

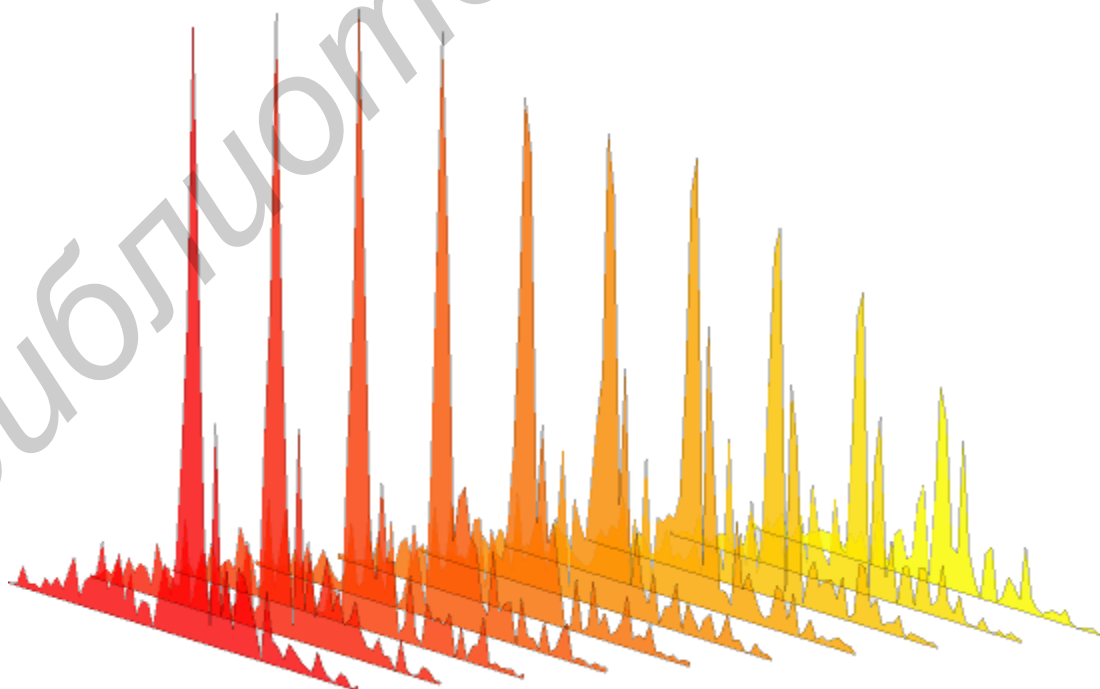
Министерство образования Республики Беларусь

Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра радиотехнических систем

***МЕТОДЫ И СРЕДСТВА
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ
ИНФОРМАЦИИ***

Лабораторный практикум
для студентов радиотехнических специальностей
всех форм обучения



Минск 20010

УДК 621.396.6 (075.8)

ББК 32.844 я 73

М 54

Рецензенты:

Авторы:

С. Б. Саломатин, П. Г. Семашко, А. В. Мартинович, Д. Л. Ходыко

М 54 **Методы** и средства радиоэлектронной защиты информации. Лаб. практик. для студ. радиотехн. спец. всех форм обуч. / С. Б. Саломатин, П. Г. Семашко, А. В. Мартинович, Д. Л. Ходыко. – Минск: БГУИР, 2010. – 83 с.: ил.

ISBN 978-985-488-356-7

В практикум вошли четыре лабораторные работы. Для каждой работы приведены теоретические сведения, описание лабораторной модели, задания и вопросы для самопроверки.

В работе «Частотный поиск сигналов радиоэлектронных средств» изучаются методы радиоэлектронной разведки и исследуется панорамный приемник. Работа «Исследование алгоритмов идентификации параметров сообщения» посвящена изучению алгоритмов идентификации сообщений и формированию имитирующих помех в рамках регрессионных моделей. В работе «Исследование скрытности радиотехнической системы передачи информации» анализируются методы обеспечения энергетической, пространственной и структурной скрытности на основе построения зон разведки. Лабораторная работа «Пространственная защита от помех» посвящена исследованию адаптивного алгоритма оптимальной пространственной фильтрации сигнала на фоне помех от нескольких источников.

УДК 621.396.6 (075.8)

ББК 32.844 я 73

ISBN 978-985-488-356-7

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2008

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

ЧАСТОТНЫЙ ПОИСК СИГНАЛОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Цель работы:

- 1) ознакомиться с методами радиоэлектронной разведки сигналов в частотно-временной области;
- 2) изучить принципы панорамного поиска по частоте источников непрерывных и импульсных радиоизлучений, режимы быстрого, медленного и вероятностного поиска;
- 3) исследовать взаимосвязь характеристик панорамного приемника (диапазона и времени поиска, разрешающей способности по частоте, чувствительности) при использовании техники сжатия импульсов и без нее.

КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Введение

Поиск радиоизлучений применяется в системах радиоэлектронной защиты информации для установления фактов работы специальных РЭС, применяемых противником для хищения или разрушения защищаемой информации. К таким РЭС относятся:

- 1) устройства для радиопередачи за пределы защищаемого объекта добытых противником сведений. Это могут быть сведения, которые хранятся, распространяются и используются на защищаемом объекте в виде аудио- и видеосообщений, документов на бумажном и электронном носителях, радиоизлучений средств связи, оргтехники и др.;
- 2) передатчики радиолокационных систем противника, предназначенные для получения информации о местоположении защищаемого объекта путем улавливания отраженных от него радиоволн;
- 3) радиопередатчики помех, предназначенные для разрушения (искажения) информации, содержащейся в радиосигналах защищаемых систем связи, радиолокации и радионавигации.

Как правило, априорно ничего не известно о РЭС, применяемых противником для хищения и разрушения информации. Поэтому в целях защиты информации используются станции радиотехнической разведки, задачами которых являются:

- 1) установление факта работы РЭС противника;
- 2) определение параметров излучения: пеленга (направления прихода радиоволн), частоты, интервалов времени существования излучения;
- 3) анализ характеристик сигналов (временных, спектральных), определение вида и параметров модуляции и т.п.

На основании информации, полученной в ходе радиотехнической разведки, могут быть приняты адекватные меры для нейтрализации РЭС противника.

Разведывательные приемники

Станция радиотехнической разведки содержит:

- 1) антенную систему, позволяющую определять пеленг;
- 2) приемник, осуществляющий поиск сигналов во времени и по частоте;
- 3) анализатор характеристик сигналов;
- 4) аппаратуру индикации, регистрации, обработки и хранения информации.

Приемники станций РТР характеризуются:

- 1) перекрываемым диапазоном разведываемых частот $\Delta f_p = f_{\max} - f_{\min}$;
- 2) временем разведки T_p , то есть временем, необходимым для проверки наличия сигналов в диапазоне Δf_p ;
- 3) точностью определения несущей частоты сигнала δf ;
- 4) разрешающей способностью Δf ;
- 5) чувствительностью;
- 6) вероятностью разведки;
- 7) способом поиска разведываемого сигнала по несущей частоте.

Приемники должны быть рассчитаны на обработку:

- 1) непрерывных сигналов, характерных для систем связи;
- 2) отрезков сигналов, характерных для систем связи с временной скрытностью, в которых информация сначала накапливается, а затем передается по радиоканалу в течение короткого промежутка времени с целью затруднения обнаружения факта радиопередачи;
- 3) импульсных сигналов, характерных для радиолокационных и телеметрических систем;
- 4) пачек импульсов, характерных для радиолокационных систем с последовательным обзором по углу.

Поиск сигналов во времени обычно осуществляется последовательно в реальном масштабе. Поиск по частоте может быть как последовательным, так и параллельным (беспоисковые устройства).

Метод параллельного по частоте поиска сигналов

Параллельный по частоте поиск сигналов осуществляется с помощью многоканального приемника. В нем весь диапазон разведываемых частот Δf_p разделяется системой фильтров на ряд поддиапазонов. Полосы пропускания фильтров примыкают друг к другу так, как показано на рис. 1.1. Ширина полосы пропускания фильтра ΔF_ϕ обратно пропорциональна количеству каналов n и при идентичности каналов $\Delta F_\phi = \Delta f_p / n$.

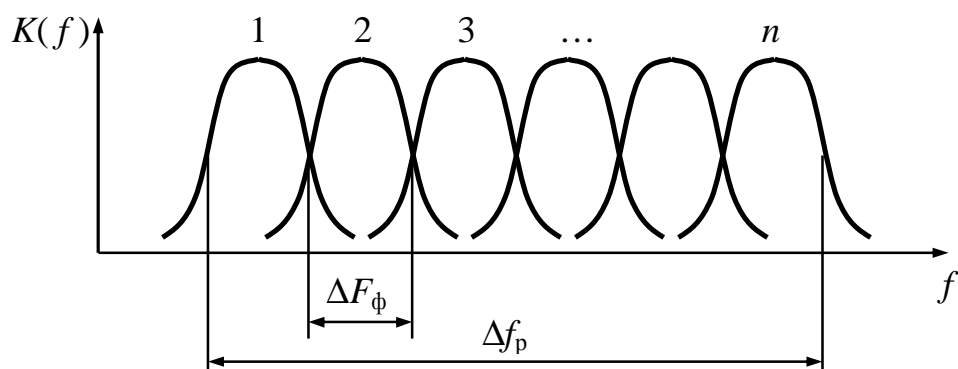


Рис. 1.1. Частотные характеристики фильтров многоканального приемника

Частота принятого сигнала определяется по номеру канала, на выходе которого получен отклик. В этом случае точность определения частоты равна половине ширины полосы пропускания $\delta f = \Delta F_{\phi}/2$, а разрешающая способность определяется величиной взаимной расстройки соседних каналов по частоте $\Delta f = \Delta F_{\phi}$. Напомним, что разрешающая способность – это минимальная разность частот двух сигналов, при которой они воспринимаются отдельно.

Для упрощения каналы часто выполняют в виде простейших детекторных приемников. Простота микроминиатюризации позволяет увеличить количество каналов, а следовательно, повысить точность и разрешающую способность по частоте либо перекрыть большой диапазон частот. Однако из-за низкой чувствительности детекторного приема его применение оправдано лишь в случае большой интенсивности разведываемых сигналов. Все большее распространение находит построение каналов по супергетеродинной схеме.

По сути многоканальная система фильтров осуществляет прямое преобразование Фурье на дискретных частотах. Поэтому параллельный поиск может быть реализован на основе известных методов спектрального анализа путем оптической или цифровой обработки сигналов. Несмотря на высокое быстродействие современных цифровых сигнальных процессоров, реализация цифровых разведывательных приемников с большим диапазоном частот связана со значительными трудностями.

Матричный приемник

Еще одним средством беспойскового определения частоты является разновидность многоканального приема, получившая наименование матричного. Такой прием обеспечивается матрицей приемных элементов, столбцы которой называются ступенями. Ступени обеспечивают последовательное уточнение частоты.

На первой ступени n_1 приемных элементов настроены на частоты $f_1 + i\Delta F_1$ ($i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) и перекрывают весь разведываемый диапазон частот $\Delta f_p = n_1 \Delta F_1$ аналогично рассмотренному выше многоканальному приемнику. Они позволяют оценить частоту принятых колебаний с точностью до ΔF_1 и

переносят эти колебания для дальнейшего уточнения на следующую промежуточную частоту f_2 .

На второй ступени n_2 приемных элементов настроены на частоты $f_2 + i\Delta F_2$ ($i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$) и перекрывают диапазон частот $\Delta F_1 = n_2\Delta F_2$. Они позволяют уточнить частоту колебаний с точностью до $\Delta F_2 < \Delta F_1$ и переносят принятые колебания на следующую промежуточную частоту f_3 и т.д.

Разрешающая способность матричного приемника определяется полосой пропускания фильтров последней ступени $\Delta F_m = \Delta f_p / (n_1 n_2 n_3 \dots n_m)$. При общем количестве приемных элементов $n = n_1 + n_2 + n_3 + \dots + n_m$ разрешающая способность матричного приемника существенно выше, чем у многоканального приемника с таким же количеством каналов.

Последовательный по частоте поиск сигналов

Последовательный поиск организуется путем последовательной перестройки по частоте одноканального приемника, который получил название *панорамного*. Одноканальное построение существенно уменьшает объем аппаратуры по сравнению с многоканальным, однако при последовательном поиске возрастает время разведки.

Панорамный приемник строится по супергетеродинной схеме (рис. 1.2). Под управлением генератора развертки ГР происходит синхронная перестройка по частоте входных цепей и гетеродина, а также формирование горизонтальной развертки индикатора И. Перестройка обычно осуществляется периодически с периодом T_p по линейному закону, поэтому в качестве ГР используется генератор пилообразного напряжения. Полоса пропускания приемника определяется полосовым фильтром ПФ (ΔF_ϕ). Напряжение с выхода амплитудного детектора АД управляет вертикальной координатой индикатора. Таким образом, на индикаторе в координатах «частота-амплитуда» отображается панорама спектра принимаемых колебаний в рабочем диапазоне частот Δf_p .

Избирательность панорамного приемника по частоте в процессе перестройки наглядно иллюстрируется частотно-временной диаграммой (рис. 1.3, а). Серым цветом показана полоса пропускания приемника, перестраивающегося в диапазоне от f_{\min} до f_{\max} за время T_p . Скорость перестройки равна

$$g = \frac{df}{dt} = \frac{\Delta f_p}{T_p}. \quad (1.1)$$

Сигналы на рис. 1.3, а представлены своими диаграммами неопределенности. При наличии в этом диапазоне непрерывного сигнала с частотой f_{c1} , он будет находиться в пределах полосы пропускания в течение времени наблюдения

$$T_n = \Delta F_\phi / g, \quad (1.2)$$

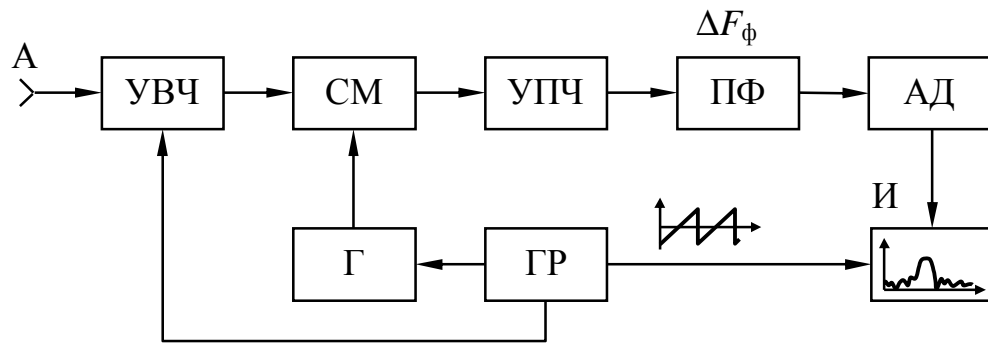


Рис. 1.2. Функциональная схема панорамного приемника:
 А – антенна, УВЧ – усилитель высокой частоты, СМ – смеситель,
 УПЧ – усилитель промежуточной частоты, ПФ – полосовой
 фильтр, АД – амплитудный детектор, Г – гетеродин, ГР –
 генератор развертки, И – индикатор

