

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СДЦ ПРИ ВВЕДЕНИИ В ТРАКТ ОБРАБОТКИ ПРИНЯТЫХ СИГНАЛОВ "ОБУЖАЮЩЕГО" ФИЛЬТРА

к.т.н. В.И. Климченко, к.т.н. А.А. Малышев,
А.В. Очкуренко, к.т.н. С.И. Бурковский
(предоставил д.т.н., проф. А.П. Кондратенко)

Исследуется эффективность работы систем СДЦ в РЛС с низкостабильными генераторными приборами при использовании в тракте обработки эхо-сигналов "обужающего" фильтра. Рассмотрены случаи воздействия на РЛС протяженных и точечных пассивных помех.

Постановка проблемы. Применение в передатчике РЛС таких генераторных приборов как магнетрон, ламповые автогенераторы и т. п. приводит к существенному ухудшению эффективности работы системы СДЦ вследствие низкой стабильности частоты. Этот фактор оказывает значительное влияние на снижение эффективности компенсации мешающих отражений. 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], что позволяет повысить коэффициент подавления ПП. Однако, рассмотрение эффективности работы системы СДЦ не может быть ограничено только этим показателем, так как сигнал от цели также претерпевает изменения. Более полной характеристикой, учитывающей одновременно изменения мощности сигнальной и помеховой составляющих в системе СДЦ, является коэффициент подпомеховой видимости.

Анализ литературы. Исследование влияния "обужающего" фильтра на характеристики системы СДЦ проводились в конце 60-х годов совместно В.В. Литвиновым, В.И. Поляковым, В.В. Федининым в ВИРТА ПВО им. Л.А. Говорова. Расчеты показали и эксперименты подтвердили тот факт, что применение "обужающих" фильтров в тракте обработки эхо-сигналов увеличивает коэффициент подавления ПП [1]. Однако дальнейшая проработка вопросов, связанная с "обужением" спектра эхо-сигналов, не проводилась до начала 2003 года. Возобновленные с этого момента исследования частично отражены в [2], где показан выигрыш в коэффициенте подавлении ПП при использовании в трактах обработки

эхо-сигналов "обужающих" фильтров.

Цель статьи. Исследовать зависимость коэффициента подпомеховой видимости систем СДЦ от параметров "обужающего" фильтра, введенного в тракт обработки принятых сигналов. Оптимизировать параметры "обужающего" фильтра по максимуму коэффициента подпомеховой видимости.

Основной текст. В статье [2] показано, что применение "обужающего" фильтра позволяет повысить межпериодную корреляцию и, как следствие, улучшить коэффициент подавления ПП. Однако этот показатель эффективности работы системы СДЦ не учитывает ухудшение коэффициента прохождения сигнала а, следовательно, не отражает возможности системы СДЦ по выделению полезных сигналов, отраженных от движущихся целей [3].

Более полной характеристикой степени защищенности РЛС от ПП является коэффициент подпомеховой видимости ($K_{пв}$), характеризующий способности системы защиты по выделению полезных сигналов на фоне помех [4]:

$$K_{пв} = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{п}} \right)_{\text{вых}}}{\left(\frac{P_c}{P_{п}} \right)_{\text{вх}}} . \quad (1)$$

При линейной обработке сигналов $K_{пв}$ определяется [5] следующим образом:

$$K_{пв} = \frac{R^{*T} \cdot X \cdot X^{*T} \cdot R}{R^{*T} \cdot \Phi \cdot R} , \quad (2)$$

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

$$R = \Phi^{-1} \cdot X . \quad (3)$$

Индексы " * " и " T " означают соответственно комплексное сопряжение и операцию транспонирования.

С использованием (2) и (3) проводилось исследование эффективности работы системы защиты от ПП с применением "обужающего" фильтра. Рассматривались системы СДЦ с однократным и двукратным вычитанием.

