

КОГЕРЕНТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ МОЩНЫХ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ В ЛОКАТОРАХ С ПЕРИОДИЧЕСКИМИ СИГНАЛАМИ

К.А. ЛУКИН, В.М. КОНОВАЛОВ

В работе представлены методы подавления мощных помеховых отражений при использовании, как простых гармонических зондирующих сигналов, так и сложных сигналов, что позволяет значительно уменьшить динамический диапазон приемника для последующей обработки. Это особенно актуально для случаев, когда невозможно провести предварительную частотную селекцию мощной помехи. Для сложных сигналов анализ проведен на примере сигналов с фазовой манипуляцией, хотя предложенный метод подавления помех пригоден и для радаров с любыми периодическими зондирующими сигналами. Предложенные устройства подавления не требуют применения точных, широкополосных, а, следовательно, дорогих фазовращателей. Представлены структурные схемы устройств подавления. Приведены результаты моделирования для монохроматических и сложных сигналов, иллюстрирующих предложенную методику.

Ключевые слова: динамический диапазон, компенсация помехи, компенсация мощных сигналов, компенсация, автоматическая компенсация, схема компенсации, малое доплеровское смещение, неподвижные отражатели.

ВВЕДЕНИЕ

При локации малоразмерных и малоподвижных объектов (с частотой доплеровского смещения зондирующего сигнала от долей до единиц Гц) на фоне неподвижных (за время измерения) крупноразмерных мешающих отражателей часто создается ситуация, когда на вход радиолокационного приемника поступает суммарный сигнал с динамическим диапазоном большим, чем у реального приемника. К числу таких задач можно отнести, например, обнаружение и дистанционный мониторинг сердечной и дыхательной активности живых организмов, оценка их эмоционального состояния или параметров движения. Многочисленные предварительные исследования в этой области [1-10] показали огромную перспективу создания таких устройств, но их разработка в настоящее время еще не доведена до уровня практического применения в значительной степени из-за отсутствия эффективного способа подавления на входе приемника мощных помех от неподвижных местных предметов. Спектры сигналов от указанных выше целей чаще всего смещены от спектра помех на единицы или даже доли герца, что также значительно усложняет задачу сепарации таких сигналов на входе приемника. Суммарный уровень сигнала на входе приемника (совместное отражение зондирующего сигнала от цели и от местных предметов) часто имеет большой динамический диапазон. Это может привести к насыщению входных каскадов приемника, вследствие чего полностью нарушается его нормальная работа, и слабый сигнал от цели не может быть ни обнаружен, ни отфильтрован от помех. В таких ситуациях возникает задача подавления сигнала

от мощных местных отражателей, с целью уменьшения динамического диапазона входного сигнала, еще до основного усиления и фильтрации пришедшего на вход локатора сигнала.

На рис. 1 показана одна из большого числа возможных ситуаций образования отраженных сигналов с большим динамическим диапазоном. Зондирующий сигнал от передатчика U_{tr} , отражаясь от стенки, создает мощную помеху U_w на входе приемника. Пройдя через стенку, ослабленный зондирующий сигнал попадает на цель (в нашем примере – человек). Отражаясь от цели, зондирующий сигнал приобретает дополнительный фазовый сдвиг, связанный не только со средним расстоянием до неё, но и с малыми перемещениями, связанными с биологической активностью цели – сердцебиением, дыханием, движением тела и т.д. Отраженный от цели сигнал U_{tar} снова проходит через стенку, еще более ослабляясь. Общее поглощение зондирующего сигнала за счет прохождения через препятствия может достигать значений 20–50 дБ и более [8]. Кроме того, диаграмма вторичного излучения цели может флуктуировать в пределах десятков дБ (типичное значение – до 40 дБ). Кроме того, ЭПР препятствий может значительно (на 20–40 дБ) превышать ЭПР цели.

В результате всех описанных трансформаций зондирующего сигнала динамический диапазон суммарного сигнала (от цели и от местных предметов), поступающего на вход приемника радара, может иметь значение до 100 дБ и выше. Обработать сигналы с таким динамическим диапазоном крайне сложно, если возможно вообще. В то же время львиная доля динамического диапазона входного суммарного сигнала обуславливается

отражениями от неподвижных мощных мешающих отражателей. Конечно, мощные сигналы от неподвижных местных предметов можно было бы легко подавить с помощью фильтрации, но для этого они должны пройти линейную обработку в приемнике вплоть до доплеровских фильтров, а это пока технически невозможно в силу очень большого динамического диапазона входных сигналов для рассматриваемого класса задач.

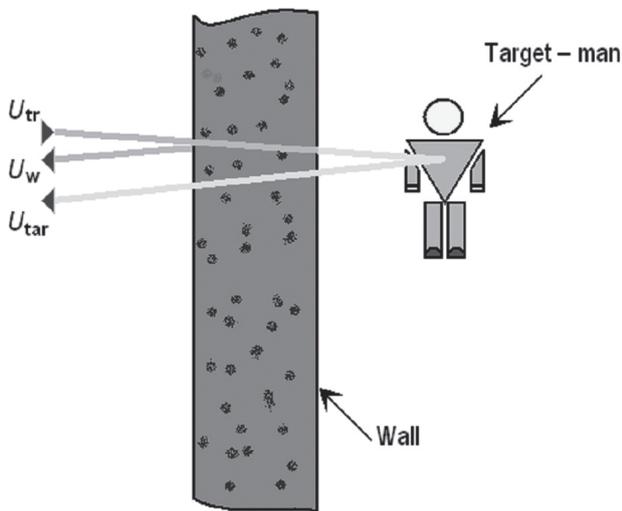


Рис. 1. Образование отраженных сигналов

В этой связи очень актуальна постановка задачи о компенсации помех от неподвижных местных предметов на самом входе приемника еще до каналов усиления маломощного полезного сигнала. Но так как, в общем, локатор хоть и с незначительной скоростью (по отношению к скорости регистрируемого процесса), но, все же, постоянно может находиться в движении по отношению к мощным отражателям, создавать, что называется вручную сигнал компенсации — задача абсолютно бесперспективная. Этот сигнал должен вырабатываться автоматически.

Существует множество устройств компенсации помех, например, с применением дополнительных приемных каналов и антенных устройств [11-13]; либо использующих априорно известную или предполагаемую помеху, либо с возможностью установки компенсационного комплексного сигнала в ручном режиме [14]. Большое количество работ, например, [15-20] посвящено созданию алгоритмов обнаружения радиолокационных целей на фоне пассивных помех, уже прошедших предварительную обработку радиоканалом. Есть также работы, в которых для целей подавления паразитных отражений используют системы связи, например [21]. Оригинальная технология подавления мешающих отражений описана в работе [22]. Предложенный метод позволяет производить последовательное подавление различных по мощности и по спектральному составу мешающих отражений с помощью адаптивных фильтров, граничные полосы пропускания которых меняются в зависимости от

вида помехи или различного набора таких помех. Такими помехами могут быть, например, совокупность сигналов, обусловленных отражением от земли и от дождя. Обычно, если первый вид помех имеет высокую интенсивность и узкий спектр, интенсивность которого концентрируется в области нулевых доплеровских частот, то второй вид помех имеет меньшую интенсивность, но более широкий спектр. Совокупный сигнал от цели и от мешающих отражений проходит через каскадно включенные режекторные фильтры с адаптивной автоматически устанавливаемой частотой режекции. В каждом фильтре цифровая схема обнаружения определяет среднюю частоту помехи в доплеровском канале для определенного типа мешающих отражений, и автоматически перемещает частоту режекции на эту частоту. Это позволяет эффективно подавлять помеховые составляющие суммарного сигнала и выделять полезный сигнал от цели. Но, к сожалению, предложенная схема начинает свою работу после квадратурного фазового детектора и не решает проблемы уменьшения динамического диапазона на самом входе приемника.