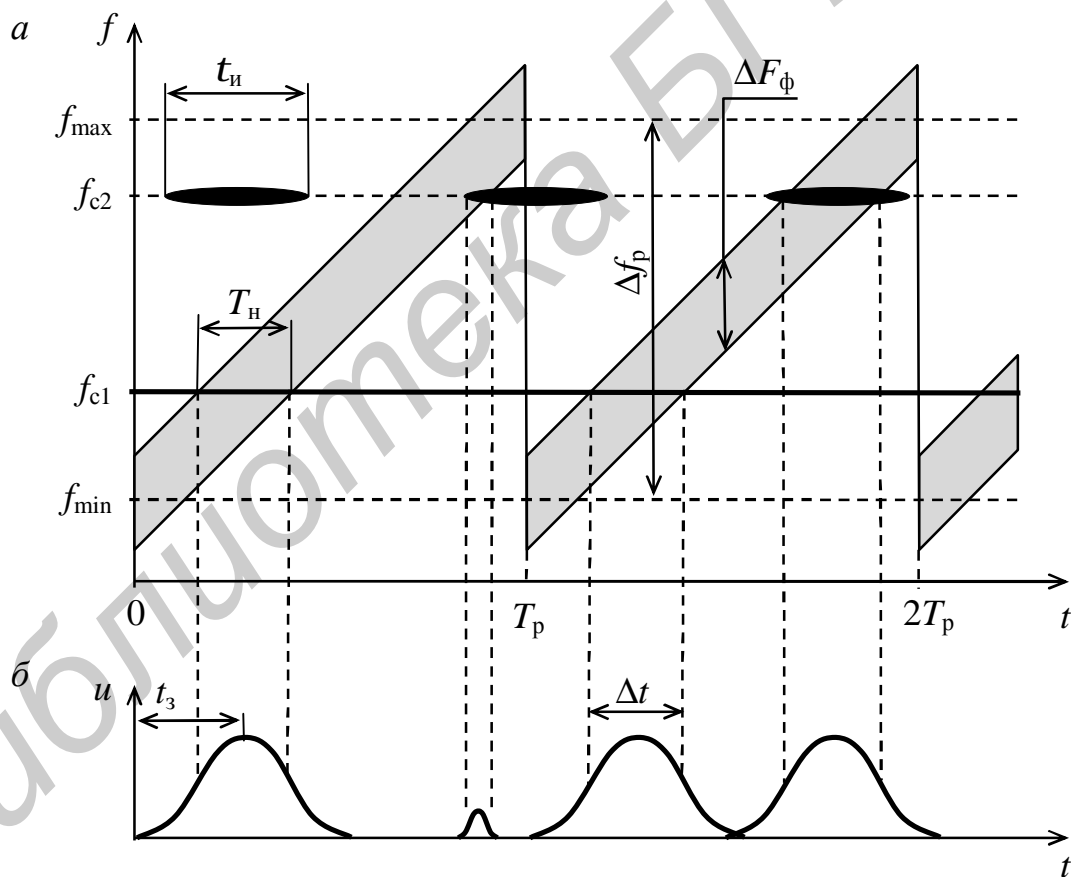


Рис. 1.3. Частотно-временная диаграмма (а) и сигнал на выходе АД (б)

в результате чего на выходе приемника возникнет импульс длительностью T_n (рис. 1.3, б). Если время наблюдения T_n значительно превышает длительность переходного процесса в фильтре $1/(2\Delta F_\phi)$ (то есть $2T_n\Delta F_\phi \gg 1$), то форма выходного импульса будет соответствовать форме амплитудно-частотной

характеристики ПФ, а задержка относительно начала развертки пропорциональна частоте сигнала

$$t_3 = (f_{c1} - f_{\min})/g. \quad (1.3)$$

Разрешающая способность панорамного приемника определяется эффективной длительностью импульса на выходе ПФ Δt :

$$\Delta f = g\Delta t. \quad (1.4)$$

При невысокой скорости перестройки

$$\Delta f = \Delta F_{\phi}.$$

В случае прерывистого (импульсного) сигнала возможны пропуски импульсов или частичное попадание импульса в полосу пропускания приемника в процессе его перестройки. Это иллюстрируется на рис. 1.3 а, где показана последовательность простых радиоимпульсов на несущей частоте f_{c2} : первый импульс пропущен, второй проходит частично и вызывает отклик малой амплитуды, третий импульс дает максимальный отклик.

В связи с этим различают два вида поиска:

- 1) *гарантированный*, когда вероятность прохождения сигнала через перестраиваемый фильтр равна единице, $P_{\text{п}} = 1$;
- 2) *вероятностный*, когда $P_{\text{п}} < 1$.

Вероятность прохождения сигнала $P_{\text{п}}$, которая определяется временем прихода и длительностью входного сигнала, следует отличать от вероятности обнаружения сигнала D , которая определяется отношением сигнал/шум.

Динамический эффект

Считается, что при непрерывном гармоническом сигнале на входе панорамного приемника форма импульса на выходе повторяет форму амплитудно-частотной характеристики ПФ, если выполняется условие $T_{\text{н}}\Delta F_{\phi} > 3$, которое у учетом (1.2) приобретает вид $\Delta F_{\phi}^2/g > 3$. При этом скорость перестройки ограничивается величиной $g_{\text{гр}} < \Delta F_{\phi}^2/3$. Это условие существенно для измерительных приборов (спектроанализаторов, измерителей частотных характеристик и др.), но в разведывательном приемнике могут применяться более высокие скорости перестройки. При этом должны учитываться следующие искажения.

Если $g > g_{\text{гр}}$, то начинает проявляться так называемый *динамический эффект*, который заключается в том, что при увеличении скорости перестройки импульс на выходе ПФ уменьшается по амплитуде, его максимум смещается в сторону перестройки частоты (рис. 1.4) и расширяется.

Переходные процессы в фильтре вызывают смещение максимума выходного импульса на время $Dt_{\text{см}} = 1/(2\Delta F_{\phi})$, что приводит к систематической ошибке определения частоты сигнала

$$Df_{\text{см}} = gDt_{\text{см}} = g/(2\Delta F_{\phi}). \quad (1.5)$$

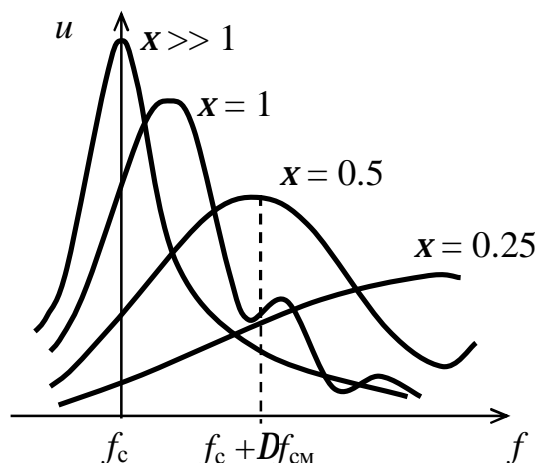


Рис. 1.4. Отклик панорамного приемника с учетом динамического эффекта: f_c – частота входного гармонического сигнала; $Df_{см}$ – смещение максимума по частоте; параметр $x = \Delta F_{\phi}^2/g$

Так, если по индикатору измерено время запаздывания импульса от начала развертки t_3 (см. рис. 1.3), то частоту принятого сигнала можно оценить по формуле, получаемой из (1.3) с учетом (1.5):

$$\hat{f}_c = f_{\min} + g t_3 - \frac{g}{2\Delta F_{\phi}}. \quad (1.6)$$

Снижение амплитуды импульса вследствие динамического эффекта равносильно потере чувствительности приемника. Эти потери могут быть оценены с помощью выражения

$$a = \left[1 + 0.195 \left(\frac{g}{\Delta F_{\phi}^2} \right)^2 \right]^{\frac{1}{4}}. \quad (1.7)$$

Расширение импульса на выходе ПФ приводит к ухудшению разрешающей способности по частоте.

Оптимальная полоса пропускания панорамного приемника

Оптимальная полоса пропускания фильтра равна эффективной ширине спектра сигнала и обеспечивает максимальное отношение сигнал/шум на выходе. Если эффективная длительность сигнала на выходе фильтра равна T_n , то эффективная ширина его спектра и полоса пропускания оптимального фильтра будут равны $\Delta F_{\phi} = 1/T_n$, а с учетом (1.2) $\Delta F_{\phi} = g/\Delta F_{\phi}$, откуда получаем оптимальное значение полосы пропускания фильтра $\Delta F_{\phi} = \sqrt{g}$. Более точный анализ, учитывающий колоколообразную форму амплитудно-частотной характеристики, дает

$$\Delta F_{\phi} = \sqrt{g/p}. \quad (1.8)$$

При этом будет иметь место динамический эффект, поскольку скорость перестройки $g = p\Delta F_{\phi}^2$ оказывается больше, чем $g_{гр} = \Delta F_{\phi}^2/3$.

Поиск со сжатием импульсов

Для уменьшения динамического эффекта (1.7) необходимо при неизменной скорости перестройки g увеличивать полосу пропускания полосового фильтра ΔF_{ϕ} , но это ведет к уменьшению чувствительности приемника и точности измерения частоты. Одновременное обеспечение значительной скорости перестройки и высокой разрешающей способности по частоте может быть достигнуто в приемнике со сжатием импульсов. Для этого полосовой фильтр заменяют согласованным.

В результате линейной перестройки частоты гетеродина Γ (см. рис. 1.2) на выходе смесителя СМ образуется сигнал $U_{см}(t)$ с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), длительность которого примерно равна времени наблюдения $T_{н}$ (рис. 1.5). Мгновенная частота этого импульса изменяется линейно со скоростью g в окрестности промежуточной частоты $\omega_{пр} = 2pf_{пр}$:

$$f_{см}(t) = f_{пр} + gt, \quad -T_{н}/2 \leq t \leq T_{н}/2.$$

Получив закон изменения фазы интегрированием $f_{см}(t)$, можно записать:

$$U_{см}(t) = E_c \exp[j(\omega_{пр}t + \pi g t^2)], \quad -T_{н}/2 \leq t \leq T_{н}/2,$$

где E_c – амплитуда сигнала.

Как известно, импульсная характеристика согласованного фильтра $g(t)$ является зеркальным отражением во времени ожидаемого сигнала (рис. 1.5):

$$g(t) = U_{см}(-t + t_0),$$

где $t_0 = T_{н}$ из условия физической реализуемости фильтра.

Сигнал на выходе фильтра можно найти как свертку входного сигнала и импульсной характеристики:

$$U_{сф}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{см}(t) g^*(t-t) dt.$$

Положив $t_0 = 0$ (что приведет лишь к смещению результата по времени), вычислим свертку в симметричном виде:

$$\begin{aligned} U_{сф}(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} U_{см}\left(t + \frac{t}{2}\right) g^*\left(t - \frac{t}{2}\right) dt = \\ &= E_c E_0 \int_{-(T_{н}-|t|)/2}^{(T_{н}+|t|)/2} \exp\left[jw_{пр}\left(t + \frac{t}{2}\right) + jpg\left(t + \frac{t}{2}\right)^2 - jw_{пр}\left(t - \frac{t}{2}\right) - jpg\left(t - \frac{t}{2}\right)^2\right] dt = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= E_c E_0 \exp(j\omega_{np}t) \int_{-(T_H-|t|)/2}^{(T_H-|t|)/2} \exp(j2pgtt) dt = E_c E_0 \exp(j\omega_{np}t) \frac{\sin[pgt(T_H - |t|)]}{pgt} = \\
&= E_c E_0 \exp(j\omega_{np}t) T_H \frac{\sin\left[p\Delta F_\phi t \left(1 - \frac{|t|}{T_H}\right)\right]}{p\Delta F_\phi t} = E_c E_0 \exp(j\omega_{np}t) U_{сф0}(t). \quad (1.9)
\end{aligned}$$

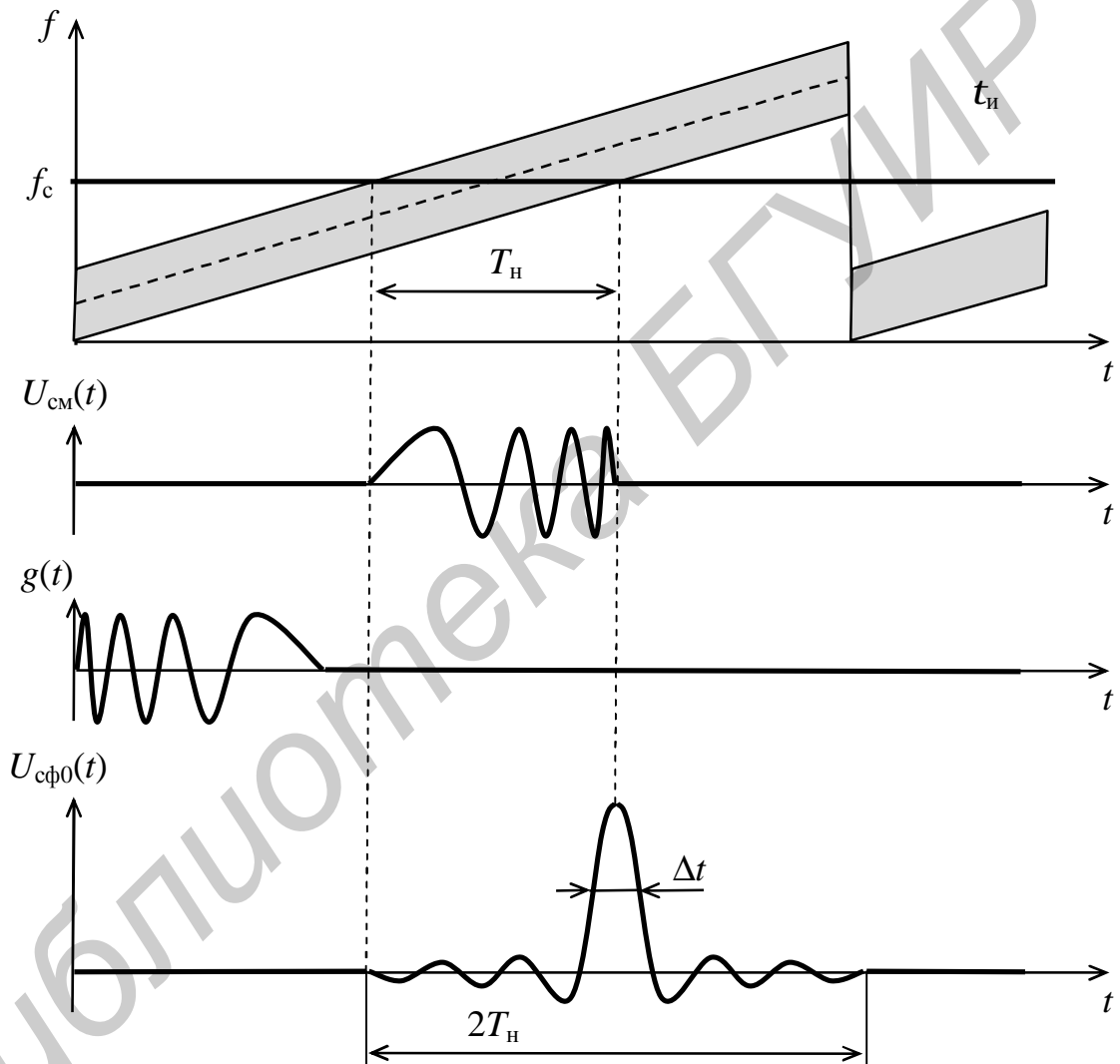


Рис. 1.5. Временные диаграммы работы панорамного приемника со сжатием импульсов

Огибающая импульса на выходе согласованного фильтра $U_{сф0}(t)$ имеет вид, показанный на рис. 1.5. В согласованном фильтре ЛЧМ сигнал сжимается по длительности и увеличивается по амплитуде. Из выражения (1.9) видно, что эффективная длительность сжатого импульса обратна полосе пропускания фильтра:

$$\Delta t = 1/\Delta F_\phi.$$

Коэффициент сжатия можно определить как

$$K_{\text{сж}} = T_{\text{н}} / \Delta t = T_{\text{н}} \Delta F_{\phi} = g T_{\text{н}}^2. \quad (1.10)$$

Таким образом, при использовании согласованного фильтра разрешающая способность по частоте

$$\Delta f = g \Delta t = \Delta F_{\phi} / K_{\text{сж}}$$

улучшается в $K_{\text{сж}}$ раз.

Гарантированный поиск

Гарантированным называется поиск, при котором в течение одного цикла перестройки панорамного приемника длительностью $T_{\text{р}}$ разведываемый сигнал попадает в полосу пропускания приемника с вероятностью $P_{\text{п}} = 1$. Такой режим поиска всегда реализуется для непрерывных сигналов.

Гарантированный поиск импульсных сигналов возможен в двух случаях.