Вектор ожидаемого сигнала X_1 при оптимальной радиальной скорости движения цели и согласованной фильтрации для однократного череспериодного вычитания (ЧПВ) можно представить [5] как

$$\mathbf{X}_1 = \begin{vmatrix} 1 \\ -1 \end{vmatrix}. \quad (4)$$

Для двукратного ЧПВ вектор ожидаемого сигнала \mathbf{X}_2 при тех же условиях представляется следующим образом:

$$\mathbf{X}_2 = \begin{vmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \end{vmatrix}. \quad (5)$$

Применение "обужающего" фильтра приводит к искажению (сужению) спектра обрабатываемых импульсов (изменение вектора ожидаемого сигнала \mathbf{X}). Учесть влияние "обужающего" фильтра на вектор \mathbf{X} можно с помощью коэффициента $a(\Pi)$, зависящего от полосы пропускания фильтра:

$$a(\Pi) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S(f + \Delta) \cdot K(f, \Pi) df}{\int_{-\infty}^{\infty} S(f + \Delta) \cdot K(f, \Pi_0) df}, \quad (6)$$

где $K(f, \Pi_0)$ – частотная характеристика фильтра в случае согласованной фильтрации; Δ – расстройка зондирующего сигнала по частоте.

Коэффициент $a(\Pi)$ определяет долю полезного сигнала на выходе "обужающего" фильтра по сравнению со случаем согласованной фильтрации.

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

$$\mathbf{X}_1 = \begin{vmatrix} a(\Pi) \\ -a(\Pi) \end{vmatrix}; \quad (7)$$

$$\mathbf{X}_2 = \begin{vmatrix} a(\Pi) \\ -a(\Pi) \\ a(\Pi) \end{vmatrix}. \quad (8)$$

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

$$\Phi_1 = \begin{vmatrix} 1 & \rho_T \\ \rho_T^* & 1 \end{vmatrix}, \quad (9)$$

где ρ_T – коэффициент межпериодной корреляции помеховых напряжений.

Для двукратного ЧПВ корреляционная матрица помех имеет вид

$$\Phi_2 = \begin{vmatrix} 1 & \rho_T & \rho_{2T} \\ \rho_T^* & 1 & \rho_T \\ \rho_{2T}^* & \rho_T^* & 1 \end{vmatrix}, \quad (10)$$

где ρ_{2T} – коэффициент корреляции помеховых напряжений через два периода следования зондирующих сигналов.

Коэффициенты корреляции ρ_T и ρ_{2T} в общем случае определяются как результат произведения частных коэффициентов корреляции [4]. Основными из них являются коэффициенты, учитывающие частотную нестабильность генераторного прибора (ρ_Δ), хаотическое перемещение отражателей ($\rho_{отр}$), а также воздействие внутреннего шума приемника ($b(\Pi)$). Если считать, что временные нестабильности несущественны [3], то результирующий коэффициент корреляции ρ_T будет иметь вид

$$\rho_T = \rho_\Delta \cdot b(\Pi) \cdot \rho_{отр}. \quad (11)$$

Коэффициент корреляции ρ_Δ , определяемый частотными нестабильностями генераторного прибора, удобнее выразить в частотной области [6]:

$$\rho_\Delta(\Pi) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S(f) \cdot S(f + \Delta) \cdot K^2(f, \Pi) \cdot \exp(j2\pi f t) df}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(f) \cdot K^2(f, \Pi) df} \cdot \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(f + \Delta) \cdot K^2(f, \Pi) df}}, \quad (12)$$

где $S(f)$ – спектр зондирующего сигнала; $K(f, \Pi)$ – частотная характеристика "обужающего" фильтра.

Хаотические перемещения отражателей, находящихся в импульсном объеме, вызывают флуктуации отраженного от них зондирующего сигнала, что приводит к разрушению межпериодной корреляции. Этот декоррелирующий компонент можно учесть с помощью множителя $\rho_{отр}$. В многочисленных трудах было показано, что энергетический спектр сигналов, отраженных от облаков хаотически перемещающихся отражателей, можно представить гауссовским законом [3, 4, 7, 8]. При такой аппроксимации коэффициент межпериодной корреляции ПП определяется [4] выражением

$$\rho_{отр}(T_\Pi) = \exp\left(-2\pi^2 \sigma_{f_{пп}}^2 T_\Pi^2\right), \quad (13)$$

где $\sigma_{f_{пп}}$ – полуширина спектра флуктуаций ПП; T_Π – период повторения зондирующих импульсов.

