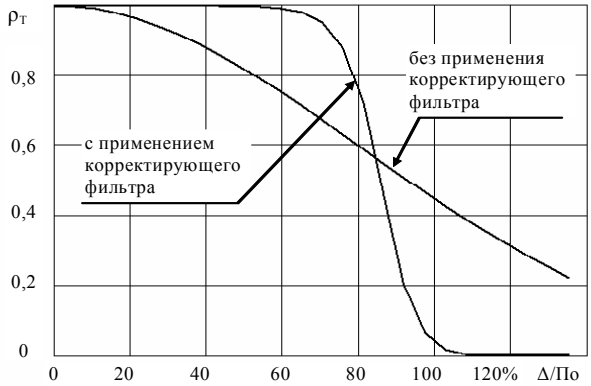

Рис. 2. Зависимость коэффициента межпериодной корреляции от величины частотной нестабильности генераторного прибора

Полученные результаты показывают, что использование корректирующего фильтра в приемном тракте позволяет существенно повысить межпериодную корреляцию эхо-сигналов при реально существующих уходах частоты генераторного прибора. При среднеквадратических отклонениях частоты генератора СВЧ на величину 10 – 15% относительно ширины спектра сигнала предлагаемый способ обработки принятых сигналов потенциально обладает гораздо большими возможностями по повышению эффективности работы системы СДЦ, чем использование "обужающих" фильтров [2]. При увели-

чении относительной величины частотной расстройки Δ/По передатчика СВЧ коэффициент межпериодной корреляции сигналов резко уменьшается и при 80-процентной расстройке применение корректирующего фильтра становится неэффективным.

Использование корректирующего фильтра приводит к нежелательному эффекту – уменьшению отношения "сигнал/шум" и "ПП/шум" по сравнению со случаем отсутствия рассогласования (Δ = 0). Рассмотрим характер изменения указанных отношений.

Отношение "сигнал/шум" на выходе корректирующего фильтра можно записать [11] как

$$q_{\text{сигнал / шум}}(\Delta) = \frac{\int\limits_{-\infty}^{\infty} S_c(f,\Delta)\cdot K(f,\Delta)\cdot df}{\sqrt{\int\limits_{-\infty}^{\infty} No\cdot K^2(f,\Delta)\cdot df}}. \qquad (10)$$

Зависимость изменения значений отношения "сигнал/шум" от относительной величины частотной расстройки на выходе корректирующего фильтра приведена на рис. 3.

При исследовании отношения "ПП/шум" необходимо учитывать, что отражения от ПП представляют собой случайный процесс, образованный в результате наложения отражений зондирующего сигнала от большого числа хаотически расположенных и взаимноперемещающихся отражателей. Если размеры зоны местных предметов или облака отражателей достаточно велики по отношению к линейным размерам элементов разрешения РЛС по координатам (что практически всегда выполняется для РЛС РТВ), а время наблюдения сигналов мало по сравнению с временем заметного изменения статистических свойств помехи в данном объеме, то пассивную помеху можно рассматривать как стационарный процесс. Такое допущение стационарности (квазистационарности) принимается в ряде работ [5, 9 – 11].

Следовательно, если ПП рассматривается как стационарный случайный процесс, то расчет отношения "ПП/шум" необходимо проводить через спектр мощности помехи

$$q^2_{\text{ПП / шум}}(\Delta) = \frac{\int\limits_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ПП}}(f,\Delta)\cdot K^2(f,\Delta)\, df}{\int\limits_{-\infty}^{\infty} No\cdot K^2(f,\Delta)\, df}, \qquad (11)$$

где $S_{\text{ПП}}(f, \Delta)$ – спектральная плотность мощности ПП. Зависимость отношения "ПП/шум" от относительной величины частотной расстройки

Δ/По на выходе корректирующего фильтра приведена на рис. 4 и носит такой же характер, что и зависимость «сигнал/шум».