В работах [23-27] рассмотрены системы с автоматическим подавлением мешающих отражений на входе приемника с помощью программируемых аттенюаторов и фазовращателей. Работой устройства компенсации управляет процессор, задачей которого является подбор таких комплексных компенсирующих сигналов, которые в максимальной степени подавят паразитный сигнал с частотой близкой к нулю. По существу, процессор выполняет функцию оператора, который вручную подбирает необходимые параметры комплексного сигнала компенсации. В работе [26] показано, что подавление мешающих отражений может достигать 60 дБ, что более чем достаточно для рассматриваемого типа задач, т.к. при таком значении подавления помехи приемник уже может работать в линейном режиме. Полученные результаты говорят о перспективности поиска в этом направлении.

Описываемые в упомянутых работах методы подавления касаются в основном простейших зондирующих сигналов, чаще всего — непрерывных колебаний. Создание же широкополосных программируемых фазовращателей с очень малым дискретом изменения фазы для получения высокой степени подавления является невероятно сложной технической задачей, и их применение будет мало оправдано на практике ввиду значительной стоимости.

В данной статье авторы предлагают свою концепцию автоматической системы подавления сигналов на входе приемника от мощных местных отражателей. Предлагаемые решения не требуют начальной информации о фазе и амплитуде мешающего отражения. Более того, предлагаемый способ можно применить как для простых, так и для сложных сигналов.

1. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ СИГНАЛ

Для пояснения предлагаемого принципа образования сигнала компенсации обратимся к векторному представлению непрерывных сигналов, пришедших на вход приемника, см. рис. 2.

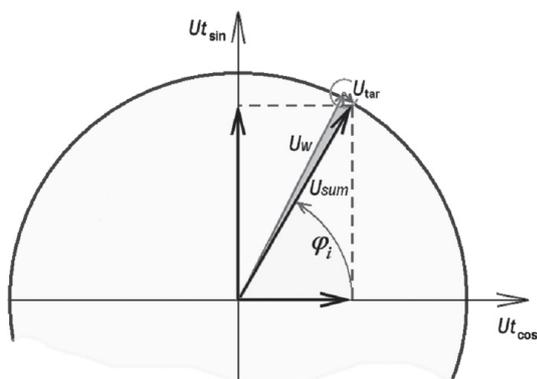


Рис. 2. Геометрическая интерпретация компенсационного сигнала

Амплитуда вектора суммарного сигнала U_{sum} является векторной суммой сигнала с большой амплитудой от мешающего отражателя U_w и слабого сигнала от цели U_{tar} . Очевидно, что при $U_w \gg U_{tar}$ фаза φ_i суммарного сигнала U_{sum} будет определяться в значительной степени фазой сигнала от мешающего отражателя U_w и в тем большей степени, чем больше уровень мешающего сигнала. Вклад в ошибку определения фазы суммарного вектора U_{sum} за счет вектора U_{tar} исчезающе мал и значение этой фазы определяется только параметрами вектора U_w при значительном отношении мощности сигнала, отраженного от стенки, к тепловому шуму приемника. Поскольку потенциал локатора выбирается из расчета получения достаточного превышения мощности сигнала от цели над мощностью теплового шума приемника (после оптимальной обработки), а мощность сигнала, отраженного от стенки, в свою очередь, значительно превышает мощность сигнала, отраженного от цели, то условие значительного превышения мощности сигнала от стенки над мощностью теплового шума приемника будет выполняться автоматически. Это означает, что фаза суммарного вектора U_{sum} с большой степенью точности (с максимальной ошибкой определения фазы $\sim U_{tar}/U_w$) не зависит ни от сигнала от цели, ни от теплового шума приемника, а фактически определяется только параметрами вектора U_w . Определив амплитуду проекций вектора U_{sum} на ортогональные оси $U_{t_{cos}}$ и $U_{t_{sin}}$, представляющие собой ортогональные компоненты зондирующего сигнала, мы узнаем соотношения между этими компонентами. Зная соотношение ортогональных компонент принятого сигнала, мы сможем сформировать новый сигнал с тем же соотношением ортогональных компонент, но уже зондирующего сигнала. Этот новый сигнал и будет сигналом компенсации с нужной фазой.

2. КОГЕРЕНТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ В ЛОКАТОРАХ С ГАРМОНИЧЕСКИМ ЗОНДИРУЮЩИМ СИГНАЛОМ

Запишем выражение для монохроматического зондирующего сигнала:

$$U_{tr}(t) = \sin(\omega_c \cdot t),$$

где ω_c – циклическая частота зондирующего сигнала, t – текущее время.

Тогда сигнал приемного устройства будет аддитивной смесью трех сигналов – сигнала от мощного отражателя, слабого сигнала от цели и шума приемника $\xi(t)$:

$$U_r(t) = A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} + \xi(t), \quad (1)$$

где $\tau_1 = 2R_w/c$, $\tau_2(t) = 2R_{tar}(t)/c$, $R_{tar}(t)$ – расстояние до цели, которое может меняться со временем, R_w – расстояние до неподвижного мощного отражателя, которое мы считаем неизменным за время выработки компенсационного сигнала (время усреднения) T_{av} , c – скорость распространения ЭМ-волны, A – амплитудный множитель, учитывающий все составляющие в формуле радиолокации для неподвижного мощного отражателя, B – амплитудный множитель, учитывающий все составляющие в формуле радиолокации для цели.

Выберем T_{av} таким, чтобы

$$\int_0^{T_{av}} \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} dt = 0.$$

Отметим, что т.к. по условию решаемой задачи $B \ll A$, спектральная плотность мощности шума приемника меньше спектральной плотности мощности сигнала от цели и, тем более, значительно меньше спектральной плотности мощности сигнала от неподвижного мощного отражателя $S_\xi < S_{tar} \ll S_w$, то сигнал, пришедший в приемное устройство, можно записать с большой степенью точности как

$$U_r(t) \cong A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)]. \quad (2)$$

Создадим из зондирующего сигнала две его ортогональные компоненты:

$$U_I(t) = \sin(\omega_c \cdot t) \text{ и } U_Q(t) = \cos(\omega_c \cdot t).$$

Определим коэффициенты кросскорреляции r_I и r_Q между этими компонентами и принятым сигналом. Значения этих коэффициентов мы в дальнейшем используем в процессе компенсации:

$$\begin{aligned} r_I &= \frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} U_I(t) \cdot U_r(t) dt = \\ &= \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt = \\ &= \frac{A}{2} \cdot \left[2 \cdot \cos^2\left(\frac{\omega_c \cdot \tau_1}{2}\right) - 1 \right] = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1), \end{aligned}$$

$$r_Q = \frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} U_Q(t) \cdot U_r(t) dt =$$

$$= \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} \cos(\omega_c \cdot t) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt =$$

$$= A \cdot \cos\left(\frac{\omega_c \cdot \tau_1}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\omega_c \cdot \tau_1}{2}\right) = \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1),$$

r_I и r_Q – это постоянные коэффициенты, значения которых для выбранной несущей частоты не зависят от сигнала от цели, а зависят только от τ_1 , т.е. от расстояния до мощного отражателя. Меняется расстояние до отражателя (например, за счет передвижения локатора) – соответственно меняются и значения коэффициентов r_I и r_Q . С помощью этих коэффициентов и квадратурных компонент зондирующего (подчеркнем – именно зондирующего, а не принятого) сигнала можно воссоздать компенсационный сигнал, противофазный сигналу, отраженному от мощного отражателя, а не от цели. Действительно, сложив ортогональные компоненты зондирующего сигнала с соответствующими весовыми множителями, равными коэффициентам кросскорреляции r_I и r_Q , получим сигнал компенсации $U_{com}(t)$:

$$U_{com}(t) = U_Q(t) \cdot r_Q + U_I(t) \cdot r_I =$$

$$= \frac{A}{2} [\cos(\omega_c \cdot t) \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1) + \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1)] =$$

$$= \frac{A}{2} \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)]. \quad (3)$$

Как видно из выражения (3), сигнал компенсации с точностью до постоянного множителя совпадает с сигналом от неподвижного мощного отражателя – первое слагаемое в (1). Амплитуду компенсационного сигнала β мы можем установить, исходя из необходимого коэффициента подавления мешающего сигнала. Тогда окончательное выражение для принятого сигнала с учетом компенсации можем записать как

$$U_{r_{com}}(t) = U_r(t) - \beta \cdot U_{com}(t) =$$

$$= A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} +$$

$$+ \xi(t) - \beta \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] =$$

$$= (A - \beta) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} + \xi(t).$$

Очевидно, что, если $\beta \rightarrow A$, а время усреднения T_{av} выбрано так, что $\frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} \xi(t) dt \rightarrow 0$, то

$$\lim_{\beta \rightarrow A} [(A - \beta) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)]] \rightarrow 0,$$

$$\text{а } U_{r_{com}}(t) \rightarrow B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} + \xi(t).$$

Другими словами, теоретически, в пределе при $\beta \rightarrow A$, можно добиться полной компенсации сигнала от мешающего мощного отражателя. Анализ влияния факторов, мешающих получить такую полную компенсацию, выходит за рамки данной работы, и будет представлен в последующих работах авторов.