При выполнении (13) справедливо [3, 7] соотношение

$$\rho_{отр}(nT_\Pi) = [\rho_{отр}(T_\Pi)]^{n^2}. \quad (14)$$

В результате, с учетом (12) – (14) ρ_{2T} может быть представлен как

$$\rho_{2T} = b(\Pi) \cdot \rho_{\Delta} \cdot [\rho_{\text{отр}}(T_{\Pi})]^4. \quad (15)$$

Множитель $b(\Pi)$ [8] учитывает влияние внутренних шумов приемника

$$b(\Pi) = \frac{\sigma_{\text{ПП}}^2(\Pi)}{\sigma_{\text{ПП}}^2(\Pi) + \sigma_{\text{ш}}^2(\Pi)} = \frac{q_{\text{ПП/шум}}(\Pi)}{q_{\text{ПП/шум}}(\Pi) + 1}, \quad (16)$$

где $\sigma_{\text{пп}}^2$ и $\sigma_{\text{ш}}^2$ – мощность ПП и мощность внутреннего шума приемника; $q_{\text{пп/ш}}(\Pi)$ – отношение "ПП/шум", определяемое следующим образом:

$$q_{\text{ПП/шум}}(\Pi) = \frac{\sigma_{\text{ПП}}^2(\Pi)}{\sigma_{\text{шум}}^2(\Pi)}. \quad (17)$$

Исследование эффективности системы СДЦ проводилось для разных значений отношения "ПП/шум", лежащих в диапазоне 20 ... 60 дБ, что соответствует уровню помех в приемных трактах РЛС, размещенных на реальных позициях в Геленджикк, Херсоне, Новороссийске [9]. В целом, для равнинной и среднепересеченной местности уровень ПП не превосходит 30 ... 40 дБ, а для предгорий и "старых" гор – 60 ... 70 дБ. В рамках статьи приведены два типовых значения отношения "ПП/шум", равные 40 и 60 дБ.

Чтоб оценить эффективность работы системы СДЦ необходимо описать корреляционную матрицу помехи. Влияние конкретного вида ПП (точечной, протяженной, ...) отражается множителем $b(\Pi)$, который выражается через отношение "ПП/шум". Рассмотрим два вида ПП: протяженная и точечная.

Проанализируем случай воздействия на РЛС отражений от протяженных ПП (область местных предметов и т.п.).

Вычислим характер изменения отношения "ПП/шум" при изменении полосы пропускания "обужающего" фильтра. Выражение, определяющее отношение "ПП/шум", можно записать как

$$q_{\text{ПП/шум}}(\Pi) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{max_ПП}}^2 \cdot \left[\exp\left(-\frac{(2\pi f - 2\pi f_0 + 2\pi\Delta)^2 \cdot \alpha_{3C}^2}{2} \right) \right]^2 \cdot K^2(f, \Pi) df}{\int_{-\infty}^{\infty} N_0 \cdot K^2(f, \Pi) df}, \quad (18)$$

где $S_{\text{max_ПП}}$ – максимальная амплитуда в спектре отраженного от ПП зондирующего сигнала; α_{3C} – параметр сигнала, определяющий длительность сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности шума.

В случае согласованной фильтрации отношение "помеха/шум" равно отношению мощности ПП к мощности шума [4]. Задаваясь отношением "ПП/шум" (два типовых значения: 40 и 60 дБ) можно определить $S_{\text{max_ПП}}$. Знание $S_{\text{max_ПП}}$ необходимо для установления начальных соот-

ношений между уровнем ПП и шума. Опираясь на знание $S_{\max_ПП}$ можно рассчитать зависимость отношения "ПП/шум" от полосы пропускания исследуемого фильтра. Для случая согласованной фильтрации

$$S_{\max_ПП} = \sqrt{\frac{q_{ПП/шум} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} N_0 \cdot K^2(f, P_0) df}{\int_{-\infty}^{\infty} \left[\exp\left(-\frac{(2\pi f - 2\pi f_0 + 2\pi\Delta)^2 \cdot \alpha^2}{2}\right) \right]^2 \cdot K^2(f, P_0) df}}. \quad (19)$$

Зависимость отношения "ПП/шум" от величины полосы пропускания "обужающего" фильтра рассчитана с помощью (18) и приведена на рис. 1 (отношение "ПП/шум" равно 40 дБ).