Медленный гарантированный поиск импульсов осуществляется при условии, что их период повторения $T_{\text{п}}$ меньше либо равен времени наблюдения $T_{\text{п}} \leq T_{\text{н}}$, как показано на рис. 1.6. При этом, как следует из (1.1) и (1.2), скорость перестройки должна быть не более

$$g \leq \Delta F_{\phi} / T_{\text{п}}, \quad (1.11)$$

что требует большого времени перестройки

$$T_{\text{р}} \geq \frac{\Delta f T_{\text{п}}}{\Delta F_{\phi}}.$$

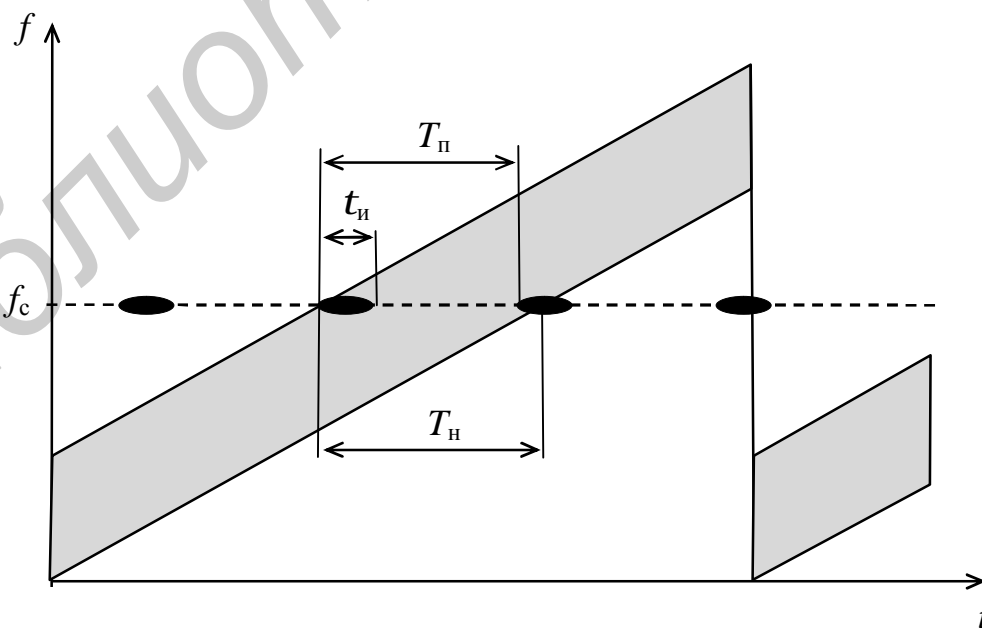


Рис. 1.6. Гарантированный медленный поиск импульсов

Обычно для уменьшения времени перестройки расширяют полосу пропускания фильтра, выбирая ее в пределах $\Delta F_{\phi} = (0,1 \dots 0,01)\Delta f_p$. Однако такая полоса пропускания не удовлетворяет условию оптимальности (1.8), что приводит к снижению чувствительности панорамного приемника.

При медленном поиске динамический эффект отсутствует.

Быстрый гарантированный поиск импульсов осуществляется при условии, что длительность этих импульсов $t_{и}$ больше времени перестройки приемника $t_{и} \geq T_p$, как видно из рис. 1.7. При этом, как следует из (1.1), скорость перестройки должна быть не менее

$$g \geq \Delta f_p / t_{и}. \quad (1.12)$$

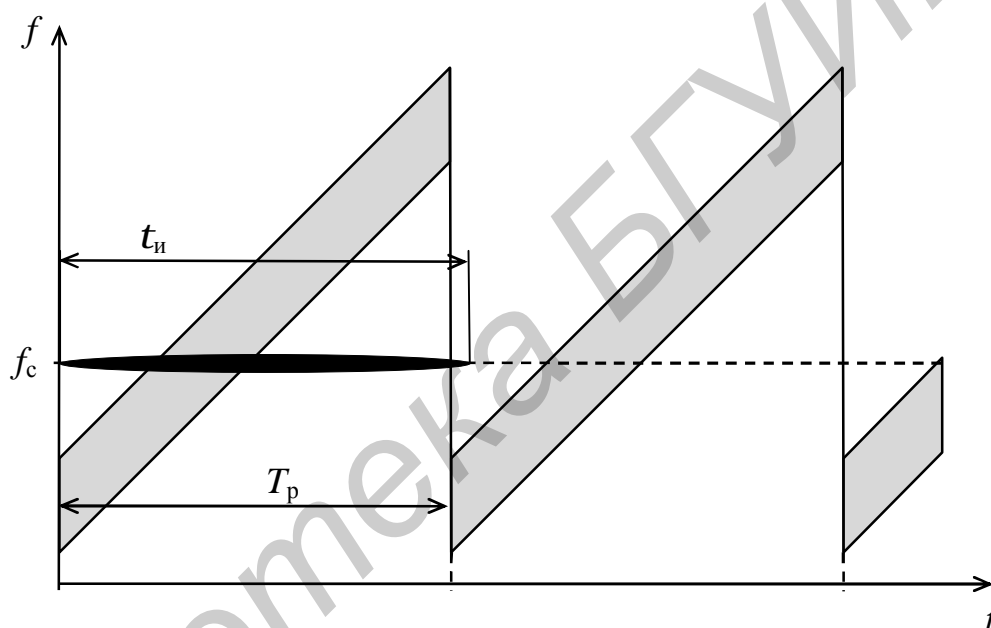


Рис. 1.7. Гарантированный быстрый поиск импульсов

При быстром поиске скорость перестройки может составлять сотни и тысячи мегагерц в секунду и возникает необходимость учитывать динамический эффект. На практике максимальная скорость перестройки ограничена допустимым снижением чувствительности (1.7) и разрешающей способности по частоте.

Вероятностный поиск

Радиоэлектронная разведка ведется при априорно неизвестных параметрах сигналов, а обеспечить гарантированный поиск для любых сигналов невозможно. Поэтому некоторые сигналы могут быть пропущены (рис. 1.8, а). Если вероятность попадания сигнала в полосу пропускания приемника при однократном цикле перестройки меньше единицы, $P_{и} < 1$, то такой поиск называется вероятностным. Он будет иметь место при одновременном невыполнении условий (1.11) и (1.12).

Анализ вероятностного поиска удобно производить с помощью теории случайных импульсных потоков. При этом вводится понятие потока совпадений $x(t)$ (рис. 1.8, б), который характеризует моменты попадания сигнала в полосу пропускания приемника. Данный поток считается случайным и характеризуется средней длительностью совпадений

$$t_{\text{cp}} = \frac{t_{\text{и}} T_{\text{п}}}{t_{\text{и}} + T_{\text{п}}} \quad (1.13)$$

и средней частотой совпадений

$$F_{\text{cp}} = \frac{t_{\text{и}} + T_{\text{п}} - 2t_{\text{мин}}}{T_{\text{п}} T_{\text{п}}},$$

где $t_{\text{мин}}$ – минимальная допустимая длительность импульсов на выходе приемника, которая определяется исходя из того, что импульсы короче $t_{\text{мин}}$ не могут быть обнаружены.

Для случайного пуассоновского потока совпадений $x(t)$ вероятность того, что за некоторое время t_{p} произойдет ровно k совпадений, определяется выражением

$$P(k) = \frac{1}{k!} (F_{\text{cp}} t_{\text{p}})^k \exp(-F_{\text{cp}} t_{\text{p}}).$$

Вероятность поиска сигнала за время t_{p} (вероятность хотя бы одного совпадения) может быть найдена по формуле

$$P_{\text{п}} = 1 - P(0) = 1 - \exp(-F_{\text{cp}} t_{\text{p}}).$$

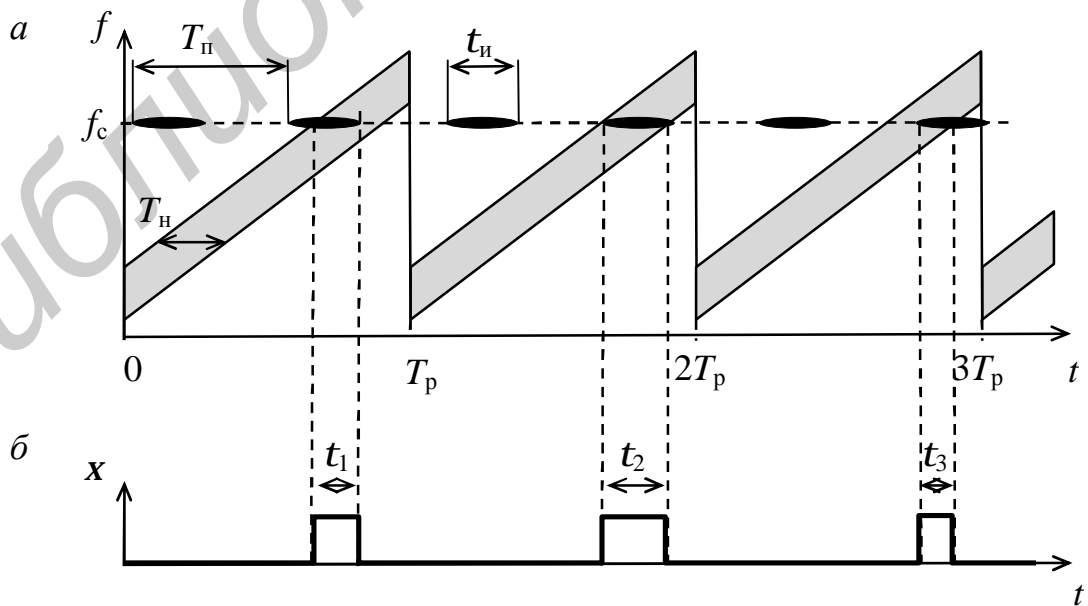


Рис. 1.8. Вероятностный поиск импульсных сигналов (а) и поток совпадений (б)

Вероятность разведки

Общей характеристикой успешности радиоэлектронной разведки может служить вероятность разведки P_p . Разведка будет успешной, если, во-первых, в процессе поиска разведываемый сигнал попал в полосу пропускания приемника и, во-вторых, энергия сигнала оказалась достаточной для его обнаружения на фоне шума. Следовательно,

$$P_p = P_n D,$$

где D – вероятность правильного обнаружения.

Из теории обнаружения известно, что вероятность правильного обнаружения сигнала со случайной амплитудой и фазой (а именно таким является разведываемый сигнал) определяется выражением

$$D = F^{\frac{1}{1+r}},$$

где F – заданная вероятность ложной тревоги (ложного срабатывания обнаружителя под воздействием шума); r – отношение сигнал/шум на выходе полосового или согласованного фильтра:

$$r = \frac{P_c t_{cp}}{N_0},$$

где P_c – мощность принятого сигнала; t_{cp} – средняя длительность сигнала, определяемая по формуле (1.13); $N_0 = kK_{ш}T^0$ – спектральная плотность шума.

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ МОДЕЛИ

Экспериментальная часть лабораторной работы заключается в исследовании панорамного приемника, модель которого реализована на основе программного пакета MATLAB. Окно программы показано на рис. 1.9.

Модель состоит из имитатора разведываемого сигнала и собственно поискового приемника. Имитатор состоит из генератора прямоугольных импульсов $ГИ$, смесителя $СМ1$, гетеродина $Г$, генератора шума $ГШ$ и сумматора. Длительность импульсов T_0 и период повторения $T_п$ задается в окне программы. Если установить $T_0 = T_п$, то будет сформирован непрерывный сигнал. Длина реализации сигнала определяется параметром T_c . В смесителе сигнал переносится на несущую частоту F_0 , после чего к нему добавляется гауссовский шум при заданном отношении сигнал/шум (с/ш) по мощности.

Имеется два режима имитации разведываемого сигнала: детерминированный сигнал и сигнал со случайной частотой. Первый режим выбирается переключателем F_0 , а второй – переключателем N в окне программы. В режиме детерминированного сигнала пользователь сам задает несущую частоту сигнала в поле F_0 . Во втором режиме частота сигнала устанавливается случайным образом и ее значение скрыто для пользователя. Кроме того, в этом режиме можно имитировать более сложную сигнальную

обстановку, когда на вход приемника поступает одновременно несколько сигналов со случайными несущими частотами. Количество одновременно действующих сигналов задается параметром $N = 1 \div 3$.

Модель панорамного приемника соответствует схеме, изображенной на рис. 1.2. В модели промежуточная частота принята равной нулю, поэтому вместо полосового фильтра используется фильтр нижних частот **ФНЧ**. Закон перестройки приемника по частоте задается генератором линейно изменяющегося напряжения **ГЛИН**. В окне программы можно установить необходимую скорость перестройки **Gamma** и период перестройки **Tg**. Перестраиваемый гетеродин **ПГ** формирует колебание, частота которого линейно изменится в диапазоне разведки. Нижняя и верхняя граничные частоты этого диапазона задаются параметрами **Fн** и **Fв** соответственно.

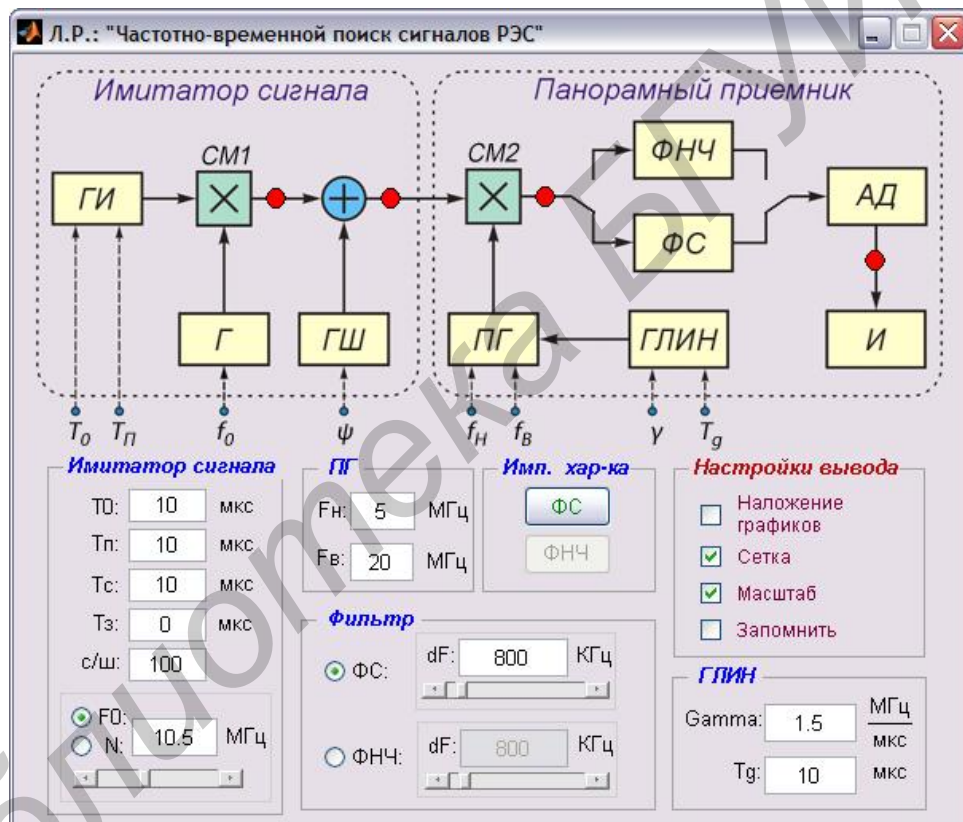


Рис. 1.9. Окно программы

В приемнике может использоваться **ФНЧ** или фильтр сжатия (**ФС**). Выбор того или иного фильтра осуществляется соответствующим переключателем. Для выбранного фильтра можно установить ширину полосы пропускания **dF**. Импульсная характеристика фильтра отображается по нажатию кнопки **ФНЧ** или **ФС**.

Исследование модели производится путем задания необходимых параметров и просмотра осциллограмм сигналов в контрольных точках, которые выделены красным цветом. Отображение осциллограммы осуществляется по щелчку мышью на контрольной точке.

С помощью кнопок группы «*Настройки вывода*» на панели управления осуществляется настройка режима отображения. При выборе пункта «*Наложение графиков*» результаты моделирования для соответствующей контрольной точки выводятся в одно окно поверх предыдущих результатов. Выбор пункта «*Запомнить*» позволяет исследовать различные режимы приемника при неизменном входном сигнале. В противном случае при каждом моделировании в имитаторе формируется новая реализация шума.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

Перед началом выполнения изучить раздел «*Краткие теоретические сведения*» настоящего пособия и получить у преподавателя значение частоты разведываемого сигнала.

Предварительное задание

1. Исходные данные для своего варианта – верхнюю $F_{\text{в}}$ и нижнюю $F_{\text{н}}$ частоту диапазона разведки, время перестройки приемника $T_{\text{р}}$ – взять из следующей таблицы.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8
$F_{\text{в}}$, МГц	700	850	1000	1700	1800	1000	1500	1450
$F_{\text{н}}$, МГц	500	450	600	1000	900	500	500	950
$T_{\text{р}}$, мс	100	200	300	400	500	600	700	800

2. Рассчитать скорость перестройки g и оптимальную полосу пропускания $\Delta F_{\text{опт}}$ панорамного приемника, вычислить время наблюдения $T_{\text{н}}$ непрерывного входного сигнала.

3. Найти период повторения $T_{\text{п}}$ сигнала, который будет гарантированно обнаруживаться при медленном поиске.

4. Найти длительность $t_{\text{и}}$ сигнала, который будет гарантированно обнаруживаться при быстром поиске.

Лабораторное задание

Ознакомление с моделью лабораторной установки

1. Запустить программу. Ознакомиться с органами управления.

2. Снять осциллограммы в контрольных точках. При этом выходной сигнал приемника снять дважды: для ФНЧ и для ФС.