Коэффициент подавления мешающего сигнала α на интервале усреднения может быть вычислен с помощью следующего выражения

$$\alpha = 20 \cdot \log\left(\frac{A}{A - \beta}\right), \text{ dB}. \quad (4)$$

Упрощенная схема радара, использующего монохроматические зондирующие сигналы с компенсацией сигнала от мощных отражателей, представлена на рис. 3.

Радар работает следующим образом. Зондирующий сигнал U_{tr} , с помощью передающей антенны Tx излучается в направлении цели. Аддитивная смесь сигналов, состоящая из слабого отраженного от цели сигнала и мощного мешающего отраженного сигнала, поступает на вход приемной антенны Rx . Основная часть энергии входного сигнала через ответвитель C поступает на вход сумматора Σ_1 .

Очень малая доля мощности входного сигнала снимается с ответвителя и подается на вход умножителей $Mix 1$ и $Mix 3$. Этого достаточно для уверенной работы схемы компенсации, т.к. по условию решаемой задачи мешающий сигнал значительно (на несколько порядков) больше полезного сигнала от цели. Благодаря такому подходу схема компенсации практически не ухудшает отношение сигнал/шум приемника.

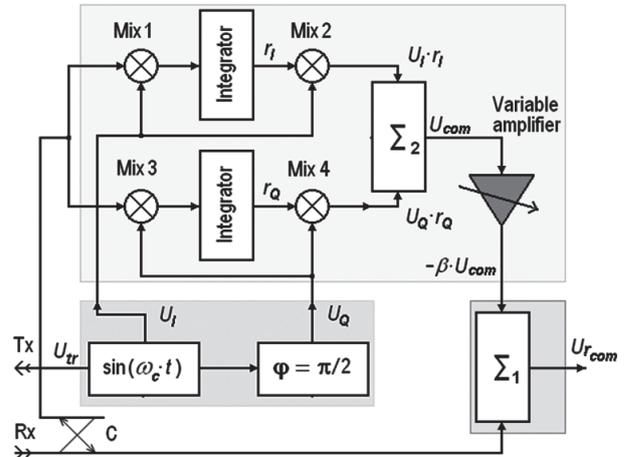


Рис. 3. Упрощенная схема радара с компенсацией сигнала от мощных отражателей

На другие входы умножителей $Mix 1$ и $Mix 3$ подаются квадратурные составляющие зондирующего сигнала U_I и U_Q . На выходе интеграторов получаем постоянные сигналы r_I и r_Q , амплитуды которых равны коэффициентам кросскорреляции между этими квадратурными компонентами и принятым суммарным сигналом приемника. Квадратурные сигнала U_I и U_Q , умножаясь на полученные постоянные сигналы r_I и r_Q , подаются на вход сумматора Σ_2 , с выхода которого получаем компенсирующий сигнал U_{com} . Этот сигнал проходит через усилитель-инвертор, коэффициент усиления которого можем устанавливать до начала предстоящего

поиска цели в конкретных условиях ее предполагаемого нахождения и в зависимости от необходимого значения, на который должен уменьшиться динамический диапазон входных сигналов для этих конкретных условий. В процессе локации пространства, где предполагается обнаружить цель на фоне неподвижных паразитных мешающих отражателей, сигнал на входе приемника, конечно, будет меняться, но коэффициент подавления паразитного сигнала будет оставаться неизменным и равным значению, выбранному с помощью усилителя-инвертора. Для задач, которые упоминались в начале этой статьи, часто бывает достаточно подавления на 20–40 дБ, чтобы приемник работал уже в линейном режиме усиления. С выхода усилителя-инвертора сигнал компенсации ($-\beta \cdot U_{com}$), противофазный мешающему сигналу, подается на второй вход сумматора Σ_1 . На выходе этого сумматора окончательно получим сигнал с компенсацией помех от местных неподвижных отражателей.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЕНСАЦИИ ПРИ ПРИМЕНЕНИИ ГАРМОНИЧЕСКИХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

Для проверки работы и иллюстрации предложенного метода компенсации использовалось моделирование сигналов, пришедших от мощного мешающего отражателя, и сигнала со значительно меньшей амплитудой, пришедшего от подвижной цели. Движение цели имитировалось гармоническим колебанием с амплитудой Δl и круговой частотой Ω относительно средней точки расположения цели, находящейся на расстоянии R_t от радара.

На вход приемника радара поступает аддитивная смесь мощного сигнала, отраженного от стенки $U_w(t)$, значительно ослабленного сигнала от цели $U_t(t)$ и сигнала, обусловленного собственным шумом приемника $\xi(t)$:

$$U_r(t) = U_w(t) + U_t(t) + \xi(t), \quad (5)$$

причем $U_w(t) \gg U_t(t) > \xi(t)$.

Модельные сигналы отражения от цели (6), находящейся на расстоянии R_t от радара, и сигнала от мощного отражателя (7), находящегося на расстоянии R_w от радара, можно записать следующим образом:

$$U_t(t) = B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} = B \cdot \sin\left\{\omega_c \cdot t + 4\pi \cdot \left[\frac{R_t}{\lambda} + \frac{\Delta l}{\lambda} \cdot \sin(\Omega \cdot t)\right]\right\}, \quad (6)$$

$$U_w(t) = A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] = A \cdot \sin\left[\omega_c \cdot t + 4\pi \cdot \frac{R_w}{\lambda}\right], \quad (7)$$

где λ — длина волны зондирующего сигнала. В модели выбирался малый индекс фазовой модуляции несущей зондирующего сигнала за счет движения цели, что соответствовало случаю малой амплитуды колебания цели по отношению к

длине волны зондирующего сигнала — $\Delta l/\lambda = 0.1$. (Это имитация малых перемещений цели, в нашем случае тела человека, например, за счет дыхания). Так, если частота зондирующего сигнала равнялась 5 ГГц ($\lambda = 6 \cdot 10^{-2}$ м), то амплитуда перемещения цели при этом составляла всего 6 мм.

Как видно из рис. 4, при малых амплитудах колебания цели $\Delta l \ll \lambda$ (малый индекс модуляции), спектр отраженного сигнала аналогичен спектру сигнала с амплитудной модуляцией.

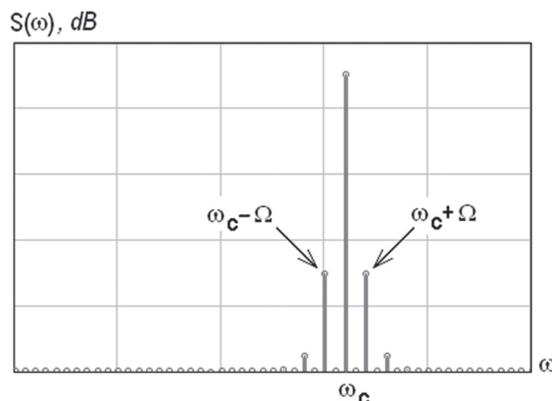


Рис. 4. Спектр относительных амплитуд сигнала от колеблющейся цели с частотой Ω

На рис. 5 представлен сигнал от цели (без сигнала собственного шума приемника) на фоне сигнала, отраженного от стенки, представляющего собой мощный маскирующий сигнал помехи, который мы должны подавить с помощью предлагаемого метода автоматической компенсации. Для наглядности уровни этих сигналов уравниены. Отчетливо видно, что за счет фазовой модуляции сигнала от цели происходит незначительная девиация частоты.