Зависимость отношения "сигнал/шум" (рис. 2) в отличие от отношения "ПП/шум" имеет максимум [2], соответствующий случаю согласованной фильтрации, что полностью согласуется с [4, 10].

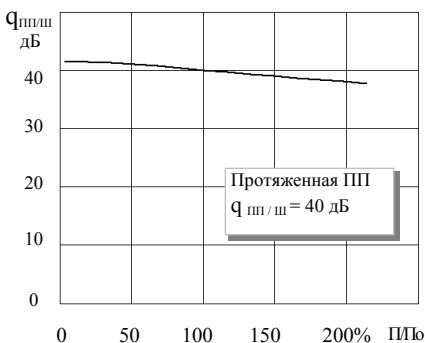


Рис. 1. Анализ $q_{пп/ш}(П/По)$

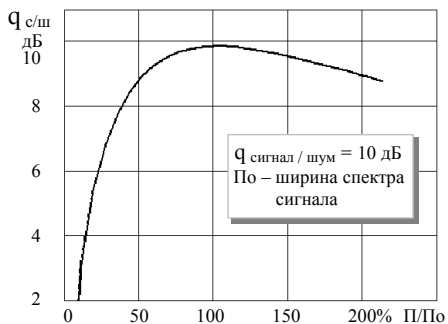


Рис. 2. Анализ $q_{с/ш}(П/По)$

Таким образом, для протяженной пассивной помехи отношение "ПП/шум" остается практически неизменным, тогда как отношение "сигнал/шум" существенно меняется при обужении спектра сигнала.

Оценка влияния "обужающего" фильтра на эффективность работы системы СДЦ была проведена для двух наиболее типичных форм огибающей сигнала: колокольной и прямоугольной. На рис. 3 и 4 показаны зависимости $K_{пв}$ от относительной величины полосы пропускания П/По "обужающего" фильтра соответственно для одно- и двукратного ЧПВ при использовании зондирующего сигнала с колокольной огибающей и при разных уровнях ПП: 40; 60 дБ. На каждом графике приведены четыре кривые, отражающие зависимость $K_{пв}$ при уходе частоты передающего устройства на 0, 5, 10, 20% относительно ширины спектра сигнала (По).

На рис. 5, 6 показаны зависимости $K_{пв}$ от относительной величины полосы пропускания П/По "обужающего" фильтра при тех же условиях и в том же порядке для зондирующего сигнала с прямоугольной огибающей.