Поиск непрерывных сигналов

3. Задать на имитаторе непрерывный сигнал частоты F_0 ($5 \div 14$ МГц по указанию преподавателя), установив $T_0 = T_{\text{п}} = T_{\text{с}} = T_{\text{г}} = 10$ мкс. Выбрать диапазон разведки: $F_{\text{н}} = 5$ МГц, $F_{\text{в}} = 20$ МГц. Для полученного значения скорости перестройки Γ рассчитать оптимальную полосу пропускания фильтра $\Delta F_{\text{опт}}$ по формуле (1.8) и установить ее для ФНЧ.

4. Снять сигнал на выходе приемника. Измерить время задержки максимума импульса t_3 и рассчитать оценку несущей частоты по формуле (1.6). Сравнить полученный результат с заданной частотой F_0 .

5. Снять зависимость разрешающей способности приемника по частоте от ширины полосы пропускания ФНЧ, построить график. Полосу изменять в пределах $(0,5 \div 2)\Delta F_{\text{опт}}$. Разрешающую способность рассчитывать по формуле (1.4), при этом длительность импульса на выходе приемника Δt измерять по уровню 0,5.

6. Повторить выполнение пунктов 3-5, выбрав согласованный фильтр. Определить коэффициент сжатия.

Исследование гарантированного медленного поиска

7. Задать на имитаторе импульсный сигнал заданной частоты F_0 , установив длительность импульсов $T_0 = 2$ мкс, период повторения $T_p = 15$ мкс, длительность сигнала $T_c = 75$ мкс. Выбрать параметры приемника так, чтобы выполнялось условие медленного гарантированного поиска.

8. Снять сигнал с выхода приемника при использовании полосового и согласованного фильтра.

Исследование гарантированного быстрого поиска

9. Задать на имитаторе импульсный сигнал заданной частоты F_0 , установив длительность импульсов $T_0 = 2$ мкс, период повторения $T_p = 15$ мкс, длительность сигнала $T_c = 75$ мкс. Выбрать параметры приемника так, чтобы выполнялось условие быстрого гарантированного поиска.

10. Снять сигнал с выхода приемника при использовании полосового и согласованного фильтра.

Исследование вероятностного поиска

11. Задать на имитаторе импульсный сигнал заданной частоты F_0 , установив длительность импульсов $T_0 = 2$ мкс, период повторения $T_p = 15$ мкс, длительность сигнала $T_c = 75$ мкс. Выбрать параметры приемника так, чтобы выполнялось условие вероятностного поиска.

12. Снять сигнал с выхода приемника при использовании полосового и согласованного фильтра.

13. Для выбранных параметров рассчитать вероятность поиска $P_{\text{п}}$.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Схема лабораторного макета.
3. Исходные данные и результаты выполнения предварительного задания.
4. Исходные данные и результаты выполнения лабораторного задания, включая осциллограммы сигналов, полученные зависимости, графики и результаты расчетов.
5. Анализ результатов и выводы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы основные задачи станции радиотехнической разведки?
2. Объясните принцип параллельного по частоте поиска сигналов.
3. Чем определяется разрешающая способность по частоте при параллельном поиске?
4. Объясните принцип работы матричного приемника. Какова его разрешающая способность?
5. Объясните принцип работы панорамного приемника.
6. Что такое динамический эффект и когда он проявляется?
7. Как оценить частоту обнаруженного сигнала по отклику на выходе панорамного приемника?
8. Чему равна оптимальная полоса пропускания панорамного приемника?
9. Объясните принцип работы панорамного приемника со сжатием импульсов.
10. За счет чего и во сколько раз улучшается разрешающая способность по частоте при использовании согласованного фильтра?
11. Назовите условие гарантированного медленного поиска.
12. Назовите условие гарантированного быстрого поиска.
13. Что такое вероятностный поиск?
14. Как определяется вероятность разведки?

ЛИТЕРАТУРА

1. Апорович, А. Ф. Проектирование радиотехнических систем: учеб. пособие / А. Ф. Апорович. – Минск: Выш. шк., 1988.
2. Вакин, С. А. Основы радиоэлектронной борьбы / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Можайского, 1998.
3. Куприянов, А. И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2003.
4. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СООБЩЕНИЯ

Цель работы:

- 1) изучить описание сообщений на основе регрессионных моделей;
- 2) изучить алгоритмы идентификации сообщений и формирование имитирующих помех в рамках регрессионных моделей;
- 3) приобрести навыки моделирования радиоэлектронных систем в среде MatLab.

КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Введение

Тенденция развития современных технологий характеризуется постоянным повышением значения информации. Ценной становится та информация, обладание которой позволит ее существующему и потенциальному владельцам получить какой-либо выигрыш: материальный, политический и т.д. В этой ситуации законный владелец информации должен позаботиться о недопущении несанкционированного доступа к информации пользователей, не имеющих соответствующего разрешения.

Проблема защиты информации от постороннего доступа требует комплексного подхода к ее решению. При этом учитываются и анализируются различные действия пользователей, направленные на несанкционированное получение ими информации.

Для получения информации часто используются специальные технические средства. Субъекта, воспользовавшегося техническим средством для несанкционированной передачи по радиоканалу, в дальнейшем будем называть *претендентом* на получение информации. Как правило, техническое средство является радиоэлектронной системой передачи информации и содержит передающую и приемную части.

Одним из методов защиты информации от утечки по радиоканалу является *подавление* постановщиками помех (создание *активных помех*) средств претендента.

В системах радиоэлектронного противодействия (СРП) различают следующие виды помех по характеру их воздействия: *маскирующие* и *имитационные*. Помехи первого типа, создавая мешающий фон, затрудняют обнаружение полезных сигналов. По своему характеру маскирующие помехи могут быть случайными (шумовыми) или детерминированными, непрерывными или импульсными.

Непрерывная шумовая помеха является универсальным видом помех, ее используют для подавления технических средств с любым типом сигнала. В зависимости от соотношения ширины спектра сигнала Δf_C и помехи Δf_{Π}

различают прицельные ($\Delta f_C \approx \Delta f_{II}$) и заградительные ($\Delta f_C \ll \Delta f_{II}$) шумовые помехи.

Эффективность противодействия повышается при использовании имитирующих помех (имитопомех). В общем случае различают активные и пассивные имитирующие помехи. Активные имитопомехи – это сигналподобные помеховые излучения. Пассивные имитирующие помехи создаются с помощью специально создаваемых пассивных отражателей.

Таким образом, задача постановщика помех – создать на входе приемника подавляемого технического средства помеховый сигнал, который приводит к ухудшению выделения информации. Помеховые сигналы проникают в тракт приемного устройства через боковые лепестки диаграммы направленности.

Формирование имитирующих помех

Формирование имитирующих помех рассматривается в классе регрессионных моделей. Регрессионные модели получили широкое распространение при описании принимаемых сообщений.

Для формирования активных имитирующих помех может быть предложен следующий алгоритм.

1. Прием передаваемого радиосигнала в предполагаемой полосе частот с учетом поляризации электромагнитной волны (рис. 2.1).

2. Идентификация закона модуляции и демодуляция сообщения. Идентификация закона модуляции осуществляется на основе кумулянтных функций (функции корреляции) высших порядков. Так, корреляционная функция третьего порядка $K_X^{(3)}(t_1, t_2, t_3)$ случайного сигнала $X(t)$ описывает тройную стохастическую связь, т.е. связь между значениями $X(t_1)$, $X(t_2)$, $X(t_3)$. После принятия решения о законе модуляции осуществляется демодуляция сообщения. В лабораторной работе идентификация закона модуляции не рассматривается, и будем полагать, что закон модуляции априорно известен.

3. Идентификация параметров сообщения осуществляется по методу наименьших квадратов на основе линейного предсказания. Принятое сообщение оцифровывается и подается на устройство линейного предсказания, содержащее фильтр-предсказатель и устройство сравнения. Параметры сообщения после их идентификации рассматриваются как коэффициенты фильтра. Предсказанное (спрогнозированное) сообщение в момент времени n сравнивается в устройстве сравнения с принятым сообщением в тот же момент времени. Ошибка на выходе устройства сравнения используется для корректировки коэффициентов фильтра (уточнения параметров сообщения).

4. Формирование имитопомехи является важнейшей задачей. При формировании имитирующей помехи должно учитываться время на распространение электромагнитной волны, так как принимаемое сообщение и имитопомеха должны находиться в области сильной корреляции в точке приема.

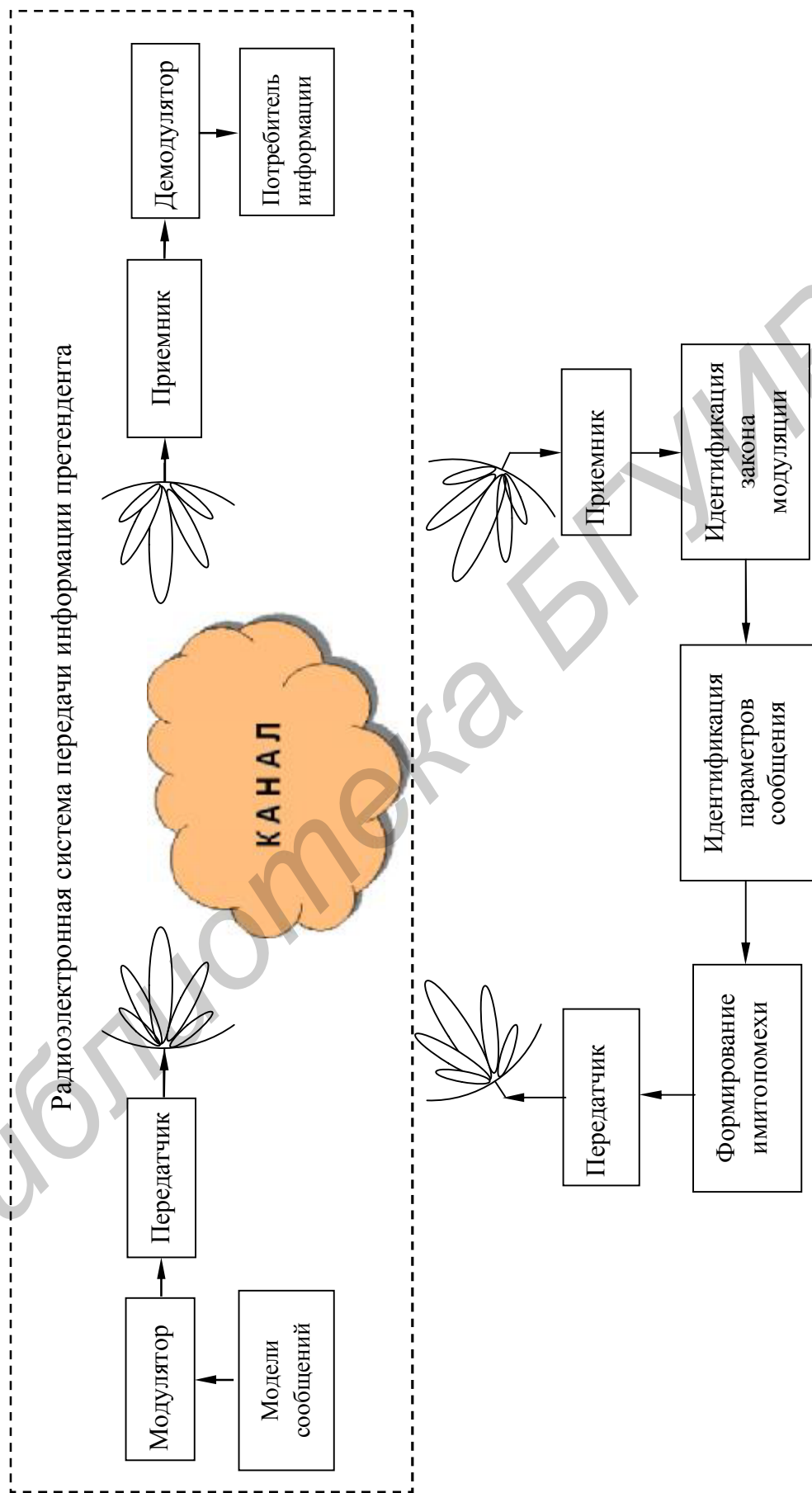


Рис. 2.1. Радиоэлектронная система передачи информации претендента и система радиоэлектронного противодействия

Сформированная помеха излучается в пространство в предполагаемом направлении приемника претендента.

Эффективность сформированной помехи оценивается по максимальному коэффициенту корреляции между передаваемым сообщением и его имитопомехой.

Статистические модели сообщений

Пусть радиосигнал, излучаемый несанкционированной передающей системой, имеет вид

$$S(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + j(t)), \quad (2.1)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 – несущая частота сигнала, $A(t)$ и $j(t)$ – изменяющаяся амплитуда и фаза сигнала.

При его распространении от места передачи до места приема он подвергается различным случайным воздействиям параметров канала (флуктуациям среды, эффектам многолучевого распространения). В точке приема сигнал можно рассматривать как сумму двух составляющих, детерминированной и случайной:

$$S(t) = aA(t) \cos(\omega_0(t-t) + j(t-t) + q) + b(t)A(t) \cos(\omega_0(t-t) + j(t-t) + J(t)),$$

где a и q – соответственно амплитудный коэффициент и фазовый сдвиг детерминированной составляющей сигнала, которые полагаются постоянными на интервале наблюдения; $b(t)$ и $J(t)$ – амплитудный коэффициент и фазовый сдвиг случайной составляющей сигнала, которые в общем случае могут меняться во времени; t – задержка принимаемого сигнала относительно переданного.

Сообщение $I(t)$, переносимое радиосигналом (2.1), связано с амплитудой, фазой или (и) другими параметрами сигнала. Часто возникает необходимость одновременно наблюдать несколько сообщений от одного радиосигнала, тогда $I(t)$ задается вектором $\dot{I}(t) \equiv I(t)$. Широкое распространение получили методы описания сообщений в виде случайных процессов, задаваемых дифференциальными уравнениями. При таком походе m -мерный вектор $I(t)$ может быть представлен векторным линейным стохастическим дифференциальным уравнением

$$\frac{dI(t)}{dt} = \mathbf{F}(t)I(t) + \mathbf{g}(t)x(t), \quad I(t_0) = I_0,$$

где $\mathbf{F}(t)$ и $\mathbf{g}(t)$ – m -мерные векторы; $x(t)$ – m -мерный вектор белого шума с диагональной корреляционной матрицей $0.5N_x d(t)\mathbf{I}$; \mathbf{I} – диагональная единичная матрица.

В дискретном виде изменение сообщения записывается в форме разностного уравнения

$$I[n] = \mathbf{F}[n-1]I[n-1] + \mathbf{g}[n-1]\mathbf{x}[n]. \quad (2.2)$$

Для скалярных коэффициентов $F[n]=a$ и $g[n]=1$ получаем авторегрессионную (АР) модель сообщения порядка $p=1$:

$$I[n] = aI[n-1] + x[n].$$

АР-процессы большего порядка ($p > 1$) имеют вид

$$I[n] = \sum_{k=1}^p a[k]I[n-k] + x[n]. \quad (2.3)$$

На рис. 2.2 показана модель АР-сообщения в Simulink.

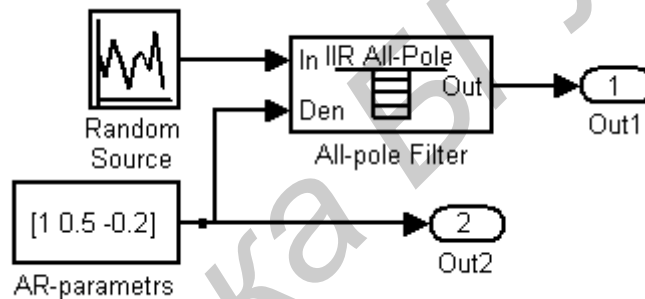


Рис. 2.2. Модель формирования АР-сообщения 2-го порядка

В системах радиосвязи типичным видом сообщения является речь. Одной из возможных моделей речевого сигнала является двухкомпонентный процесс, описываемый двумя разностными уравнениями:

$$I_1[n] = -a_1I_1[n-1] - a_2I_2[n-1] + a_2x[n], \quad I_2[n] = -a_2I_2[n-1] + a_2x[n].$$

Кроме АР-моделей, также используются и модели скользящего среднего (СС) и авторегрессии-скользящего среднего (АРСС). Скользящее среднее описывается следующим разностным уравнением:

$$I[n] = \sum_{k=0}^{q-1} b[k]x[n-k],$$

где $b[k]$ – коэффициенты фильтра, формирующие СС-процесс.

На рис. 2.3 показана модель формирования СС-процесса.