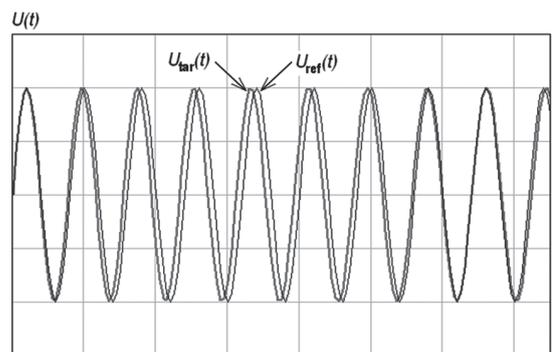


Рис. 5. Сигнал от цели (для наглядности, уровни этих сигналов уравниены и не показаны шумы приемника) на фоне сигнала помехи — отражение от стенки

На рис. 6 представлен сигнал от цели, но уже с сигналом теплового шума приемника (с отношением мощности сигнала к мощности шума $P_{tar}/P_n = 10$ дБ) на фоне сигнала помехи.

Здесь также для наглядности уровни сигналов уравниены. Несмотря на наличие шума, также достаточно отчетливо видна фазовая модуляция сигнала от цели.

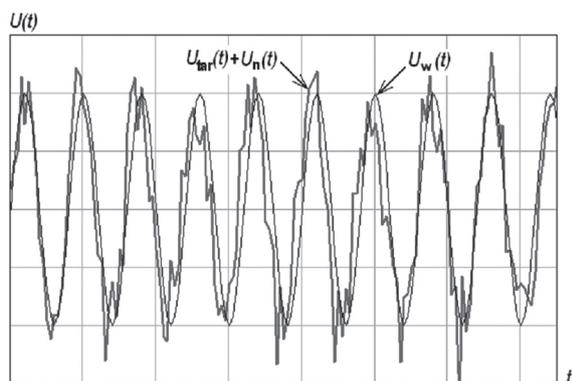


Рис. 6. Сигнал от цели совместно с сигналом теплового шума приемника на фоне сигнала помехи – отражение от стенки

А вот при добавлении мощного сигнала помехи к сумме сигнала от цели и шума приемника, картина резко меняется. Т.к. амплитуда помехи значительно превалирует над остальными сигналами, вид суммарного сигнала фактически будет определяться только сигналом помехи, что хорошо видно на рис. 7, и наличие доплеровского смещения частоты зондирующего сигнала уже не видно на демонстрационных рисунках модельного сигнала.

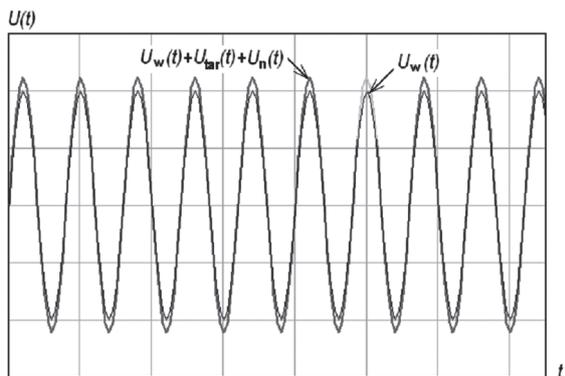


Рис. 7. Суммарный сигнал от цели, с шумом приемника ($P_{tar}/P_n = 10 \text{ dB}$) и сигналом помехи ($P_w/P_{tar} = 140 \text{ dB}$) на фоне только сигнала помехи – отражение от стенки; (для наглядности уровни сигналов уравниены)

На рис. 8 представлен нормированный амплитудный спектр полного сигнала приемника (5) до компенсации, а на рис. 9 – после компенсации. Весовой множитель β выбран соответствующим значению подавления помехи на 40 дБ.

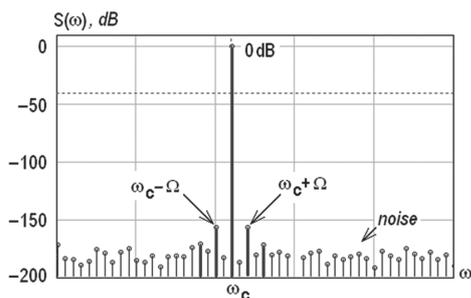


Рис. 8. Спектр полного сигнала приемника до компенсации

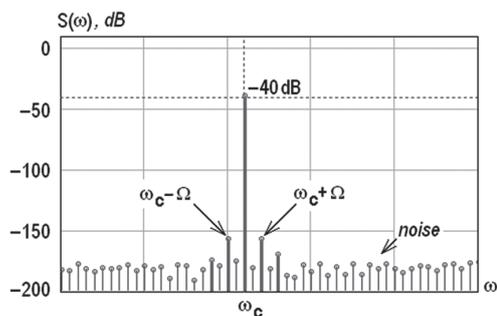


Рис. 9. Спектр полного сигнала приемника после компенсации

Как видно на рис. 9, помеха, как и планировалось, подавлена на 40 дБ. Спектр полезного сигнала остался без изменения. При неизменном весовом множителе α теперь вне зависимости от изменения амплитуды помехи (например, из-за движения локатора по отношению к стенке), она будет подавляться в очень широком диапазоне изменения её значений (в нашем примере на 40 дБ) до тех пор, пока амплитуда помехи значительно больше амплитуды сигнала.

4. КОГЕРЕНТНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ СЛОЖНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ПРИМЕРЕ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим механизм компенсации для широкополосных периодических сигналов. Для последующего анализа в качестве примера такого зондирующего сигнала возьмем сигнал с фазовой манипуляцией, выражение для которого запишем как

$$U_{tr}(t) = M(t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t),$$

где $M(t)$ – некая кодовая последовательность, элементы которой принимают одно из значений ± 1 . Такой зондирующий сигнал $U_{tr}(t)$ будет представлять собой сигнал с манипуляцией фазы между значениями $0 \text{ и } \pi$.

Сигнал приемного устройства по аналогии с выражением (1) для монохроматического зондирующего сигнала, можно записать как аддитивную смесь соответственно следующих сигналов – сигнала от мощного отражателя, слабого сигнала от цели и шума приемника

$$U_r(t) = A \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] + B \cdot M[t + \tau_2(t)] \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} + \xi(t). \quad (8)$$

Учитывая, что и для фазоманипулированного сигнала выполняется то же условие $B \ll A$, по аналогии с выражением (2), можно упростить выражение (8)

$$U_r(t) \cong A \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)]. \quad (9)$$

Из зондирующего сигнала создадим две его ортогональные компоненты также с фазовой манипуляцией. Но сигнал манипуляции необходимо задержать на время τ_1 , которое соответствует времени распространения зондирующего сигнала до мощного мешающего отражателя и обратно.

И хотя нам это время пока неизвестно, предположим, что мы его знаем, чтобы завершить вывод соответствующих выражений, аналогичных выражениям для монохроматического сигнала. К нахождению времени τ_1 мы вернемся несколько ниже. В этом случае выражения для ортогональных компонент, сформированных из зондирующего сигнала, должны иметь следующий вид

$$U_I(t) = M(t + \tau_1) \cdot \sin(\omega_c \cdot t)$$

и

$$U_Q(t) = M(t + \tau_1) \cdot \cos(\omega_c \cdot t). \quad (10)$$

Определим коэффициенты кросскорреляции r_I и r_Q между этими ортогональными компонентами и принятым сигналом

$$r_I = \frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} U_I(t) U_r(t) dt = \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} M(t + \tau_1) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \times \\ \times M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt = \\ = \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} [M(t + \tau_1)]^2 \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt.$$

Т.к. для любой бинарной последовательности с элементами ± 1 значение $[M(t + \tau_1)]^2 \equiv 1$ при любом τ_1 , то окончательно выражение для r_I примет следующий вид

$$r_I = \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1).$$

Аналогично получим выражение для r_Q

$$r_Q = \frac{1}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} U_Q(t) U_r(t) dt = \frac{A}{T_{av}} \int_0^{T_{av}} M(t + \tau_1) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \times \\ \times M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] dt = \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1).$$