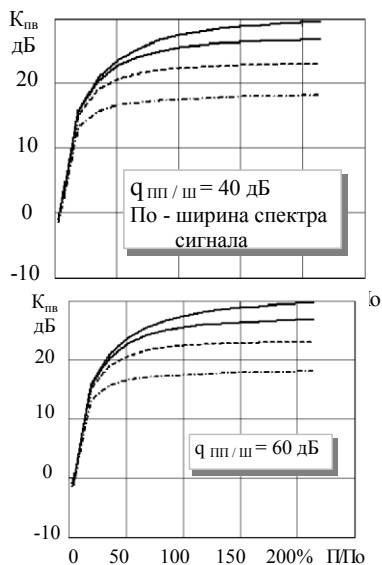


Рис. 3. Зависимость $K_{пв}$ (П/По) для однократного ЧПВ

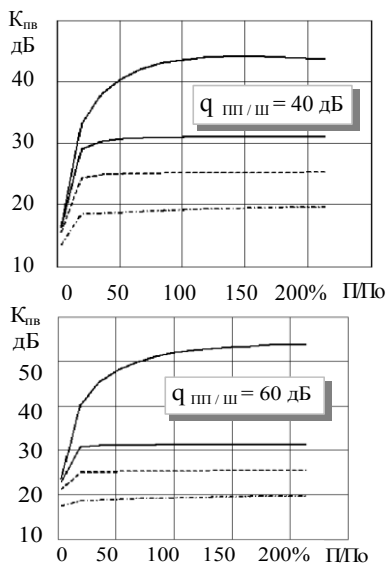


Рис. 4. Зависимость $K_{пв}$ (П/По) для двукратного ЧПВ

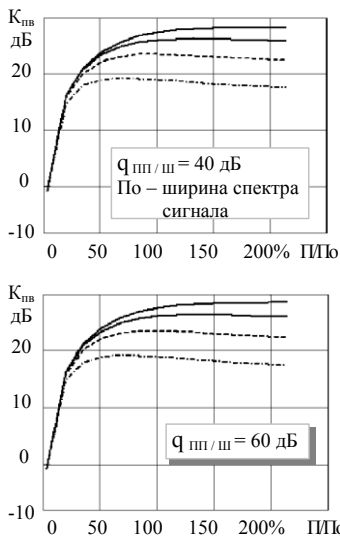


Рис. 5. Зависимость $K_{пв}$ (П/По) для однократного ЧПВ

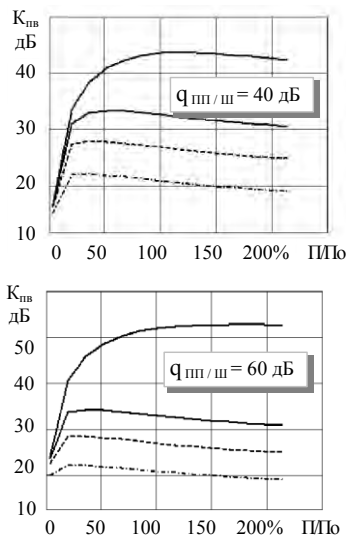


Рис. 6. Зависимость $K_{пв}$ (П/По) для двукратного ЧПВ

Рис. 5. Зависимость $K_{пв}(П/По)$ для однократного ЧПВ

Рис. 6. Зависимость $K_{пв}(П/По)$ для двукратного ЧПВ

По-

лученные результаты позволяют сделать вывод, что в случае воздействия на РЛС протяженной ПП использование "обужающего" фильтра не дает существенного увеличения $K_{пв}$. Это можно объяснить тем, что обужение спектра эхо-сигналов приводит к увеличению мощности ПП на входе СДЦ из-за увеличения количества источников помех в пределах расширенного импульсного объема РЛС [10], в то время как мощность полезного сигнала, являющегося отражением от точечного объекта, остается на входе "обужающего" фильтра неизменной, а после прохождения его уменьшается.

Рассмотрим случай воздействия на РЛС точечных ПП. В этой ситуации увеличение импульсного объема (вследствие обужения спектра сигналов) не влияет на мощность ПП, так как в соседних элементах разрешения отсутствуют источники пассивных помех.

Как и в случае протяженной ПП необходимо рассчитать множитель $b(П)$. Из (16) следует, что необходимо определить характер изменения отношения мощности точечной ПП к мощности шума ($q_{\text{точ.пп/ш}}$) при изменении ширины полосы пропускания "обужающего" фильтра.

Чтобы получить зависимость $q_{\text{точ.пп/ш}}$ от относительной величины полосы пропускания П/По необходимо из задаваемого для случая согласованной фильтрации значения $q_{\text{точ.пп/ш}}$ (равного 40, 60 дБ) вычислить максимальную амплитуду в спектре ПП. В случае согласованной фильтрации получим

$$S_{\text{max_ПП}} = \frac{q_{\text{точ.ПП/шум}} \cdot \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} N_0 \cdot K^2(f, \text{По}) df}}{\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(2\pi f - 2\pi f_0 + 2\pi\Delta)^2 \cdot \alpha^2}{2}\right) \cdot K(f, \text{По}) df} \quad (20)$$

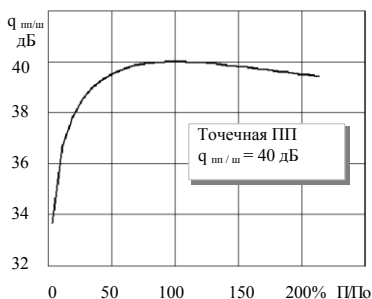


Рис. 7. Анализ $q_{\text{пп/ш}}(П/По)$

Зная $S_{\text{max_ПП}}$ можно с помощью общего выражения для точечной ПП (21) рассчитать $q_{\text{точ.пп/ш}}(П)$:

$$q_{\text{точ.ПП/шум}}(П) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} S_{\text{ПП}}(f) \cdot K(f, П) df}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} N_0 \cdot K^2(f, П) df}} \quad (21)$$

Зависимость отношения "ПП/шум" от ширины полосы пропускания "обужающего" фильтра приведена на рис. 7 (отношение "ПП/шум" равно 40 дБ). Сравнение полученных результатов (рис. 2 и 7) показывает, что для точечной ПП характер зависимостей отношений "ПП/шум" и "сигнал/шум" при обужении спектра эхо-сигналов носит одинаковый характер.