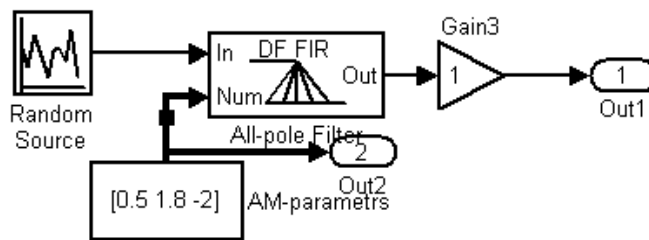


Рис. 2.3. Модель СС-процесса 2-го порядка

Процесс АРСС получается на выходе фильтра с коэффициентами $b[m]$ и $a[k]$:

$$I[n] = \sum_{m=0}^{q-1} b[m]x[n-m] - \sum_{k=1}^p a[k]I[n-k].$$

На рис. 2.4 показана АРСС-модель.

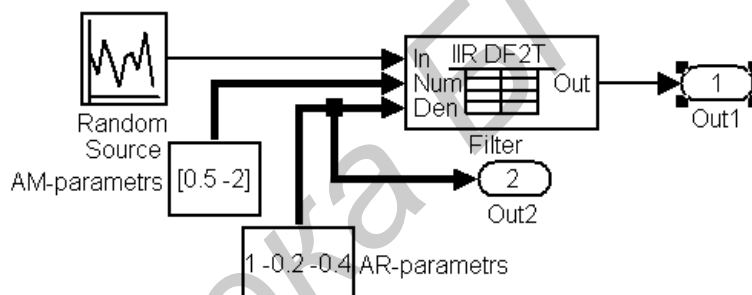


Рис. 2.4. АРСС-модель в Simulink

Все сообщения формируются на выходе фильтра с конечной (FIR) или бесконечной (IIR) импульсной характеристикой, при этом коэффициенты фильтра постоянны.

Коэффициенты могут изменяться во времени как случайным, так и неслучайным образом. На рис. 2.5 показана модель формирования нестационарного процесса на выходе фильтра с бесконечной импульсной характеристикой, причем коэффициент фильтра является АР-процессом.

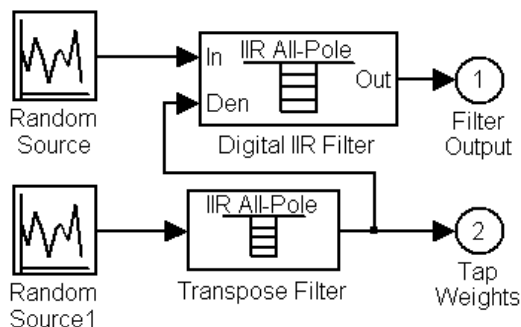


Рис. 2.5. Модель нестационарного процесса

Идентификация параметров регрессионных моделей

Связь параметров АР- модели с АКФ. Идентификация параметров по методу Юла-Уокера

Автокорреляционная функция $r_{xx}[m]$ принимаемого стационарного АР-процесса $x[n]$ порядка p вычисляется по формуле

$$M \{x[n]x^*[n-m]\} = r_{xx}[m] = \begin{cases} -\sum_{n=1}^p a[n]r_{xx}[m-n], & m > 0; \\ -\sum_{n=1}^p a[n]r_{xx}[-n] + S_{uu}^2, & m = 0; \\ r_{xx}^*[-m], & m < 0, \end{cases} \quad (2.4)$$

где $M\{\cdot\}$ – оператор математического ожидания, S_{uu}^2 – мощность возбуждающего процесса, * – операция комплексного сопряжения.

Выражение (2.4) можно записать для $p+1$ значений временного сдвига и затем представить в матричной форме

$$\begin{bmatrix} r_{xx}[0] & r_{xx}[-1] & \dots & r_{xx}[-p] \\ r_{xx}[1] & r_{xx}[0] & \dots & r_{xx}[-p+1] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{xx}[p] & r_{xx}[p-1] & \dots & r_{xx}[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a[1] \\ \dots \\ a[p] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{uu}^2 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

или

$$\mathbf{R} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{uu}^2 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

где r_{xx} – элементы корреляционной матрицы \mathbf{R} , $\mathbf{0}$ – вектор нулевых значений длиной p .

Полученная система алгебраических уравнений известна как уравнения Юла-Уокера. Автокорреляционная матрица в (2.5) является теплицевой, и эффективное решение уравнений относительно $a[n]$ может быть получено на основе рекурсивной алгоритмической процедуры Левинсона.

Коэффициенты \mathbf{a} находятся из решения

$$\begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a} \end{bmatrix} = \mathbf{R}^{-1} \begin{bmatrix} S_{uu}^2 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (2.6)$$

Алгоритм Юла-Уокера требует априорных знаний об автокорреляционной матрице исследуемого процесса.

Рассмотрим пример вычисления корреляционной матрицы АР-процесса для $p = 2$. Уравнение (2.5) имеет вид

$$\begin{aligned} r_{xx}[0] + a[1]r_{xx}[1] + a[2]r_{xx}[2] &= s_w^2, \\ r_{xx}[1] + a[1]r_{xx}[2] + a[2]r_{xx}[0] &= 0, \\ r_{xx}[2] + a[1]r_{xx}[1] + a[2]r_{xx}[0] &= 0. \end{aligned}$$

Матрица коэффициентов равна

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & a[1] & a[2] \\ a[1] & 1 + a[2] & 0 \\ a[2] & a[1] & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a[1] & 1 & 0 \\ a[2] & a[1] & 1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & a[1] & a[2] \\ 0 & a[2] & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Значения корреляционной функции вычисляются по формуле

$$r_{xx}[i-1] = \frac{C_{1,i}}{|\mathbf{C}|} s_w^2, \quad i = 1, 2, 3,$$

где $C_{1,i}$ – алгебраические дополнения первой строки матрицы \mathbf{C} ; $|\mathbf{C}|$ – определитель матрицы.

Значения коэффициентов АР-процесса вычисляются как

$$a[k-1] = \frac{R[1,k]}{|\mathbf{R}|} s_w^2, \quad k = 2, 3,$$

где $R[1,k]$ – алгебраические дополнения элементов первой строки корреляционной матрицы.

Идентификация параметров на основе линейного предсказания

При отсутствии информации о корреляционной функции идентификация параметров производится по отсчетам $x[n]$ АР-процесса на основе метода линейного предсказания.

Рассмотрим линейное предсказание вперед (рис. 2.6). Проблему линейного предсказания можно сформулировать так: по значениям набора данных $x[n-1], x[n-2], \dots, x[n-p]$ надо предсказать значение данных в следующей точке $x[n]$. Оценка линейного предсказания для отсчета $\hat{x}[n]$ имеет вид

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k],$$

где $a[k]$ – коэффициенты фильтра линейного предсказания.

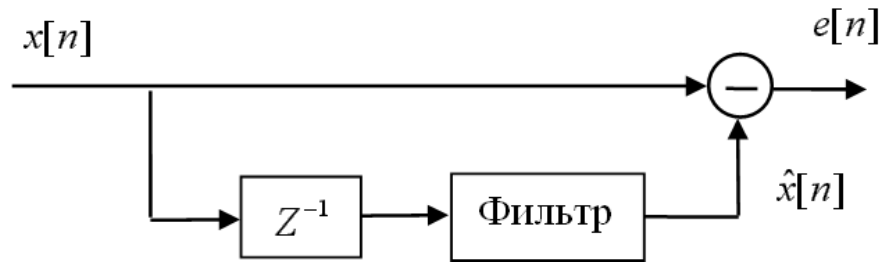


Рис. 2.6. Схема линейного предсказания вперед

Ошибка линейного предсказания $e[n]$ между значением сигнала и его оценкой определяется как

$$e[n] = x[n] - \hat{x}[n] = x[n] - \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k]. \quad (2.7)$$

По своей форме это выражение идентично рекурсии, которая описывается АР-процессом порядка p , но с отличием, что $e[n]$ не является возбуждающим шумовым процессом.

Комплексная ошибка линейного предсказания имеет действительную дисперсию (средний квадрат ошибки):

$$E = M \left\{ |e[n]|^2 \right\} = M \left\{ e^*[n]e[n] \right\}. \quad (2.8)$$

Подставим (2.7) в (2.8) и получим выражение для дисперсии

$$\begin{aligned} E &= M \left\{ \left(x[n] - \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] \right) \left(x[n] - \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] \right)^* \right\} = \\ &= M \left\{ x^*[n]x[n] - x^*[n] \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] - x[n] \sum_{k=1}^p a^*[k]x^*[n-k] + \right. \\ &\quad \left. + \left(\sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] \right)^* \left(\sum_{j=1}^p a[j]x[n-j] \right) \right\} = \\ &= M \left\{ x^*[n]x[n] \right\} - M \left\{ x^*[n] \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] \right\} - \\ &\quad - M \left\{ x[n] \sum_{k=1}^p a^*[k]x^*[n-k] \right\} + M \left\{ \left(\sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] \right)^* \left(\sum_{j=1}^p a[j]x[n-j] \right) \right\}. \quad (2.9) \end{aligned}$$

Сделаем допущение о том, что принимаемое сообщение является стационарным процессом. Тогда

$$M \left\{ x^*[n]x[n] \right\} = r_{xx}[0],$$

$$M \left\{ x^*[n] \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] \right\} = \sum_{k=1}^p a[k]M \left\{ x^*[n]x[n-k] \right\} = \sum_{k=1}^p a[k]r_{xx}[-k],$$

$$\begin{aligned}
M \left\{ \left(\sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] \right) \left(\sum_{j=1}^p a[j]x[n-j] \right)^* \right\} &= \sum_{k=1}^p \sum_{j=1}^p a^*[k]a[j]M \{ x^*[n-k]x[n-j] \} = \\
&= \sum_{k=1}^p \sum_{j=1}^p a^*[k]a[j]r_{xx}[j-k], \quad r_{xx}[-k] = r^*[k].
\end{aligned} \quad (2.10)$$

Выражение (2.9) можно переписать в векторно-матричном виде с учетом (2.10):

$$E = r_{xx}[0] - \mathbf{r}^H \mathbf{a} - \mathbf{a}^H \mathbf{r} + \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a}, \quad (2.11)$$

где H – обозначает комплексное сопряжение и транспонирование,

$$\mathbf{a} = (a[1] \dots a[p])^T, \quad \mathbf{r} = (r_{xx}[1] \dots r_{xx}[p])^T, \quad \mathbf{R} = \begin{pmatrix} r_{xx}[0] & \mathbf{K} & r_{xx}^*[p-1] \\ \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ r_{xx}[p-1] & \mathbf{L} & r_{xx}[0] \end{pmatrix}. \quad (2.12)$$

Минимизация дисперсии получается после решения следующего уравнения относительно вектора \mathbf{a} :

$$\frac{\partial E}{\partial \mathbf{a}} = \frac{\partial (r_{xx}[0] - \mathbf{r}^H \mathbf{a} - \mathbf{a}^H \mathbf{r} + \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a})}{\partial \mathbf{a}} = (-2\mathbf{r} + 2\mathbf{R}\mathbf{a}) = 0, \quad (2.13)$$

$$\mathbf{R}\mathbf{a} = \mathbf{r}.$$

Полученное решение (2.13) подставляем в (2.11) и получаем значение минимальной дисперсии ошибки линейного предсказания:

$$E_{\min} = r_{xx}[0] - \mathbf{r}^H \mathbf{a} - \mathbf{a}^H \mathbf{r} + \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a} = r_{xx}[0] - \mathbf{r}^H \mathbf{a} - \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a} + \mathbf{a}^H \mathbf{R} \mathbf{a} = r_{xx}[0] - \mathbf{r}^H \mathbf{a}. \quad (2.14)$$

Уравнения (2.13) и (2.14) можно объединить в одну общую систему уравнений, которая имеет вид

$$\begin{pmatrix} r_{xx}[0] & \mathbf{r} \\ \mathbf{r} & \mathbf{R} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -\mathbf{a} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{\min} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}. \quad (2.15)$$

Уравнение (2.15) похоже на выражение (2.5) в методе Юла-Уокера и имеет форму нормальных уравнений метода наименьших квадратов.

Для идентификации можно использовать алгоритм Юла-Уокера при известной корреляционной матрице сообщения или метод линейного предсказания при условии стационарности сообщения.

Ковариационный метод

Для нестационарных процессов вместо среднего квадрата ошибки используется критерий выборочной дисперсии $E = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} |e[n]|^2$, а вся процедура

идентификации параметров сохраняется как для метода линейного предсказания.

Пусть момент времени n имеется ошибка $e[n]$ между отсчетом сигнала $x[n]$ и его оценкой $\hat{x}[n]$:

$$e[n] = x[n] - \hat{x}[n] = x[n] + \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] = x[n] + \mathbf{T}\mathbf{a}$$

или

$$\mathbf{e} = \mathbf{T} \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{a} \end{pmatrix},$$

где

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} x[n-1] & x[n-2] & \dots & x[n-p] \\ x[n] & x[n-1] & \dots & x[n-p+1] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x[N] & x[N-1] & \dots & x[N-p] \end{bmatrix}, \quad N > p.$$

Коэффициенты фильтра линейного предсказания могут быть получены при минимизации $e[n]$ по критерию выборочной дисперсии, задаваемой выражением

$$E = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} |e[n]|^2 = \frac{1}{N} \mathbf{e}^H \mathbf{e} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N-1} \left(x[n] + \sum_{k=1}^p a[k]x[n-k] \right)^2, \quad (2.16)$$

где верхний предел $N-1$ определяется длиной имеющегося отрезка сигнала.

Коэффициенты $a[k]$ находятся из решения уравнения

$$\mathbf{T}^H \mathbf{T} \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{a} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}.$$

Элементы матрицы $\mathbf{R} = \mathbf{T}^H \mathbf{T}$ в ковариационном методе не могут быть записаны как функции разности $(l-k)$, а это означает, что \mathbf{R} не является матрицей. Поскольку по отдельности матрицы \mathbf{T}^H и \mathbf{T} являются матрицами, то можно применить быстрый алгоритм, аналогичный алгоритму Левинсона. Вычислительная сложность такого алгоритма будет пропорциональна p^2 .

Замечание. Чтобы матрица \mathbf{R} была не вырождена, т.е. существовала матрица \mathbf{R}^{-1} , должно выполняться условие $N-p \geq p$.

Модифицированный ковариационный метод

Данный метод основан на линейном предсказании как вперед, так и назад, при этом полученная статистическая информация об ошибках позволяет улучшить идентификацию авторегрессионных параметров.

Ошибка линейного предсказания вперед и назад с комплексно-сопряженными коэффициентами может быть записана в следующем виде:

$$e[n] = x[n-p] + \sum_{k=1}^p a^*[k]x[n-p+k],$$

или в векторно-матричной форме:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}^f \\ \mathbf{e}^{b*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} \\ \mathbf{T}^* \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{a}^{fb} \end{bmatrix},$$

где надстрочные индексы f и b обозначают предсказание вперед и назад соответственно, \mathbf{J} – матрица перестановки,

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \mathbf{K} & 0 & 1 \\ 0 & 0 & & 1 & 0 \\ \mathbf{M} & \mathbf{O} & & \mathbf{M} & \\ 1 & 0 & \mathbf{L} & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Минимизируя среднее значение квадратов ошибок предсказания вперед и назад

$$E^{fb} = \frac{1}{2} \left[\sum_{n=p+1}^N |e^f[n]|^2 + \sum_{n=p+1}^N |e^b[n]|^2 \right] = \frac{1}{2} \mathbf{e}^H \mathbf{e} = \frac{1}{2} \left[(\mathbf{e}^f)^H \mathbf{e}^f + (\mathbf{e}^b)^H \mathbf{e}^b \right],$$

получаем систему нормальных уравнений

$$\mathbf{R} \mathbf{a}^{fb} = \begin{bmatrix} 2E^{fb} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix},$$

в которых

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{T} \\ \mathbf{T}^* \mathbf{J} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{T} \\ \mathbf{T}^* \mathbf{J} \end{bmatrix} = \mathbf{T}^H \mathbf{T} + \mathbf{J} \mathbf{T}^T \mathbf{T}^* \mathbf{J},$$

где элементы матрицы \mathbf{R} определяются как

$$r_{xx}[l, k] = \sum_{n=p+1}^N (x^*[n-l]x[n-k] + x[n-m+l]x^*[n-m+k]).$$

По сравнению с ковариационным алгоритмом модифицированный алгоритм требует больше вычислительных затрат на расчет корреляционной матрицы.