Сложив ортогональные компоненты зондирующего фазоманипулированного сигнала с соответствующими полученными весовыми множителями, равными коэффициентам кросскорреляции r_I и r_Q , получим сигнал компенсации $U_{com}(t)$:

$$U_{com}(t) = U_Q(t) \cdot r_Q + U_I(t) \cdot r_I = \\ = \frac{A}{2} \left[\cos(\omega_c \cdot t) \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1) + \right. \\ \left. + \sin(\omega_c \cdot t) \cdot M(t + \tau_1) \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1) \right] = \\ = \frac{A}{2} \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1). \quad (11)$$

Как видно из выражения (11), сигнал компенсации, так же как и для монохроматического сигнала, с точностью до постоянного амплитудного множителя совпадает с сигналом от неподвижного мощного отражателя – первое слагаемое в выражении (8). Амплитуду компенсационного сигнала β мы также можем установить, исходя из необходимого коэффициента подавления мешающего сигнала. Тогда окончательное выражение для принятого фазоманипулированного сигнала с учетом компенсации можем записать как

$$U_{rcom}(t) = U_r(t) - \beta \cdot U_{com}(t) = \\ = A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) + \\ + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} \cdot M(t + \tau_2) + \xi(t) - \\ - \beta \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) = \\ = (A - \beta) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) + \\ + B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} \cdot M(t + \tau_2) + \xi(t).$$

И для фазоманипулированного сигнала при $\beta \rightarrow A$

$$\lim_{\beta \rightarrow A} [(A - \beta) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1)] \rightarrow 0,$$

$$U_{rcom}(t) \rightarrow B \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} \cdot M(t + \tau_2) + \xi(t).$$

Видно, что полная компенсация сигнала от мешающего мощного отражателя теоретически возможна и для широкополосного периодического фазоманипулированного сигнала. Коэффициент подавления мешающего сигнала α можно оценить с помощью выражения (4).

Как было ранее отмечено, подавление сложного сигнала может быть осуществлено только тогда, когда мы знаем время его задержки τ_1 , соответствующее времени распространения зондирующего сигнала до мощного мешающего отражателя и обратно.

5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ СЛОЖНОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Как уже отмечалось выше, при условии $B \ll A$, входной сигнал приемника с высокой степенью точности можно записать, как определено в (9). Очевидно, что этот сигнал фактически определяется сигналом от мощного мешающего отражателя. Каждая гармоника сигнала $M(t + \tau_1)$ несет в себе информацию о задержке τ_1 принятого сигнала, или, учитывая, что $\tau_1 = 2 \cdot R_w / c$, информацию о дальности R_w до источника мощной помехи. Как правило, период повторения зондирующего сигнала T_M выбирается с учетом однозначности определения дистанции на интервале рабочих дальностей радара, т.е. выбирают так, чтобы $T_M > \tau_1 \max$. В этом случае набег фазы $\omega_M \tau_1$ первой гармоники частоты повторения задержанного сигнала обусловленный распространением сигнала до источника мощного отражения и обратно, однозначно определяет значение задержки τ_1 .

Т.к. амплитуда принятого сигнала в основном определяется амплитудой сигнала от мощного отражателя и она по условию задачи значительно больше амплитуды полезного сигнала, выделить первую гармонику принятого модулирующего сигнала не составит особой сложности. Для этого входной сигнал (9) перемножим на квадратурные составляющие $U_I(t) = \sin(\omega_c \cdot t)$ и $U_Q(t) = \cos(\omega_c \cdot t)$ несущего колебания зондирующего сигнала

$$\begin{aligned}
 U_{MQ}(t) &= U_r(t) \cdot U_Q(t) = \\
 &= A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) = \\
 &= \frac{A}{2} \cdot M(t + \tau_1) \cdot \{ \sin(\omega_c \cdot \tau_1) + \sin[2 \cdot \omega_c \cdot (t + \tau_1)] \}. \\
 U_{MI}(t) &= U_r(t) \cdot U_I(t) = \\
 &= A \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) = \\
 &= \frac{A}{2} \cdot M(t + \tau_1) \cdot \{ \cos(\omega_c \cdot \tau_1) - \cos[2 \cdot \omega_c \cdot (t + \tau_1)] \}.
 \end{aligned}$$

После фильтрации второй гармоники несущей частоты на выходе каждого квадратурного канала выделяем задержанный на время τ_1 сигнал фазовой манипуляции $M(t)$:

$$\begin{aligned}
 U_{MQ}(t) &\Rightarrow \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1) \cdot M(t + \tau_1), \\
 U_{MI}(t) &\Rightarrow \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1) \cdot M(t + \tau_1),
 \end{aligned}$$

где $\frac{A}{2} \cdot \sin(\omega_c \cdot \tau_1) = const$ – амплитуда сигнала $M(t + \tau_1)$ на выходе Q -канала, а $\frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_c \cdot \tau_1) = const$, соответственно – на выходе I -канала.

Используя нижеследующий алгоритм, получаем сигнал $U_M(t)$ для последующего анализа:

$$U_M(t) = \begin{cases} U_{MI}(t), & \text{if } U_{MI}(t) \geq U_{MQ}(t) \\ U_{MQ}(t) & \text{else.} \end{cases}$$

Суть этого алгоритма заключается в том, что логическое устройство выбирает из двух квадратурных сигналов $U_{MI}(t)$ и $U_{MQ}(t)$ тот, амплитуда которого больше. При таком алгоритме обработки могут быть потери сигнала до 3 дБ, но учитывая, что амплитуда сигнала от мощного отражателя значительно превышает амплитуду сигнала от цели, такими потерями просто можно пренебречь.

Сигнал $U_M(t)$ отличается от сигнала $M(t + \tau_1)$ только неким постоянным амплитудным множителем k

$$U_M(t) = k \cdot M(t + \tau_1),$$

поэтому далее для простоты мы будем пользоваться сигналом $M(t + \tau_1)$ вместо $U_M(t)$.

Очевидно, что, как и сигнал манипуляции передающего устройства $M(t)$, который мы можем использовать в качестве опорного, так и пришедший с задержкой на время τ_1 сигнал $M(t + \tau_1)$ и выделенный с помощью вышеописанного алгоритма, можно представить в виде ряда Фурье [28]:

$$\begin{aligned}
 M(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cdot \cos(n \cdot \omega_M \cdot t) + b_n \cdot \sin(n \cdot \omega_M \cdot t)], \\
 M(t + \tau_1) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ a_n \cdot \cos[n \cdot \omega_M \cdot (t + \tau_1)] + b_n \cdot \sin[n \cdot \omega_M \cdot (t + \tau_1)] \right\},
 \end{aligned}$$

где: a_0 , a_n и b_n ($n=1, 2, \dots$) – коэффициенты Фурье функции как $M(t)$, так и $M(t + \tau_1)$, они одинаковые для этих функций, так как амплитудный спектр у этих функций одинаков, а отличаются они только фазовым спектром; ω_M – круговая частота повторения периодической функции $M(t)$, равная частоте первой гармоника ряда Фурье.

Первые гармоники сигналов $M(t)$ и $M(t + \tau_1)$ можно записать следующим образом

$$\begin{aligned}
 U_{O_M}(t) &= \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \cdot \sin \left[\omega_M \cdot t + \arctg \left(\frac{a_1}{b_1} \right) \right] \\
 \text{и } U_{\tau_M}(t) &= \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \cdot \sin \left[\omega_M \cdot (t + \tau_1) + \arctg \left(\frac{a_1}{b_1} \right) \right].
 \end{aligned}$$

Сигнал первой гармоники задержанной последовательности $U_{\tau_M}(t)$ отличается от сигнала первой гармоники опорной последовательности $U_{O_M}(t)$ только дополнительным фазовым множителем $\omega_M \cdot \tau_1$, который и несет информацию о времени задержке последовательности на время τ_1 . Измерив разность фаз между опорным сигналом $U_{O_M}(t)$ и задержанным $U_{\tau_M}(t)$, мы сможем однозначно определить время задержки τ_1 , что показано на рис. 10.