Указанные выше особенности точечной ПП проявляются в ином характере зависимости $K_{пв}$ от относительной полосы пропускания П/По "обужающего" фильтра. Рассчитанные зависимости $K_{пв}$ от величины П/По при использовании колокольного сигнала приведены на рис. 8 (для однократного ЧПВ) и рис. 9 (для двукратного ЧПВ).

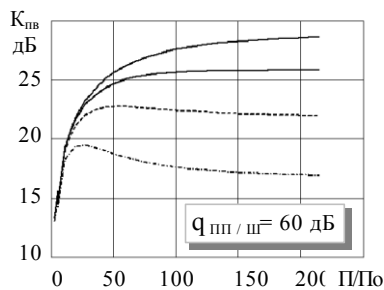
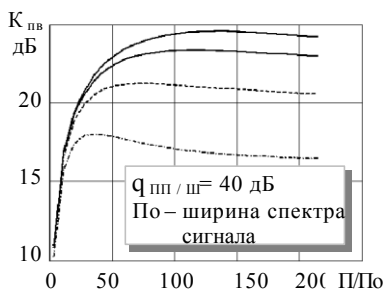


Рис. 8. Зависимость $K_{пв}$ (П/По) для однократного ЧПВ

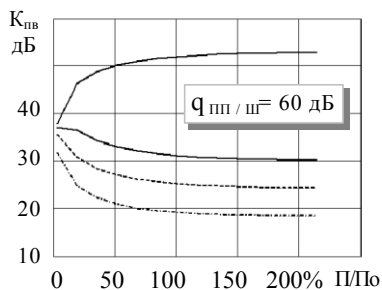
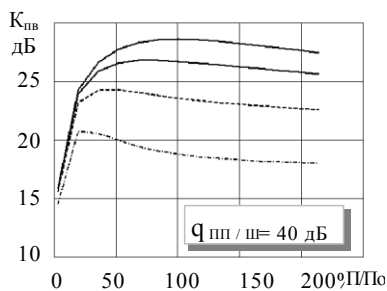


Рис. 9. Зависимость $K_{пв}$ (П/По) для двукратного ЧПВ

Аналогичные зависимости, полученные для прямоугольного импульса, приведены на рис. 10 (однократное ЧПВ) и рис. 11 (двукратное ЧПВ).

Полученные результаты показывают, что при воздействии отражений от точечных ПП введение в тракт обработки принятых сигналов "обужающего" фильтра дает возможность повысить $K_{пв}$ системы СДЦ на 3...4 дБ при относительных частотных нестабильностях генераторных приборов до 10% и на 4...7 дБ – при частотных нестабильностях до 20%.

Выводы.

1. Эффективность влияния "обужающих" фильтров на качество ра-

боты систем СДЦ в РЛС с низкостабильными генераторами СВЧ целесообразно проводить не по коэффициенту подавления пассивных помех, а по коэффициенту подпомеховой видимости, учитывающему степень воздействия "обужающих" фильтров как на подавление пассивных помех, так и на прохождение сигналов.