АР-процессы на фоне белого шума

Пусть наблюдается авторегрессионный процесс $x[n]$ на фоне белого шума $v[n]$:

$$y[n] = x[n] + v[n],$$

где $M(v[n]) = 0$, $M(v[n]v[k]) = 0.5N_0d(n-k)$, N_0 – спектральная плотность мощности белого шума.

Рассматриваемый процесс $y[n]$ является уже АРСС-процессом. Корреляционная матрица такого процесса в главной диагонали содержит аддитивную компоненту $0.5T_dN_0d(n-k)$, где T_d – интервал дискретизации, обусловленную шумом наблюдения. Для использования алгоритмов авторегрессионных оценок нужно компенсировать шумовую компоненту:

$$\mathbf{R}_{AP} = \mathbf{R}_{APCC} - 0.5N_0T_d \mathbf{d}_{nk} \mathbf{I} = \mathbf{R}_{APCC} - \mathbf{s}_v^2 \mathbf{I},$$

где \mathbf{I} – единичная матрица.

Замечание. Если использовать в авторегрессионных алгоритмах матрицу \mathbf{R}_{APCC} , тогда идентифицируемые компоненты $a[n] \in \mathbf{a}$ будут смещены.

Идентификация параметров АРСС-процесса

Модель АРСС имеет больше степени свободы, чем АР-модель. Спектрально-частотные характеристики АРСС-процесса могут принимать больше различных форм. В отличие от линейных алгоритмов идентификации параметров АР-моделей алгоритмы идентификации параметров АРСС-моделей содержат нелинейные преобразования. Для решения подобных нелинейных уравнений часто используют итеративные методы оптимизации, основанные на использовании оценок максимального правдоподобия. Эти методы требуют больших вычислительных затрат и не всегда гарантируют сходимость. Для существенного снижения вычислительных затрат разработаны субоптимальные методы, которые основываются на критерии наименьших квадратов и являются линейными. Идентификация параметров производится отдельно, а не совместно, как того требуют оптимальные методы. Сначала идентифицируются, как правило, АР-параметры и затем СС-параметры.

Простым и удобным методом идентификации параметров СС-модели является их вычисление по аппроксимирующим коэффициентам АР-модели высокого порядка.

Пусть

$$B(z) = 1 + \sum_{k=1}^q b[k]z^{-k}$$

– z-преобразование функции СС(q) и пусть $1/A_{\infty}(z)$, где

$$A_{\infty}(z) = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} a[k]z^{-k}$$

– z- преобразование функции эквивалентного АР-процесса, т.е.

$$B(z) = 1/A_{\infty}(z).$$

Обратное z-преобразование для $B(z)A_{\infty}(z)$ является сверткой СС-параметров с АР-параметрами:

$$a[m] + \sum_{n=1}^q b[n]a[m-n] = d[m] = \begin{cases} 1, & \text{если } m = 0, \\ 0, & \text{если } m \neq 0, \end{cases} \quad (2.17)$$

где $a[0] = 1$ и $a[k] = 0$ при $k < 0$.

Таким образом, СС-параметры можно определить по параметрам некоторой эквивалентной АР-модели бесконечного порядка посредством решения произвольной подсистемы из q уравнений, полученных из (2.17). На практике используется порядок $M > q$. Используя АР-оценки высокого порядка $1, \hat{a}[1], \dots, \hat{a}[M]$, можно записать следующую систему уравнений:

$$e_{CC}[m] = \hat{a}[m] + \sum_{n=1}^q b[n]\hat{a}[m-n].$$

Ошибка $e_{CC}[m]$ равна нулю при всех m , за исключением $m = 0$. Из-за конечной записи данных эта ошибка не будет равна нулю, поэтому идентификация СС-параметров должна определяться посредством минимизации дисперсии квадратов ошибки

$$E = \sum_m |e_{CC}[m]|^2 / M.$$

Оценка порядка модели

Отсутствие информации о порядке обрабатываемого процесса для СРП вносит дополнительные ошибки в идентифицируемые параметры модели. Для выбора порядка АР-моделей имеются несколько различных критериев, связывающих дисперсию ошибки предсказания с порядком модели. Акаике было сформулировано несколько критериев. Рассмотрим два из них.

Первый критерий: окончательная ошибка предсказания (ООП) e . Согласно этому критерию, выбор порядка АР-процесса осуществляется таким

образом, чтобы минимизировать среднюю дисперсию ошибки на каждом шаге предсказания

$$e_o(p) = \hat{E} \left(\frac{N + (p+1)}{N - (p+1)} \right),$$

где N – число отсчетов данных, p – порядок АР-процесса и \hat{E} – оценочное значение дисперсии белого шума, которое будет использоваться в качестве ошибки линейного предсказания.

Второй критерий основан на методике максимального правдоподобия и получил название информационного критерия Акаике (ИКА). Для гауссовых статистик ИКА определяется следующим выражением:

$$e_i(p) = N \ln(\hat{E}) + 2p.$$

Слагаемое $2p$ характеризует плату за использование дополнительных АР-коэффициентов.

Адаптивные авторегрессионные методы

Градиентный метод

Градиентная адаптивная процедура наискорейшего спуска позволяет рекурсивно идентифицировать p -компонентный вектор АР-параметров в момент времени $n+1$ по его оценке в момент $n = N$:

$$\hat{\mathbf{a}}[n+1] = \hat{\mathbf{a}}[n] - m \nabla, \quad (2.18)$$

где m – шаг адаптации, ∇ – градиент, $\hat{\mathbf{a}}$ – оценка идентифицируемого параметра АР модели.

Градиент записывается как

$$\nabla = \frac{\partial M \{ |e[n]|^2 \}}{\partial \hat{\mathbf{a}}},$$

где $e[n]$ – остаточная ошибка фильтра линейного предсказания вперед. Ошибка определяется следующим выражением:

$$e[n+1] = x[n] - \mathbf{x}^T[n] \hat{\mathbf{a}}[n],$$

где \mathbf{x} – вектор данных.

Вычисляется градиент аналогично (2.13) и имеет вид

$$\nabla = 2\mathbf{r} - 2\mathbf{R}\hat{\mathbf{a}}. \quad (2.19)$$

После завершения процесс сходимости $\nabla = 0$ и $\hat{\mathbf{a}}$ сходится к оптимальному значению.

В случае отсутствия корреляционной матрицы используют мгновенные оценки

$$\hat{\mathbf{r}}[n] = x[n+1]\mathbf{x}^*[n], \quad \hat{\mathbf{R}}[n] = \mathbf{x}^*[n]\mathbf{x}^T[n]. \quad (2.20)$$

Подставим выражения (2.20), (2.19) в (2.18) и получим классический адаптивный алгоритм наименьших квадратов:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{a}}[n+1] &= \hat{\mathbf{a}}[n] - m(\mathbf{r}[n] - \mathbf{R}[n]\mathbf{a}[n]) = \hat{\mathbf{a}}[n] - mx[n+1]\mathbf{x}^*[n] + m\mathbf{x}^*[n]\mathbf{x}^T[n]\mathbf{a}[n] = \\ &= \hat{\mathbf{a}}[n] - m\mathbf{x}^*[n](x[n+1] - \mathbf{x}^T[n]\mathbf{a}[n]) = \hat{\mathbf{a}}[n] - m\mathbf{x}^*[n]e[n], \end{aligned}$$

который требует при каждом обновлении во времени $2p$ операций сложений и умножений. На рис. 2.7 показана схема включения адаптивного фильтра в режиме предсказателя.

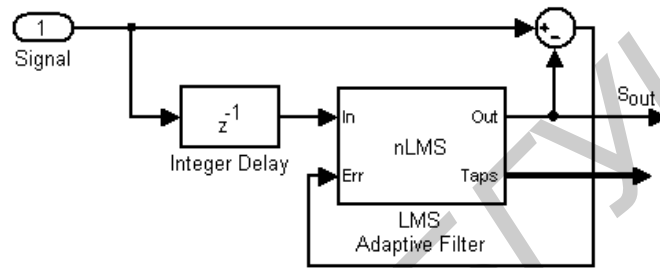


Рис. 2.7. Адаптивный предсказатель вперед

Преимущество адаптивных предсказателей заключается в том, что кроме идентификации параметров сообщения сигнал с выхода адаптивного фильтра можно рассматривать как имитируемое сообщение, задержанное на один дискрет времени.

Рекурсивный метод наименьших квадратов

Алгоритм наименьших квадратов называется рекурсивным, если для нового отсчета $x[n+1]$ имеется возможность получить решение (2.6) не в явном виде, а с использованием предыдущих результатов.

В рекурсивном методе используется экспоненциальное взвешивание оценок корреляционной матрицы (2.20) и квадратов ошибок по всем имеющимся измеренным данным до временного индекса N :

$$\hat{\mathbf{R}}[n] = \sum_{n=1}^N c^{N-n} \mathbf{x}^*[n]\mathbf{x}^T[n], \quad E[n] = \sum_{n=1}^N c^{N-n} |e_N[n]|^2, \quad (2.21)$$

где c – положительная действительная скалярная величина, $c = (0..1)$;

$\mathbf{x}[n] = (x[n] \ x[n-1] \dots x[n-p])^T$; p – порядок фильтра; $N - p \geq 0$.

В (2.21) экспоненциальное окно движется вдоль записи данных, создавая наименьшие изменения значений текущих ошибок и очень сильно уменьшая значения более старых ошибок, что позволяет отслеживать медленно изменяющиеся параметры сигналов (нестационарных процессов).

Коэффициенты фильтра линейного предсказания, которые минимизируют $E[n+1]$, находятся из уравнения

$$\hat{\mathbf{R}}[n] \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{a}[n] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E[n] \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}.$$

Для $x[n+1]$ корреляционная матрица имеет вид

$$\hat{\mathbf{R}}[n+1] = \sum_{n=1}^{N+1} c^{N+1-n} \mathbf{x}^*[n+1] \mathbf{x}^T[n+1].$$

Соответственно коэффициенты фильтра находятся из решения

$$\hat{\mathbf{R}}[n+1] \begin{pmatrix} 1 \\ \mathbf{a}[n+1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E[n+1] \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}.$$

Полный вывод рекурсивного метода наименьших квадратов рассмотрен в [1, 2]. Здесь приведем окончательный результат. Коэффициенты фильтра обновляются как:

$$\mathbf{a}[n+1] = \mathbf{a}[n] - e[n+1] \mathbf{c}[n], \quad (2.22)$$

где $e[n+1]$ – остаточная ошибка фильтра.

Вектор коэффициентов усиления записывается как

$$\mathbf{c}[n] = \mathbf{R}^{-1}[n] \mathbf{x}^*[n]. \quad (2.23)$$

Выражение для обновления корреляционной матрицы имеет вид

$$\hat{\mathbf{R}}^{-1}[n] = c^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{c}[n] \mathbf{x}^*[n]) \hat{\mathbf{R}}^{-1}[n-1]. \quad (2.24)$$

Уравнения (2.22), (2.23) и (2.24) составляют основу рекурсивного алгоритма наименьших квадратов (РМНК). Их структура аналогична структуре уравнений для фильтра Калмана.

Вычислительная сложность рекурсивного метода составляет p^2 .

Для начала рекурсии необходимо задать начальные значения вектора АР-параметров \mathbf{a} и матрицы \mathbf{R}^{-1} . В качестве корреляционной матрицы можно использовать взвешенную диагональную матрицу $a\mathbf{I}$.

Формирование имитопомехи по параметрам сообщения

Параметры сообщения после идентификации используются для формирования помеховых сигналов. При идентификации параметров сообщения по методу Юла-Уокера и модифицированному ковариационному методу имитопомеха строится по принципу полезного сообщения. Отличие состоит в реализациях возбуждающего шума в системах передачи информации претендента и в СРП. По этой причине может быть низкая корреляция между передаваемым сообщением и помехой. И тем не менее спектрально-

корреляционные характеристики будут такие же, как и у передаваемого сообщения.

Для адаптивных алгоритмов идентификации помеховый сигнал получается непосредственно на выходе фильтра (рис. 2.7). Поэтому имитопомеха сильно коррелирована с передаваемым сообщением.

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ МОДЕЛИ

Программа для исследования алгоритмов идентификации включает центральную панель управления; структурную схему, собранную в Simulink, и окна для вывода графических результатов моделирования.

Центральная панель управления

Центральная панель управления показана на рис. 2.8 и содержит следующие элементы:

- 1 – выбор модели сообщения на передающей стороне претендента;
- 2 – приемная часть системы передачи информации;
- 3 – отношение сигнал-шум в дБ на входе приемника претендента;
- 4 – выбор алгоритма идентификации параметров СРП;
- 5 – задание порядка фильтра (порядка модели);
- 6 – управление уровнем помехового сигнала;
- 7 – отношение сигнал-шум (дБ) на входе приемника СРП;
- 8 – усиление помехового сигнала СРП;
- 9 – установка времени моделирования (принять от 0,5 до 1);
- 10 – запуск моделирования.

Если какое-то значение введено неверно, появится сообщение об ошибке.

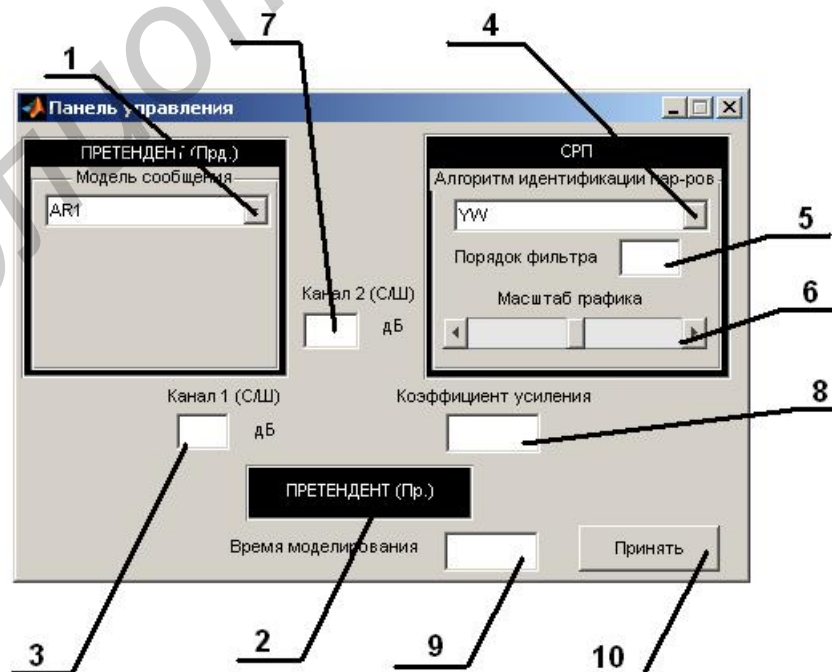


Рис. 2.8. Окно панели управления

Структурная схема исследования идентификации параметров сообщения

Структурная схема показана на рис. 2.9 и состоит из следующих блоков:

- формирования и передачи сообщения;
- радиоканала передачи сообщения и имитирующей помехи;
- приема и идентификации параметров сообщения;
- корреляции переданного сообщения с имитирующей помехой;
- вычисления дисперсии ошибки между сообщением и имитопомехой.

Блок сообщений содержит две АР-модели (АР), СС-модель (АМ), АРСС-модель (АРМА), модель нестационарного процесса (АР-nonstat) и АРСС-модель, в которой коэффициенты фильтра можно ввести непосредственно из окна управления (АР-user). Для самостоятельно ввода в окне *Numerator* заносятся $b[k]$, а в окне *Denominator* – $a[k]$.

Блок передачи осуществляет фазовую модуляцию радиосигнала передаваемым сообщением.

Радиоканал является каналом с белым гауссовским шумом.

Блок приема выполняет демодуляцию принятого сообщения.

Блок идентификации параметров содержит следующие алгоритмы идентификации параметров сообщения:

- Юла-Уокера (YW);
- модифицированный ковариационный (MCov AR);
- метод наименьших квадратов (LMS);
- рекурсивный метод наименьших квадратов (RLS);
- фильтр Калмана.

В этом же блоке формируется имитопомеха.

Как было сказано, для алгоритма Юла-Уокера должна быть известна (задана) корреляционная матрица исследуемого процесса. В лабораторной работе корреляционная матрица задается через *смещенную оценку* корреляционной функции. Для получения смещенной оценки используется взвешенный весовым окном Хэмминга нормированный входной сигнал. Корреляционная матрица входного сигнала будет всегда положительно полуопределена (определитель матрицы больше нуля) и у такой матрицы будет обратная матрица.

Блок корреляции вычисляет и усредняет мгновенные оценки корреляционной функции между полученным сообщением и имитирующей помехой. Также в этом блоке осуществляется вычисление дисперсии ошибки между сообщением и помехой.