Получение значения времени задержки τ_1 является самостоятельной задачей, не зависящей от собственно процессов компенсации, поэтому τ_1 определяют до начала формирования компенсационного сигнала в соответствии с выражением (10) и учитывают его в дальнейшем при формировании этого компенсационного сигнала.

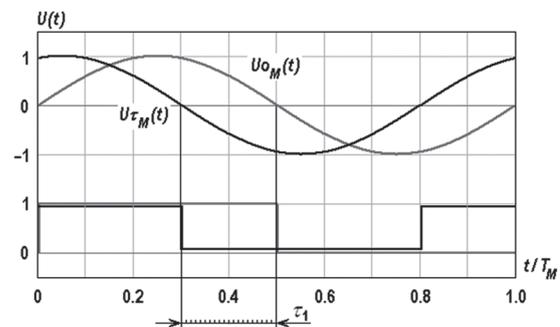


Рис. 10. Определение времени задержки τ_1 по разности фаз между сигналами

Упрощенная схема радара, использующего фазоманипулированные зондирующие сигналы с компенсацией сигнала от мощных отражателей, представлена на рис. 11.

На схеме условно выделены 5 блоков, выполняющие самостоятельные функции – В1...В5. Блок передатчика В5 предназначен для формирования зондирующего сигнала. Монохроматический сигнал на несущей частоте, генерируемый в блоке В3, перемножается с сигналом периодической кодовой последовательности с помощью перемножителя Мiх 9. Усиленный с помощью усилителя А1, полученный таким образом зондирующий сигнал U_{rr} , с помощью передающей

антенны T_x излучается в направлении цели. Аддитивная смесь сигналов, состоящая из слабого отраженного от цели сигнала и мощного мешающего отраженного сигнала, поступает на вход приемной антенны R_x . Основная часть энергии входного сигнала через ответвитель C поступает на вход сумматора Σ_1 . Как уже отмечалось, такая схема компенсации практически не ухудшает отношение сигнал/шум слабого полезного сигнала. Очень малая доля мощности входного сигнала снимается с ответвителя и подается на вход умножителей $Mix 1$, $Mix 2$ и $Mix 7$, $Mix 8$. На другие входы умножителей $Mix 1$ и $Mix 2$ подаются квадратурные составляющие зондирующего сигнала U_I и U_Q . На выходе интеграторов получаем постоянные сигналы r_I и r_Q , амплитуды которых равны коэффициентам кросскорреляции между этими квадратурными компонентами и принятым суммарным сигналом приемника. Квадратурные сигналы U_I и U_Q , умножаясь с помощью умножителей $Mix 3$ и $Mix 4$ на полученные кросскорреляционные коэффициенты r_I и r_Q , подаются на вход сумматора Σ_2 , с выхода которого получаем компенсирующий сигнал U_{com} . Этот сигнал через усилитель-инвертор с переменным коэффициентом усиления, на выходе которого получаем противофазный $(-\beta \cdot U_{com})$ мешающему сигналу, подаем на второй вход сумматора Σ_1 . На выходе этого сумматора окончательно получим входной сигнал, но уже со скомпенсированным сигналом мощного отражателя.

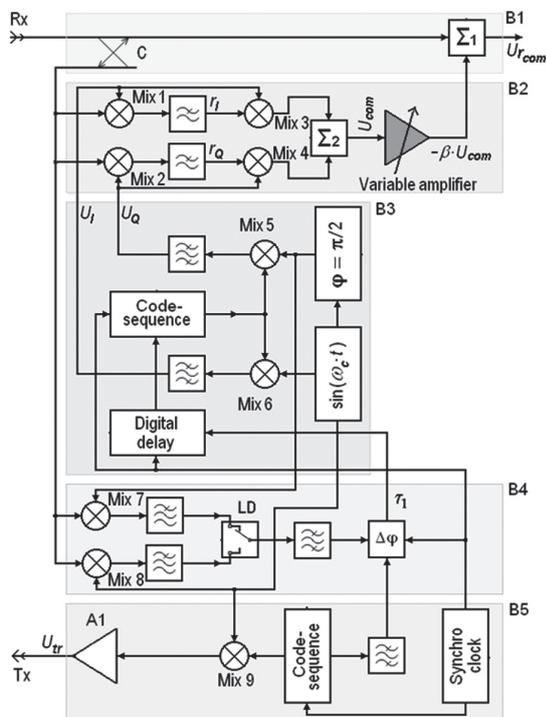


Рис. 11. Схема радара с применением когерентной компенсации широкополосных периодических фазоманипулированных сигналов

В блоке В4 выделения времени задержки τ_1 на квадратурных умножителях $Mix 7$ и

$Mix 8$ происходит перемножение входного сигнала с квадратурным сигналом несущей частоты. После фильтров высокой частоты, подавляющих вторую гармонику несущей частоты, сигналы подаются на логическое устройство LD, задачей которого является выбрать один из сигналов с наибольшей амплитудой. Далее через полосовой фильтр, который выделяет только первую гармонику модулирующего сигнала, он подается на измеритель разности фаз $\Delta\phi$. На второй вход измерителя разности фаз подается первая гармоника кодовой последовательности, используемой при формировании зондирующего сигнала. С выхода измерителя разности фаз получаем определенное количество тактовых импульсов пропорциональных искомому времени задержки τ_1 . Эти импульсы используются для формирования в блоке В3 цифровой задержки тактовых импульсов. Благодаря этому можем получить задержанную на τ_1 кодовую последовательность, которую используем для формирования квадратурных сигналов (10). Все устройства радара синхронизируются сигналами единого генератора тактовых частот.

Отметим, что для других видов широкополосных зондирующих сигналов схема радара должна быть несколько модифицирована, но идеология получения компенсационного сигнала при этом не поменяется.

6. МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЕНСАЦИИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Для иллюстрации предложенного метода компенсации, использовалось моделирование сигнала, пришедшего от мощного мешающего отражателя и полезного сигнала, пришедшего от подвижной цели со значительно меньшей амплитудой. Движение цели имитировалось гармоническим колебанием цели с амплитудой Δl и круговой частотой Ω относительно средней точки расположения цели, находящейся на расстоянии R_l от радара.

На вход приемника радара поступала аддитивная смесь мощного сигнала, отраженного от стенки $U_w(t)$ и значительно ослабленного сигнала от цели $U_l(t)$:

$$U_r(t) = U_w(t) + U_l(t),$$

причем $U_w(t) \gg U_l(t)$.

Модельные сигналы отражения от цели (12), находящейся на расстоянии R_l от радара, и сигнала от мощного отражателя (13), находящегося на расстоянии R_w от радара, можно записать следующим образом:

$$U_l(t) = B \cdot M[t + \tau_2(t)] \cdot \sin\{\omega_c \cdot [t + \tau_2(t)]\} = \\ = B \cdot M\left(t + \frac{4\pi}{\omega_c} \cdot \left[\frac{R_l}{\lambda} + \frac{\Delta l}{\lambda} \cdot \sin(\Omega \cdot t)\right]\right) \times \\ \times \sin\left\{\omega_c \cdot t + 4\pi \cdot \left[\frac{R_l}{\lambda} + \frac{\Delta l}{\lambda} \cdot \sin(\Omega \cdot t)\right]\right\}, \quad (12)$$

$$U_w(t) = A \cdot M(t + \tau_1) \cdot \sin[\omega_c \cdot (t + \tau_1)] =$$

$$= A \cdot M\left(t + \frac{4\pi}{\omega_c} \cdot \frac{R_w}{\lambda}\right) \cdot \sin\left[\omega_c \cdot t + 4\pi \cdot \frac{R_w}{\lambda}\right], \quad (13)$$

где λ – длина волны зондирующего сигнала. В модели выбирался малый индекс фазовой модуляции несущей зондирующего сигнала за счет движения цели, что соответствовало случаю малой амплитуды колебания цели по отношению к длине волны зондирующего сигнала – $\Delta l/\lambda \ll 1$.