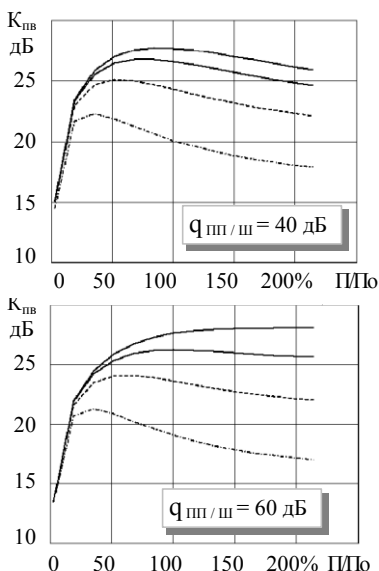


Рис. 10. Зависимость $K_{пв}(П/По)$ для однократного ЧПВ

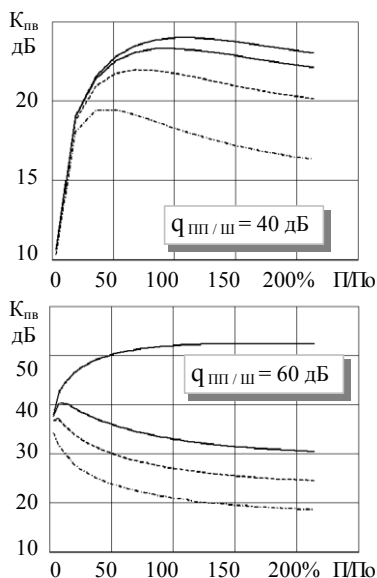


Рис. 11. Зависимость $K_{пв}(П/По)$ для двукратного ЧПВ

2. При воздействии на РЛС протяженных ПП использование в тракте обработки эхо-сигналов "обужающего" фильтра в большинстве случаев не приводит к заметному повышению эффективности работы системы СДЦ. При использовании в качестве зондирующего сигнала колокольного импульса повышение эффективности систем СДЦ практически отсутствует. При использовании прямоугольного импульса увеличение $K_{пв}$ отмечается лишь при двукратном череспериодном вычитании и большой мощности помехи. Так при двукратном череспериодном вычитании выигрыш от применения "обужающего" фильтра заметен уже при 5% (относительно ширины спектра сигнала) уходе частоты передатчика. Наибольшее увеличение $K_{пв}$ для $\Delta = 10\%$, составляет 1,15 дБ при $P_{пп}/P_{ш} = 60$ дБ.

3. При воздействии на РЛС отражений от точечных ПП (в отличие от протяженных ПП) обужение спектра сигнала становится более эффективным. Для колокольного сигнала применение "обужающего" фильтра, в случае однократного череспериодного вычитания, становится эффективным при уходе частоты передатчика (относительно ширины спектра сигнала) на

10% и более. В случае двукратного череспериодного вычитания выигрыш имеет место уже при расстройке частоты 5%. Использование прямоугольного импульса позволяет при сужении в 1,5 ... 2 раза ширины полосы пропускания "обужающего" фильтра получить увеличение $K_{пв}$ (при $\Delta = 10\%$, $P_{шт}/P_{ш} = 40$ дБ) на 3 ... 4 дБ при двукратном череспериодном вычитании и на 0,5 ... 1 дБ при однократном череспериодном вычитании.

4. Для достижения максимального $K_{пв}$, целесообразно выбирать полосу пропускания "обужающего" фильтра в пределах 50 ... 70% от ширины спектра сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Литвинов В.В., Поляков В.И. *Череспериодная автокомпенсация отражений от местности на волне 3 см при некогерентном излучении*. – Х.: Труды академии, 1966. – № 72. – С. 157 – 164.
2. 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*. – № 3. – 2004. – С. 43 – 49.
3. Кравченко Н.И. *Отчет по НИР Косинус. Том 1. № 61397*. – Х.: ВИРТА ПВО, 1967. – 638 с.
4. Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н. *Теоретические основы радиолокации*. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.
5. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. *Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех*. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
6. Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И. *Статистическая радиотехника: Примеры и задачи*. – М.: Сов. радио, 1980. – 544 с.
7. Бакулев П.А., Степин В.М. *Методы и устройства селекции движущихся целей*. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
8. Алмазов В.Б., Белов А.А., Кокин В.Н., Рябуха В.П. *Теоретические основы радиолокации*. – Х.: ХВУ, ч.1, 1992. – 292 с.; ч. 2, 1996. – 468 с.
9. Литвинов В.В. *Потенциальная и реальная эффективность когерентно-импульсных систем СДЦ в обзорных РЛС при однозначном измерении дальности // Радиотехника*. – Х.: ХГТУ РЭ. – 1996. – № 100. – С.158 – 173.
10. Сифоров В.И. *Радиоприемники сверхвысоких частот*. – М.: Воениздат, 1957. – 636 с.

Поступила 2.09.2004

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

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

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

БУРКОВСКИЙ Сергей Иванович, канд. техн. наук, ведущий научный сотрудник
НИИ Объединенного научно-исследовательского института ВС. Область научных интере-
сов – обработка сигналов в радиотехнических системах, вооружение войск ПВО.