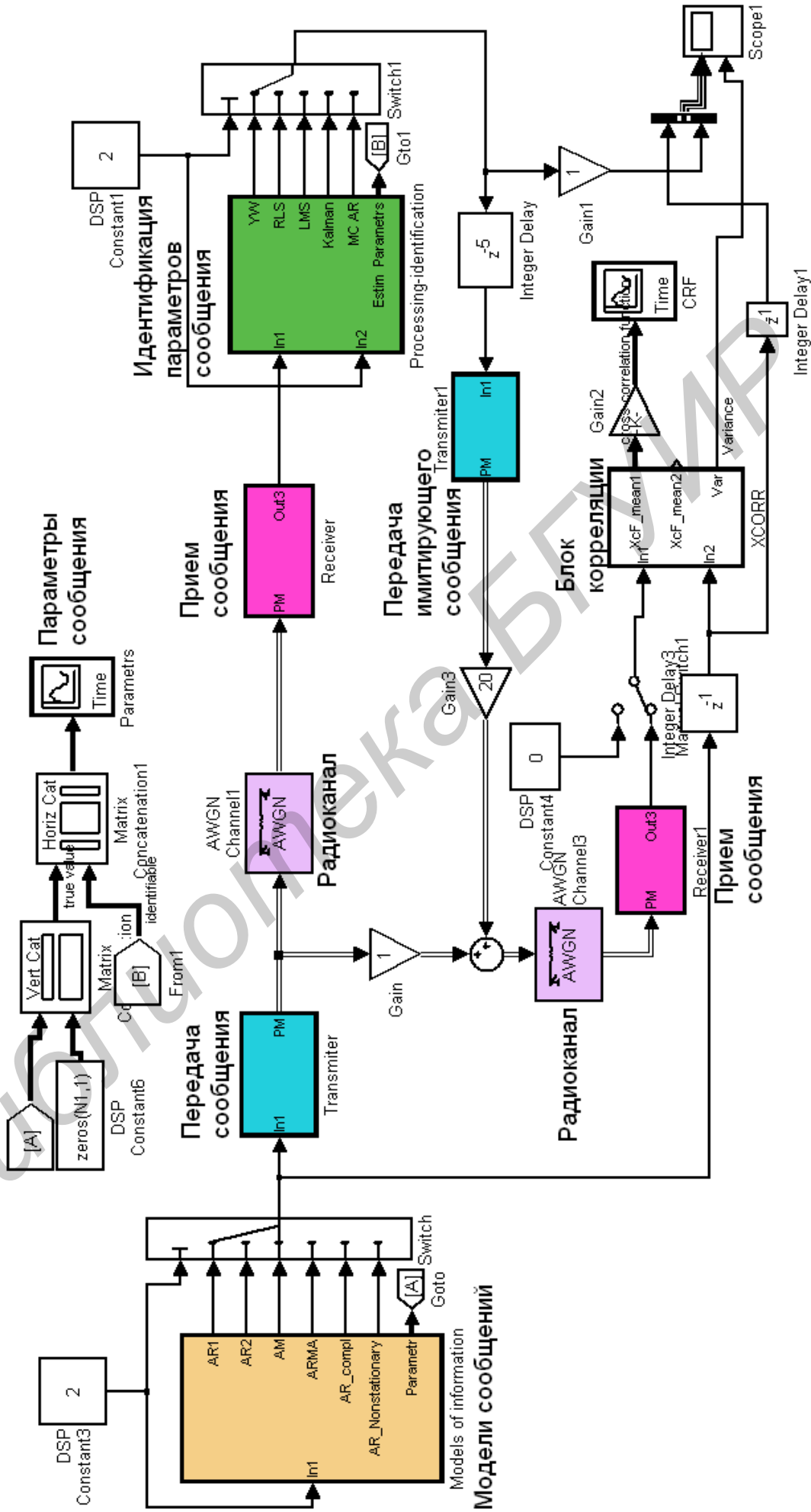


Рис. 2.9. Лабораторная модель для исследования идентификации параметров сообщения

Графическое отображение результатов

Графически отображаются:

- сообщение (желтый цвет) и имитируемая помеха (сиреневый цвет) (Signals in time domain) (рис. 2.10);
- дисперсия ошибки (Variance);
- параметры сообщения (красный цвет, маркер: $-o-$) и полученные параметры сообщения после идентификации (синий цвет, маркер: $-\diamond-$) (рис. 2.11);
- корреляционная функция (cross-correlation function) между сообщением и эталонным сигналом (красный цвет, маркер: $-o-$), корреляционная функция между эталонным сигналом и помехой (синий цвет, маркер: $-\diamond-$) (рис. 2.12 и 2.13).

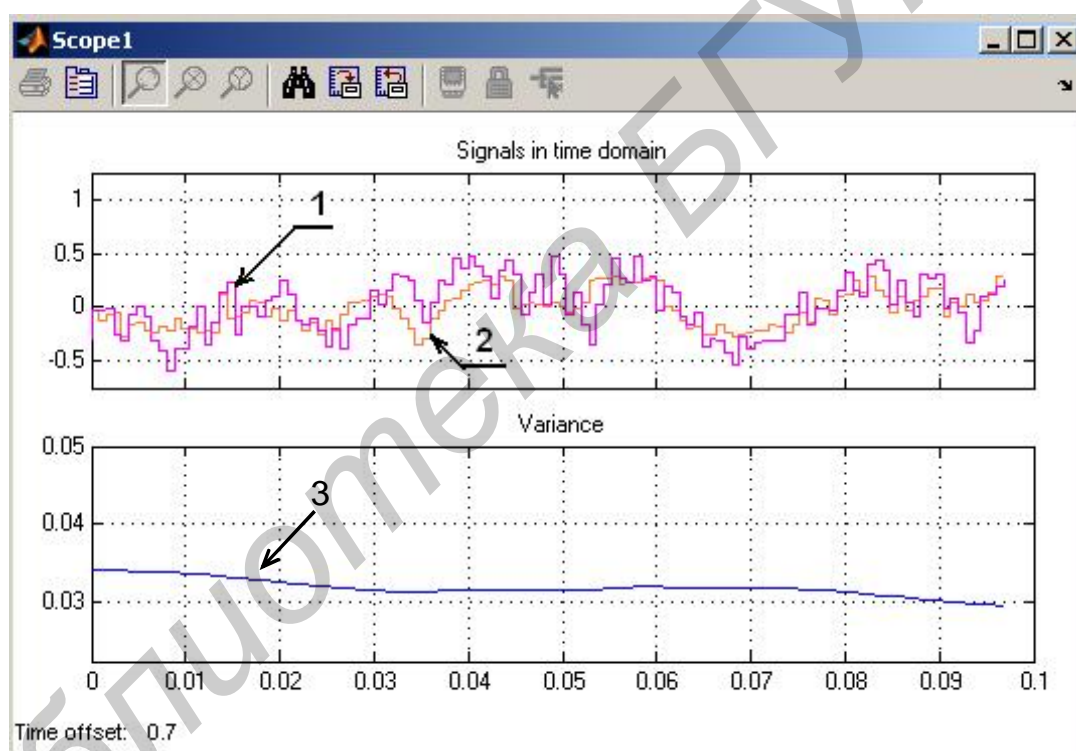


Рис. 2.10. Графики сигнала (1), помехи (2) и дисперсии ошибки (3)

При моделировании график может выйти за пределы окна. Для восстановления графика необходимо выбрать окно и правой кнопкой мыши нажать на график и выбрать *Autoscale* (рис. 2.14).

Чтобы график был виден, можно также выбрать *Axis properties* и там установить максимальное и минимальное значения видимой области графика.

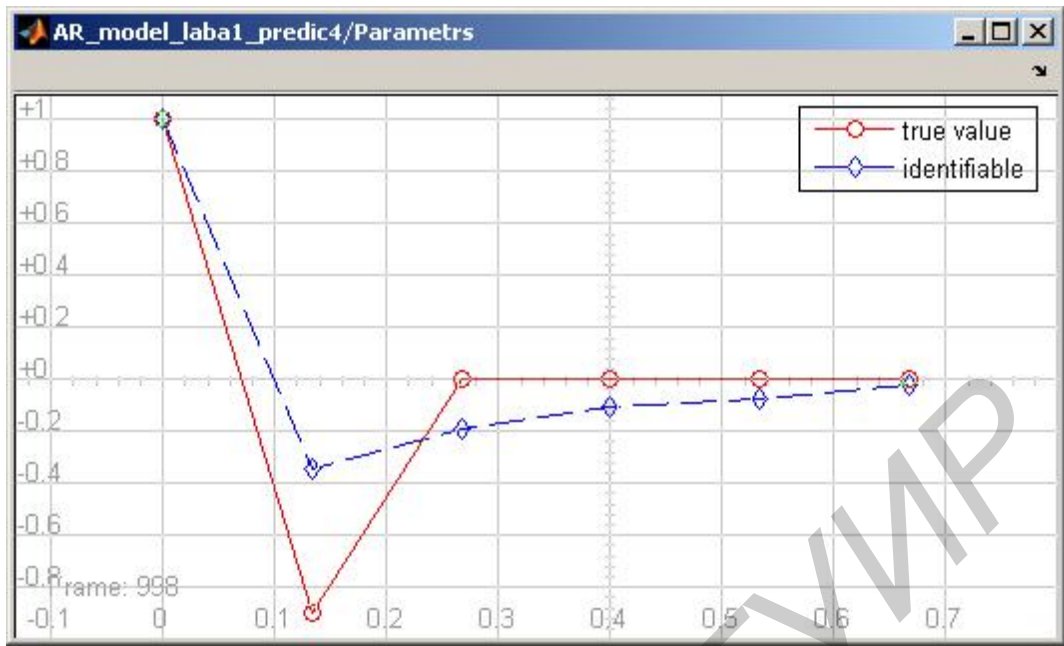


Рис. 2.11. Параметры сообщения

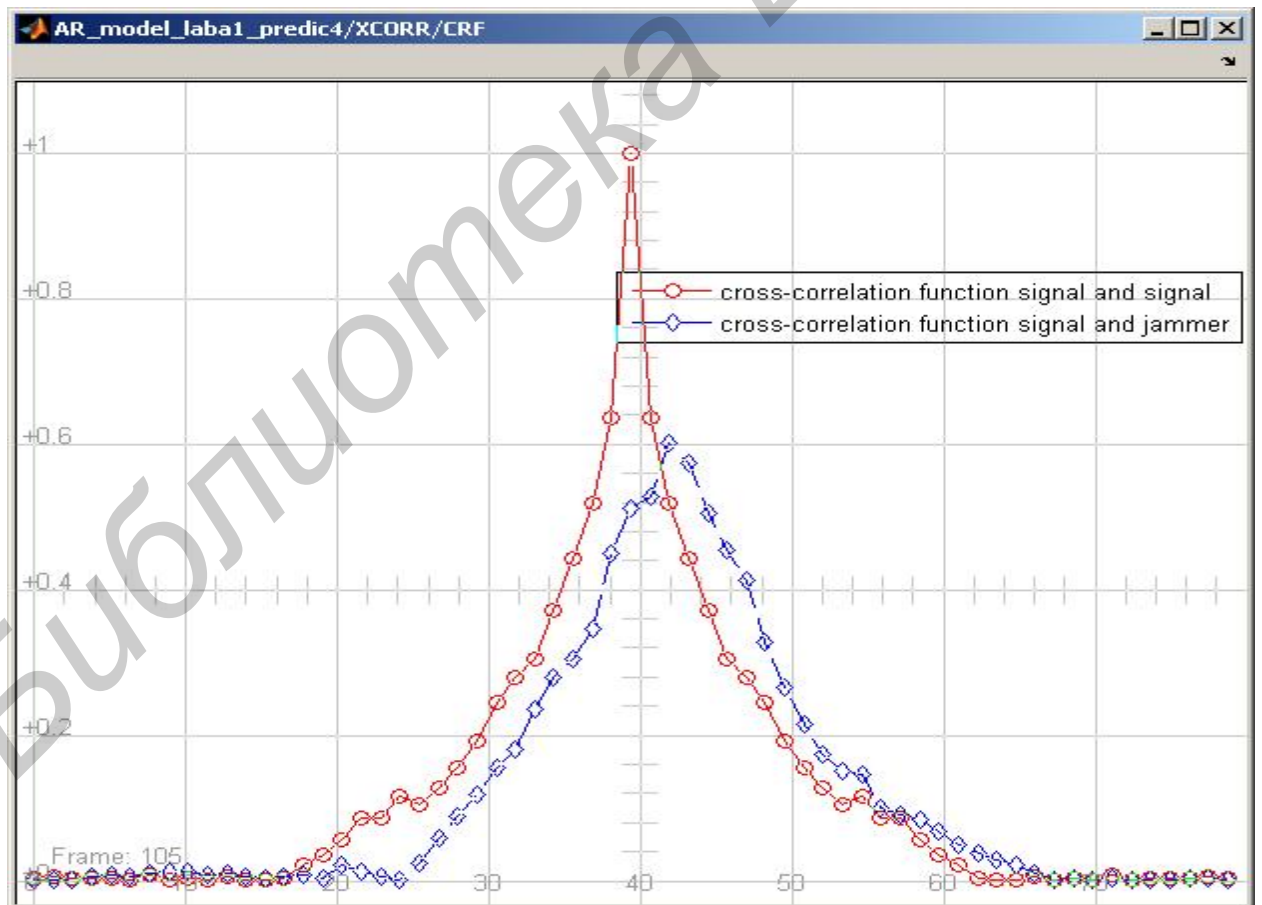


Рис. 2.12. Корреляционные функции сигнал-сигнал и сигнал-помеха

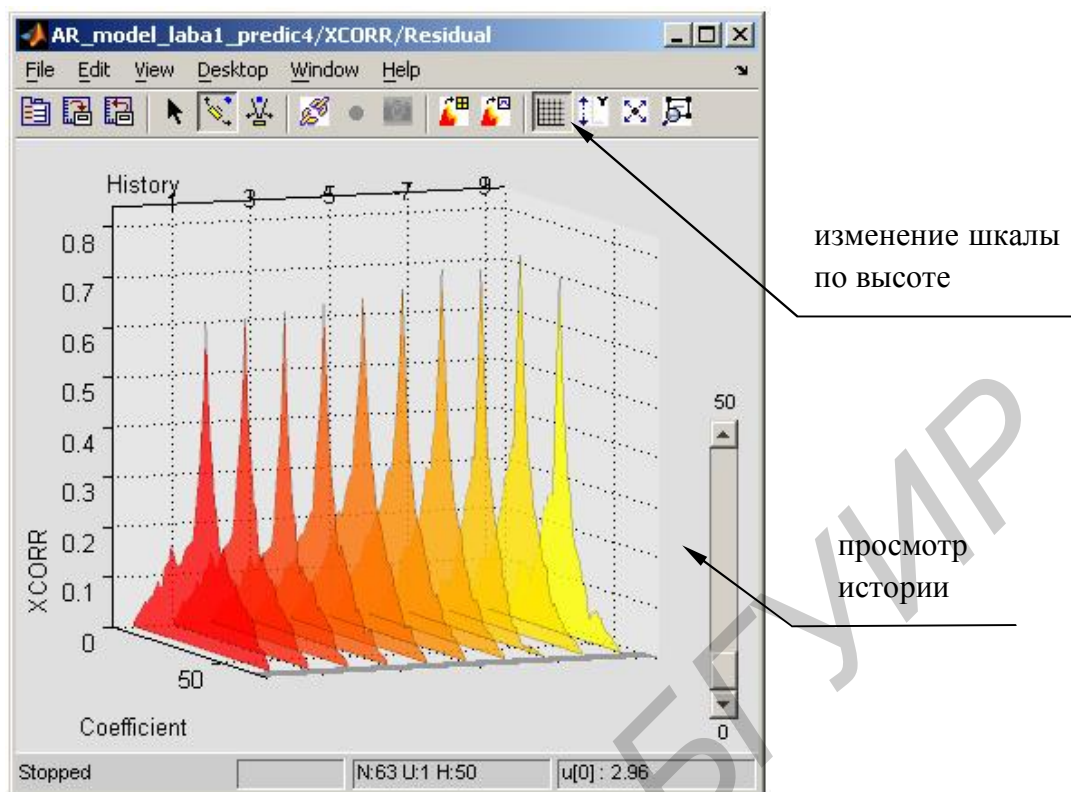


Рис. 2.13. Корреляционная функция сигнала и помехи с изменением во времени

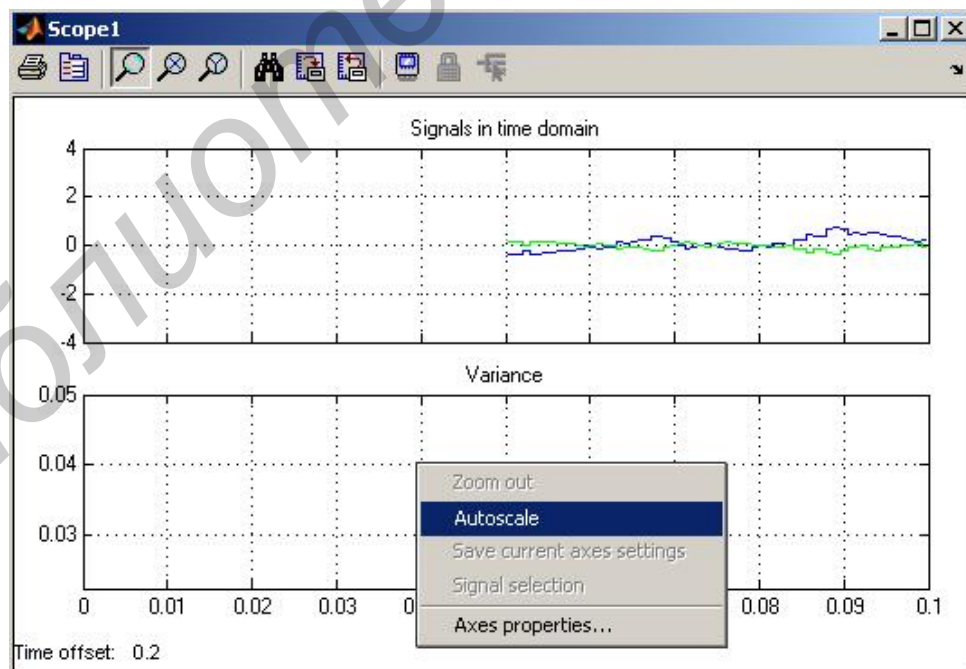


Рис. 2.14. Управление параметрами графика

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

Предварительное задание

Вариант 1. Вычислить значения корреляционной функции по заданным параметрам $a[0]$, $a[1]$, $a[2]$ АР-процесса и дисперсии S_u^2 .