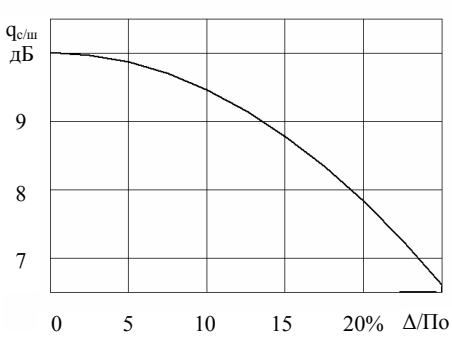

Рис. 3. Отношение "сигнал/шум" на выходе корректирующего фильтра

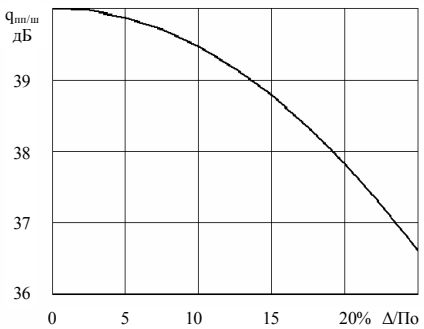

Рис. 4. Отношение "ПП/шум" на выходе корректирующего фильтра

Расчет коэффициента подпомеховой видимости. Так как применение корректирующего фильтра приводит к изменению как помеховой так и сигнальной составляющих (рис. 3 и 4), то в качестве показателя эффективности работы системы СДЦ целесообразно использовать коэффициент подпомеховой видимости ($К_{пв}$) [2]. При линейной обработке сигналов $К_{пв}$ определяется следующим образом[12]:

$$К_{пв} = \frac{R^{*т} \cdot X \cdot X^{*т} \cdot R}{R^{*т} \cdot \Phi \cdot R}, \qquad (12)$$

где Ф – корреляционная матрица помех; X – вектор ожидаемого сигнала; R – весовой вектор, определяемый как

$$R = \Phi^{-1} \cdot X. \qquad (13)$$

Вектор ожидаемого сигнала X_1 при оптимальной радиальной скорости движения цели и согласованной фильтрации для однократного ЧПВ можно представить как [12]:

$$X_1 = \begin{vmatrix} 1 \\ -1 \end{vmatrix}. \qquad (14)$$

Для двукратного ЧПВ вектор ожидаемого сигнала X_2 при тех же условиях представляется следующим образом:

$$X_2 = \begin{vmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \end{vmatrix}. \qquad (15)$$

Введение в тракт обработки эхо-сигналов корректирующего фильтра приводит к изменению амплитуды обрабатываемых импульсов, т.е. вызы-

вает изменение вектора ожидаемого сигнала X. Учесть влияние фильтра на вектор X можно с помощью коэффициента $a(\Delta)$, который определяет степень уменьшения амплитуды сигнала на выходе корректирующего фильтра по сравнению со случаем согласованной фильтрации:

$$a(\Delta) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_c(f,\Delta)\cdot K(f,\Delta)\cdot df}{\int_{-\infty}^{\infty} S_c(f,0)\cdot K(f,0)\cdot df}, \qquad (16)$$

где $K(f,0)$ – частотная характеристика корректирующего фильтра в случае отсутствия рассогласования ($\Delta = 0$).

Таким образом, вектор ожидаемого сигнала для одно- и двукратного ЧПВ можно представить следующим образом:

$$X_1 = \begin{vmatrix} a(\Delta) \\ -a(\Delta) \end{vmatrix}; \qquad (17) \qquad X_2 = \begin{vmatrix} a(\Delta) \\ -a(\Delta) \\ a(\Delta) \end{vmatrix}. \qquad (18)$$

Корреляционная матрица помех для однократного череспериодного вычитания может быть представлена следующим образом:

$$\Phi_1 = \begin{vmatrix} 1 & \rho_T \\ \rho_T^* & 1 \end{vmatrix}. \qquad (19)$$

Для двукратного ЧПВ корреляционная матрица помех имеет вид

$$\Phi_2 = \begin{vmatrix} 1 & \rho_T & \rho_{2T} \\ \rho_T^* & 1 & \rho_T \\ \rho_{2T}^* & \rho_T^* & 1 \end{vmatrix}. \qquad (20)$$

По соотношению (12) с учетом (13) – (20) был произведен расчет величины коэффициента подпомеховой видимости ($K_{пв}$). На рис. 5 показана зависимость $K_{пв}$ от относительной величины частотной расстройки $\Delta/По$ при использовании корректирующего фильтра для одно- и двукратного череспериодного вычитания.

Результаты расчетов показывают, что использование корректирующего фильтра позволяет значительно увеличить эффективность работы системы СДЦ: так, в случае однократного ЧПВ $K_{пв}$ повышается на 4,5 – 7,5 дБ, а при двукратном ЧПВ – на 17 – 20 дБ при среднеквадратическом уходе частоты генераторного прибора 10 – 20% относительно ширины спектра сигнала.

Полученные результаты определяют теоретический предел повышения эффективности работы системы СДЦ при использовании корректирующего фильтра. Практические результаты будут зависеть от достигнутой точности измерения ухода частоты генераторного прибора и

соответствующей перестройки частоты корректирующего фильтра. Рассмотрение вопросов, связанных с точностью измерения ухода частоты и перестройки корректирующего фильтра, представляет *предмет дальнейших исследований*.