Ниже представлены результаты моделирования. На рис. 12 показана огибающая спектра сигнала, отраженного от цели, на фоне огибающей спектра сигнала, отраженного от мощного отражателя. Для наглядности на графике уровни этих сигналов выровнены. Как видим, огибающая спектра сигнала от цели в значительной степени деформирована за счет фазовой модуляции несущей, обусловленной подвижностью цели.

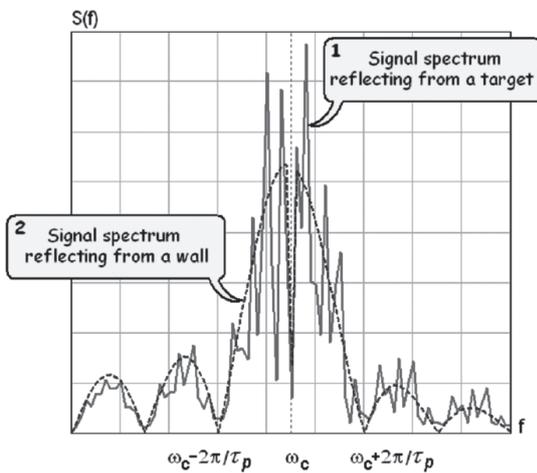


Рис. 12. Огибающая спектра сигнала отраженного от цели (без сигнала от стенки) – 1 и от стенки – 2; для наглядности, сигнал, отраженный от стенки, уменьшен в B/A раз

Заметим, что на рис. 12–15 τ_p обозначает длительность элементарного импульса сигнала $M(t)$, а ω_c – частоту несущего сигнала.

На рис. 13 представлена огибающая спектра сигнала, отраженного от цели на фоне огибающей спектра сигнала компенсации $U_{com}(t)$. Для наглядности на графике уровни этих сигналов выровнены. Как видим, огибающая спектра сигнала компенсации практически полностью совпадает с огибающей спектра сигнала, отраженного от стенки $U_w(t)$, т.к. в значительной степени спектр сигнала компенсации определяется сигналом, отраженным от стенки, ввиду значительного (как правило, на 30 – 60 дБ) превышения его амплитуды над амплитудой сигнала, отраженного от цели.

На рис. 14 представлена огибающая спектра суммарного сигнала (5) на фоне огибающей спектра сигнала компенсации $U_{com}(t)$. Как видим, огибающие спектров этих сигналов практически

идентичны, что позволяет провести вычитание из суммарного сигнала компенсации, значительно уменьшив влияние паразитного сигнала, отраженного от стенки, уменьшив, таким образом, динамический диапазон входных сигналов приемника.

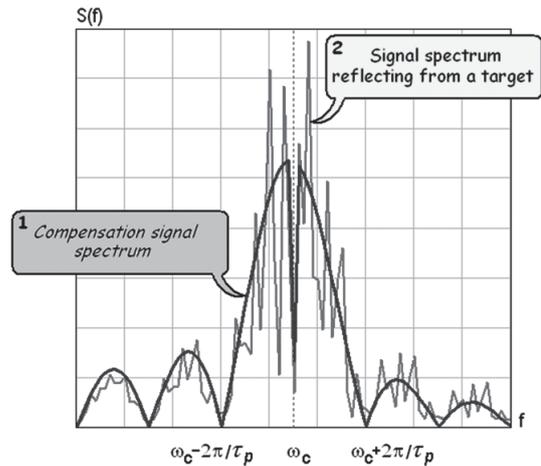


Рис. 13. Огибающая спектра сигнала компенсации – 1 на фоне огибающей спектра сигнала, отраженного от цели (без сигнала от стенки) – 2; для наглядности, сигнал компенсации уменьшен в B/A раз

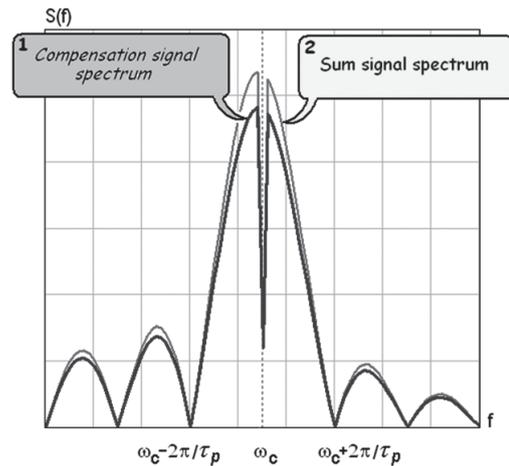


Рис. 14. Огибающие спектров сигнала компенсации – 1 и суммарного сигнала (от цели и от стенки), пришедшего на вход радара – 2

На рис. 15 показано как меняется огибающая спектра скомпенсированного суммарного сигнала в зависимости от степени подавления α . Амплитуда огибающей спектра скомпенсированного суммарного сигнала представлена в логарифмическом масштабе, чтобы было видно на одном графике влияние степени компенсации во всем диапазон изменений скомпенсированного сигнала. Для данного примера принято, что амплитуда отраженного от цели сигнала на 60 дБ меньше сигнала от стенки. Видно, что при значениях α , находящимся в диапазоне 0 – 20 дБ, огибающая спектра скомпенсированного суммарного сигнала определяется в основном сигналом отражения от стенки. При $\alpha = 40$ дБ начинает проявляться структура сигнала отражений от цели, а при $\alpha = 54$ дБ – огибающая спектра

скомпенсированного суммарного сигнала в значительной степени уже определяется только сигналом от цели – сработала компенсация.

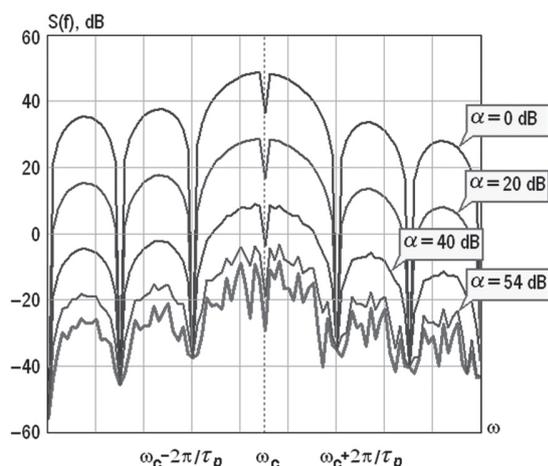


Рис. 15. Огибающие спектра суммарного сигнала $U_r(t)$ (от цели и от мощного отражателя) при разных уровнях его компенсации α . Для сравнения, самая нижняя кривая – огибающая спектра сигнала только от цели $U_r(t)$ (без сигнала от стенки)

ВЫВОДЫ

1. Предложен метод автоматического формирования сигнала компенсации мощных отражений от местных предметов для локахторов, использующих монохроматические сигналы. Причем компенсация происходит на входе приемника еще до начала обработки (в том числе и усиления) слабого входного сигнала.

2. Когерентный сигнал компенсации формируется квадратурными составляющими задающего сигнала передатчика, амплитуды которых пропорциональны соответствующим коэффициентам кросскорреляции между входным сигналом локахтора и опорным.

3. Предложенный метод компенсации может значительно снизить требования к динамическому диапазону входных устройств РЛС практически без ухудшения соотношения сигнал/шум на входе приемника, что очень важно для весьма слабых сигналов от цели.

4. На примере фазоманипулированных зондирующих сигналов показана возможность применения предложенной методики не только для монохроматических сигналов, но и для сложных широкополосных сигналов.

5. Представлены результаты моделирования предложенного метода компенсации для монохроматического и фазоманипулированного сигналов. Результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенных методов компенсации мощных паразитных сигналов.

6. Разработаны функциональные схемы предложенных систем компенсации.

7. Результаты работы могут быть полезны, например, при проектировании локахторов для мониторинга живых объектов на расстоянии или за оптически непрозрачными средами.

Литература.