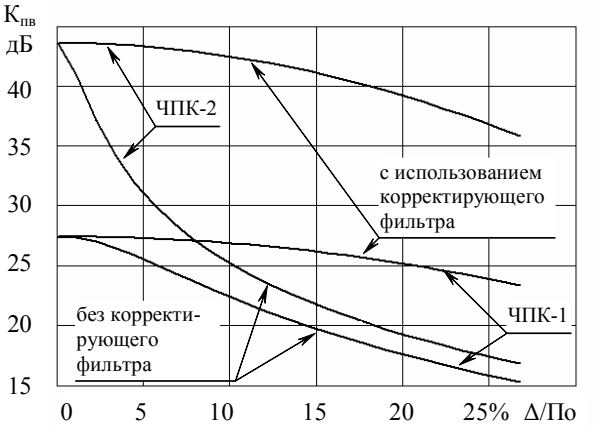

Рис. 5. Зависимость коэффициента подпомеховой видимости от относительной величины частотной расстройки

Выводы. 1. Использование корректирующего фильтра в приемном тракте позволяет существенно повысить межпериодную корреляцию и, как следствие, коэффициент подавления пассивных помех.

2. Оценку влияния корректирующего фильтра на эффективность работы систем СДЦ в РЛС с низкостабильными генераторами СВЧ целесообразно проводить не по коэффициенту подавления пассивных помех, а по коэффициенту подпомеховой видимости, учитывающему изменение сигнальной и помеховой составляющих.

3. Введение в тракт внутрипериодной обработки сигналов корректирующих фильтров позволит значительно повысить эффективность работы системы СДЦ. При среднеквадратическом уходе частоты генераторного прибора на 10 – 20% относительно ширины спектра сигнала и исходном отношении "помеха/шум" равном 40 дБ коэффициент подпомеховой видимости даже для простейших систем СДЦ теоретически может быть увеличен на 10 – 17 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

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. – № 3. – 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 // Системи обробки інформації. – Х.: ХВУ. – 2004. – Вип. 10 (38). – С. 61 – 71.*
3. *Литвинов В.В., Поляков В.И. Чересперiодная автокомпенсация отражений от местности на волне 3 см при некогерентном излучении // Труды академии. – Х.: ВИРТА. – 1966. – № 72. – С. 43 – 47.*
4. *Литвинов В.В. Основы построения радиолокационного вооружения радиотехнических войск. – Х.: ВИРТА ПВО, 1986. – 348 с.*
5. *Манжос В.Н., Литвинов В.В., Поляков В.И., Фединин В.В. Чересперiодная автокомпенсация пассивных помех на промежуточной частоте при некогерентном излучении // Военная радиоэлектроника. – 1967. – № 6. – С. 7 – 12.*
6. *Гут Р.Э., Окунев Ю.Б., Сидоров Н.М. Влияние расстройки частоты на помехоустойчивость автокорреляционного приема сигналов // Радиотехника. – 1986. – № 7. – С. 23 – 28.*
7. *Васильев А.А. Сравнительная эффективность применения обычного и программируемого согласованных фильтров в РЛС с СДЦ, использующих сложные сигналы // Радиоэлектроника. – 1989. – № 3. – С. 11 – 14.*
8. *Ефименко В.С. Модель компенсатора помех с коррекцией частотных характеристик каналов // Радиотехника. – 2003. – № 7. – С. 28 – 31.*
9. *Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н. Теоретические основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.*
10. *Кравченко Н.И. Отчет по НИР Косинус: Т. 1, № 61397.– Х.: ВИРТА ПВО, 1967. – 638 с.*
11. *Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. Примеры и задачи. – М.: Сов. радио, 1980. – 544 с.*
12. *Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.*

Поступила 13.12.2004

***ЛИТВИНОВ Виктор Владимирович**, доктор техн. наук, профессор кафедры Харьковского университета ВС. В 1956 году окончил АРТА Сов. Армии. Область научных исследований – статистический синтез, анализ радиоэлектронных систем, статистическая теория обработки сигналов, защита от помех.*

***КЛИМЧЕНКО Василий Ионович**, канд. техн. наук, доцент, преподаватель Харьковского университета ВС. В 1978 году окончил ВИРТА ПВО. Область научных исследований – оптимизация обработки радиолокационных сигналов на фоне нестационарных помех.*

***МАЛЫШЕВ Алексей Анатольевич**, канд. техн. наук, преподаватель Харьковского университета ВС. В 1990 году окончил КВИРТУ ПВО. Область научных исследований – вопросы обнаружения и измерения координат воздушных объектов в области малых углов при существенных переотражениях радиоволн земной поверхностью.*

***ОЧКУРЕНКО Александр Викторович**, адъюнкт Харьковского университета ВС. В 1999 году окончил Киевский институт управления и связи. Область научных исследований – оптимизация обработки радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех, защита от пассивных помех.*