- [1] Konstantin Lukin and Vladimir Kononov. Through Wall Detection and Recognition of Human Beings using Noise Radar Sensors. The RTO Sensors and Electronics Technology Panel (SET) Symposium held in the Banner Hall at the Defence Museum, Akershus Fortress in Oslo, Norway on 11-13 October 2004. SET-080.
- [2] К.А.Лукин и др. Шумовая радарная технология. Прикладная радиоэлектроника, том 8, 2009 г., №4 стр. 510-525.
- [3] Сытник О.В. Алгоритм обнаружения и идентификации малоподвижных целей. Радиофизика и радиоастрономия, 2003, т. 8, №2, стр. 199-206
- [4] Вязьмитинов И.А., Мирошниченко Е.И., Сытник О.В. Особенности построения РЛС для обнаружения людей под завалами. Радиофизика и электроника. Харьков, 2004. 9, №2. С. 452-462.
- [5] Вязьмитинов И.А., Мирошниченко Е.И., Сытник О.В. Особенности построения технических систем для обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами. Вопросы подповерхностной радиолокации. Под ред. А. Ю. Гринёва. - М: Радиотехника, 2005. - Гл. 19. - С.373-407.
- [6] Vyzmitinov I.A., Myroshnychenko Ye.I., Sytnik O.V., Kopylov Y.A. Design problems of rescue-radar. Proceedings of the Fourth IASTED International Conference Antennas, Radar, and Wave Propagation, May 30 – June 1, 2007, Montreal, Quebec, Canada.
- [7] О.В. Сытник И.А. Вязьмитинов, Е.И. Мирошниченко, Ю.А. Копылов. Метод повышения эффективности РЛС для обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами. «Журнал радиоэлектроники», №3, 2008.
- [8] Вязьмитинов И.А., Мирошниченко Е.И., Сытник О.В. Результаты исследований ослабления энергии электромагнитных волн оптически непрозрачными преградами. Радиофизика та електроніка. 2007. Т. 12, № 2. С. 426-434
- [9] Alexander M. Vergara; Olga Boric-Lubecke; Victor M. Lubecke. DC information preservation for cardiopulmonary monitor utilizing CW doppler radar. 2008 30th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (August 2008), pg. 1246-1249
- [10] Isar Mostafanezhad; Olga Boric-Lubecke; Victor M. Lubecke; Anders Host-Madsen. Cancellation of unwanted motion in a handheld Doppler radar used for non-contact life sign monitoring. 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (June 2008), 2008, pg. 1171-1174.
- [11] Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. М., изд-во «Советское радио», 1970, стр. 560.
- [12] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.
- [13] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я. Д. Ширмана. - М.: Радиотехника, 2007. - 512 с: ил. стр. 435-439.
- [14] Hongwu Ren and Xingde Li. Clutter rejection filters for optical Doppler tomography. Optics Express, Vol. 14, Issue 13, pp. 6103-6112, 2006.
- [15] Котоусов А.С. Оптимальная компенсация структурно-детерминированных помех. Проблемы передачи информации, 1981, том XVII, вып. 3. стр. 44-49.

- [16] *Светлов А.Ю.* Адаптивные алгоритмы обнаружения радиолокационных целей на фоне пассивных помех в когерентно-импульсных РЛС. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Челябинск. 2006, с. 173.
- [17] *Шувалов А.В.* Анализ и синтез алгоритмов первичной обработки сигналов GPS/ГЛОНАСС в навигационных комплексах при воздействии структурно-детерминированных помех. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва. 2006, с. 164.
- [18] *Осавчук Н.А.* Анализ помехоустойчивости РЛС обнаружения и сопровождения воздушных целей на начальном этапе функционирования при действии преднамеренных помех. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва. 2006, с. 204.
- [19] *Гуменюк А.В.* Адаптивные фильтры подавления пассивных помех параллельной систолической структуры. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва. 2006, с. 121.
- [20] *Зиганшин Э.Г.* Обнаружение сверхширокополосных радиолокационных сигналов отраженных от сложных целей. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва. 2006, с. 170.
- [21] *Gregory A Roberts.* Clutter rejection using connectivity. United States Patent No 5345242. 06-Sep-1994.
- [22] *James K. Hsiao.* Digital mean clutter Doppler compensation system. United States Patent No 4,035,799. July 12, 1977.
- [23] *Raymond G. Martin.* Automatic phase and gain balance controller for a baseband processor. United States Patent No 4122448, 24-Oct-1978.
- [24] *Banerjee P. K., Sen Gupta A.* A clutter canceller for remote victim locator. International Union of Radio Science – URSI GA 2005, [http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/CP4.2\(0132\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/CP4.2(0132).pdf).
- [25] *Banerjee P. K., Sen Gupta A.* A clutter canceller for remote victim locator. IETE Technical review A. 2005, vol. 22, n° 2, pp. 109-116.
- [26] *G. Grazzini, M. Pieraccini, F. Parrini, F. C. Atzeni, C. A.* Clutter Canceller for Continuous Wave GPR. 4th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar, IWAGPR 2007, 27-29 June 2007 pp. 212 – 216.
- [27] *Huey-Ru Chuang, Y.-F. Chen, and Kun-Mu Chen.* Automatic Clutter-Canceller for Microwave Life-Detection Systems. IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol.40, No.4. August 1991.
- [28] *Раушер К., Йансен Ф., Минихольд Р.* Основы спектрального анализа: Пер. с англ. С.М. Смольского / Под редакцией Ю.А. Гребенко – М.: Горячая линия–Телеком, 2006. – 224 с.: ил.

Поступила в редколлегию 9.01.2012

Лукин Константин Александрович, доктор физико-математических наук, профессор, IEEE Fellow, Академик АНПРЕ, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: динамический хаос, генерация и обработка случайных сигналов, широкополосная шумовая радиолокация и радиосвязь.



Коновалов Владимир Михайлович, главный инженер отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: ближняя радиолокация с применением широкополосных сигналов, обработка сигналов, радиолокационные системы ближнего действия для мониторинга и управления.

УДК 621.396.96:621.391

Когерентна компенсація потужних заважаючих відбиттів у локаторах з періодичними сигналами / К.О. Лукин, В.М. Коновалов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 1. – С. 3-14.

В роботі представлені методи пригнічення потужних сигналів від паразитних пасивних відбивачів, які оточують локатор на прикладі, як гармонічних, так і складних зондувальних сигналів, що дозволяють значно зменшити динамічний діапазон приймача для подальшої обробки. Це особливо актуально для випадків, коли неможливо провести попередню частотну селекцію потужних перешкод. Для складних сигналів аналіз проводився на прикладі сигналів з фазовою маніпуляцією, хоча запропонований метод пригнічення сигналів перешкод придатний і для радарів з будь-якими періодичними зондувальними сигналами. Для запропонованих пристроїв пригнічення немає необхідності застосування точних, ширококутових, а, отже, дорогих фазообертачів. Представлені структурні схеми пристроїв пригнічення. Наведено результати моделювання для монохроматичних і складних сигналів, які ілюструють запропоновану методику.

Ключові слова: динамічний діапазон, компенсація перешкод, компенсація потужних сигналів, компенсація, автоматична компенсація, схема компенсації, мале доплерівське зміщення, нерухомі відбивачі.

Іл. 15. Бібліогр.: 28 найм.

UDC 621.396.96:621.391

Coherent Clutter Canceller in Radar with periodic signals / K.A. Lukin, and V.M. Kononov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 1. – P. 3-14.

Methods for clutter cancellation of powerful signals from surrounding passive reflectors are presented for both simple sinusoidal and complex FSK probing signals. The methods enable considerable reduction of dynamic range of the receiver for the subsequent processing of the received signals. The methods are extremely beneficial when Doppler filtration of nonmoving clutter cannot be implemented, i.e. for the extremely slow motion of a target. The related analysis has been carried out for sinusoidal and FSK signals, however the method suggested is to be valid for radars with periodic probing signals of any type. The block diagrams of the devices for clutter cancellation according to the method suggested are presented for both cases. Some results of computer modeling for monochromatic and FSK complex signals are presented to illustrate the methods suggested. Note that rather precise, wideband and expensive phase shifters are not needed for the suggested devices implementation.

Keywords: dynamic range, clutter cancelling, suppression of powerful signals, cancelling, automatic clutters cancelling, compensation circuit, small Doppler shift, fixed reflectors.

Fig. 15. Ref.: 28 items.