Вариант 2. Вычислить коэффициенты $a[0]$, $a[1]$, $a[2]$ для известных отсчетов корреляционной матрицы $r_{xx}[0]$, $r_{xx}[1]$, $r_{xx}[2]$ и дисперсии S_u^2 .

Вариант 3. Вычислить коэффициенты \mathbf{a} для случайного процесса с дисперсией S_u^2 и корреляционной матрицей

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1+b^2 & b & 0 \\ b & 1+b^2 & b \\ 0 & b & 1+b^2 \end{pmatrix}.$$

Лабораторное задание

1. Ознакомиться с теоретической частью.
2. Запустить программу. Появится панель управления и модель в Simulink.
3. У преподавателя получить две модели сообщения: АР и СС или АРСС и два алгоритма идентификации: адаптивный алгоритм и Юла-Уокера или модифицированный ковариационный.
4. На панели управления со стороны претендента выбрать одну из заданных моделей сообщения. В *канале 1* установить отношение сигнал-шум 10 дБ.
5. В *канале 2* задать отношение сигнал-шум 20 дБ и для СРП установить один из методов идентификации и коэффициент усиления 1.
6. Построить зависимость усредненного максимального значения корреляционной функции эталонного сигнала и помехи от порядка фильтра. Минимальный порядок фильтра выбрать 3. Для получения усредненного максимального значения корреляционной функции необходимо зафиксировать максимальное и минимальное значения и вычислить среднее.
Замечание. Измерения производить в установившемся режиме.
6. Снять зависимость средней дисперсии ошибки от порядка фильтра. Минимальный порядок фильтра выбрать 3. Для получения усредненного значения дисперсии ошибки необходимо зафиксировать максимальное и минимальное значения и усреднить их.
7. Построить зависимость усредненного максимального значения корреляционной функции сигнала и помехи от отношения сигнал-шум со стороны РП. Отношение сигнал-шум изменять от 20 до минус 30 дБ с шагом 10 дБ.

8. Повторить пункты 4–7 для оставшегося алгоритма идентификации сообщений.

9. Повторить пункты 3–8 для оставшейся модели сообщения.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Структурная схема модели.
3. Результаты моделирования.
4. Выводы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем заключается метод защиты информации с использованием помеховых сигналов?

2. Какие виды помех вы знаете?

3. В чем актуальность имитирующей помехи?

4. Расскажите алгоритм формирования имитирующей помехи.

5. Какие используются модели описания сообщений?

6. Какие используются алгоритмы идентификации сообщения для стационарных процессов?

7. Какие используются алгоритмы идентификации сообщения для нестационарных процессов?

8. Проведите сравнительный анализ изученных алгоритмов идентификации. Поясните, почему адаптивным методам идентификации отдается предпочтение?

ЛИТЕРАТУРА

1. Марпл-мл, С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл-мл; пер. с англ. – М.: Мир, 1990.

2. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Д. Стирнз. – М.: Радио и связь, 1989.

4. Владимиров, В.И. Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем. Методы и математические модели / В. И. Владимиров, В. П. Лихачев, В. М. Шляхин; под ред. В. М. Шляхина. – М.: Радиотехника, 2004.

5. Зегжда, Д. П. Основы безопасности информационных систем / Д. П. Зегжда, А. М. Ивашко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2000.

6. Оппенгейм, А. Цифровая обработка сигналов / Оппенгейм, А., Шафер, Р. – М.: Техносфера, 2006.

7. Саломатин, С.Б. Цифровые адаптивные методы защиты от помех: учеб.-метод. пособие / С. Б. Саломатин, Д. Л. Ходыко. – Минск: БГУИР, 2007.

ИССЛЕДОВАНИЕ СКРЫТНОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Цель работы:

- 1) изучить методы обеспечения энергетической, пространственной, структурной скрытности радиотехнических систем.
- 2) на примере радиотехнической системы передачи информации (РТСПИ) получить навыки количественной оценки скрытности.
- 3) исследовать влияние параметров РТСПИ на ее скрытность.

КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Введение

Скрытность радиотехнических систем (РТС) – это совокупность их свойств, затрудняющих ведение радиотехнической разведки (РТР).

С учетом закономерностей радиоборьбы следует объективно оценивать возможности противника, то есть надо знать хотя бы в общих чертах методы и средства радиотехнической разведки. Обычно средства РТР должны обеспечивать обнаружение и измерение параметров радиосигнала. Обнаружение является первым и самым важным шагом РТР. После обнаружения определяют значение несущей частоты сигнала, направление в точку излучения и местоположение передатчика, параметры модуляции, временную структуру сигнала.

Проблема скрытности остается одной из актуальных в современной радиотехнике. Оценка скрытности возможна только с помощью системного подхода: условия работы РТС должны оцениваться с учетом технических возможностей разведки. Очень важно оценивать скрытность количественно, устанавливать системные связи такой оценки показателями РТС.

Различают следующие виды скрытности:

- 1) скрытность факта излучения и параметров излучаемых сигналов;
- 2) скрытность информации при ее передаче и хранении;
- 3) скрытность приема сигналов;
- 4) скрытность паразитных излучений (радио, тепловых, акустических);
- 5) скрытность вторичного излучения (снижение радиолокационной заметности объекта).

В данной лабораторной работе рассматривается первый вид скрытности.

Методы повышения скрытности

Скрытность наряду с помехоустойчивостью является составляющей помехозащищенности РТС, поскольку, противодействуя разведке

(обнаружению радиосигналов РТС, измерению их параметров), она тем самым затрудняет постановку помех, прицельных по частоте, времени, направлению.

Скрытность факта и параметров излучения РТС можно подразделить на энергетическую, временную, частотную и структурную.

Временная скрытность – совокупность мер, затрудняющих обнаружение излучений в силу их кратковременности. Меры временной скрытности – это применение импульсных сигналов или других видов кратковременных излучений, особенно моноимпульсных сигналов, смена параметров сигнала во время работы. Для повышения временной скрытности необходимо уменьшать длительность и частоту повторения импульсного сигнала.

Частотная скрытность затрудняет определение (измерение) средством разведки несущей частоты (частоты повторения, сканирования) сигнала РТС. Частотная скрытность достигается путем псевдослучайной или адаптивной перестройки несущей частоты (частоты повторения, сканирования) приемопередающих устройств РТС.

Структурная скрытность – совокупность свойств радиосигнала, затрудняющих его демодуляцию, а следовательно и обнаружение. Структурный метод повышения скрытности заключается в применении сложных законов модуляции сигнала на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП) и смене их в процессе работы. В частности, широко применяются фазоманипулированные сигналы на базе М-последовательностей. Демодуляция сложного сигнала осуществляется при его оптимальной обработке, для осуществления которой необходимо знать закон модуляции. Средству разведки закон модуляции априорно не известен, а его определение затруднено наличием помех, но все-таки возможно.

Энергетическая скрытность предполагает создание условий, при которых противник встречает затруднения энергетического характера. К ней в свою очередь можно отнести амплитудный и пространственный методы повышения скрытности.

Пространственная скрытность создается путем применения узконаправленных передающих антенн с малым уровнем боковых лепестков диаграммы направленности. В результате этого излучаемая энергия концентрируется в направлении расположения приемника РТС, а в других направлениях ее уровень снижается. Вероятность того, что разведывательный приемник (РП) окажется расположенным в направлении главного лепестка диаграммы направленности антенны (ДНА) РТС, будет тем ниже, чем меньше ширина этого лепестка, если считать расположение РП во всех направлениях равновероятным.

Амплитудный метод повышения скрытности заключается в снижении уровня сигнала в разведприемнике при сохранении достаточного для нормальной работы уровня сигнала в приемнике скрываемой РТС. Этот метод реализуется путем повышения чувствительности приемника РТС и, одновременно, снижения мощности передатчика до минимально необходимого уровня (работа на пределе чувствительности), а также путем выбора формы

сигнала, обеспечивающей энергетический выигрыш при его оптимальной обработке в приемнике РТС по сравнению с неоптимальной обработкой в РП. Неоптимальность обработки сигнала в РП обусловлена тем, что его форма (закон модуляции) средству разведки не известна.

Скрытность оценивается по-разному. Частотная и временная скрытность характеризуется вероятностью поиска сигнала $P_{\text{п}}$. Структурная скрытность оценивается вероятностью раскрытия структуры сигнала $P_{\text{стр}}$ или временем, необходимым для этого. Энергетическая скрытность характеризуется вероятностью правильного обнаружения факта излучения D при заданной вероятности ложной тревоги F , а также зоной разведки – областью пространства, в которой создается достаточный для разведки уровень сигнала и обеспечиваются заданные вероятности D и F .

Вероятность скрытной работы РТС, учитывающая всю совокупность принятых мер повышения скрытности, определяется выражением:

$$P_{\text{скр}} = 1 - P_{\text{р}} = 1 - D P_{\text{п}} P_{\text{стр}}, \quad (3.1)$$

где $P_{\text{р}}$ – вероятность успешной разведки.

Радиотехническая система передачи информации

Для исследования проблемы скрытности рассмотрим РТС ПИ, в которой используется сложный сигнал. Типичная структура системы передачи двоичных сообщений показана на рис. 3.1–3.2.

Источник сообщения ИС (рис. 3.1) вырабатывает бинарный сигнал со скоростью V (бит/с), при этом длительность символов сообщения равна $T_0 = 1/V$. Затем этот сигнал в модуляторе M синхронно перемножается с периодической псевдослучайной последовательностью, период которой также равен T_0 . Длительность одного элемента ПСП равна $t = T_0/N$, где N – число элементов. При перемножении один период ПСП приходится на один символ сообщения. Полученный сложный сигнал переносится на несущую частоту с помощью фазового модулятора ФМ, после чего усиливается до необходимого уровня в радиопередающем устройстве РПДУ и подается на антенну для излучения в пространство.

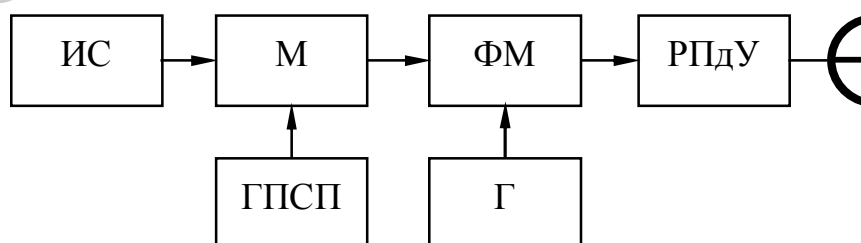


Рис. 3.1. Передающая часть РТСПИ со сложным сигналом:

ИС – источник сообщения, М – модулятор, ГПСП – генератор ПСП, ФМ – фазовый модулятор, Г – гетеродин, РПДУ – радиопередающее устройство

Приемник РТСПИ (рис. 3.2) содержит антенну, радиоприемное устройство РПрУ, в котором производится предварительная селекция и усиление сигнала. С помощью синхронного детектора СД получается видеосигнал, который затем перемножается с опорной ПСП в демодуляторе ДМ. На выходе демодулятора необходимо получить сигнал сообщения. Для этого генератор опорной ПСП в приемнике должен быть синхронизирован по времени с ПСП в принятом сигнале, и обе эти ПСП должны совпадать по форме. Для упрощения схемы устройство синхронизации в ней не показано. С помощью фильтра нижних частот ФНЧ происходит выделение полезного сигнала на фоне помех. Далее в пороговом устройстве ПУ производится двухуровневое квантование сигнала: если сигнал выше порога, то формируется положительный уровень, в противном случае – отрицательный уровень. Полученное двоичное сообщение поступает к получателю ПС.

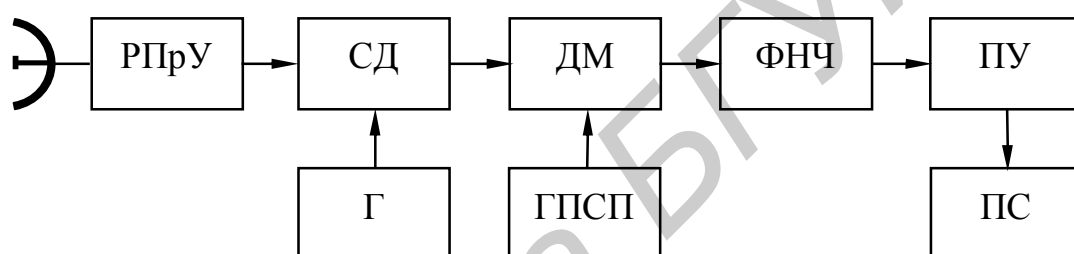


Рис. 3.2. Приемная часть РТСПИ со сложным сигналом:

РПрУ – радиоприемное устройство, СД – синхронный детектор, Г – гетеродин, ДМ – демодулятор, ФНЧ – фильтр нижних частот, ПУ – пороговое устройство, ПС – получатель сообщения

Применение сложных сигналов обеспечивает существенное повышение энергетической скрытности РТС. Только одно это обстоятельство можно было бы считать оправданием для использования сложных сигналов. Напомним, что база сигнала $B = \Delta f_0 T_0$ для простых сигналов имеет порядок единицы, для сложных существенно больше единицы.

Ширина спектра радиосигнала, модулированного ПСП, равна $\Delta f_0 = 1/t$. Таким образом, его база равна количеству элементов ПСП $B = N$. Увеличение базы сигнала приводит к расширению спектра сигнала при неизменной скорости передачи V , либо к уменьшению скорости передачи при неизменной ширине спектра Δf_0 .

Если на приемном конце известен закон модуляции, то можно построить схему, обеспечивающую преимущества для приема своего сигнала, повысив помехоустойчивость приема. Устранение внутреннего кодирования на приемном конце РТС ведется путем свертки сигнала по времени или по частоте. В первом случае в приемнике образуется импульс длительностью t при отношении сигнал/шум по мощности в B раз больше, чем на входе. В случае свертки по частоте (рис. 3.2) сигнал на выходе перемножителя превращается в

прямоугольный импульс длительностью T_0 , так что в конечном итоге при оптимальной фильтрации (ФНЧ) отношение сигнал/шум по мощности также увеличивается в B раз. Таким образом, в радиолинии мощность сигнала может быть уменьшена в B раз. На входе приемника РТС с высокой скрытностью отношение сигнал/шум, как правило, существенно меньше единицы. Сигнал становится более скрытым в энергетическом отношении, что отражается на области обнаружения.

Разведывательный приемник

Для средства разведки закон модуляции сигнала, как правило, неизвестен, поэтому применить оптимальную обработку, аналогичную приведенной на рис. 3.2, оказывается невозможным.

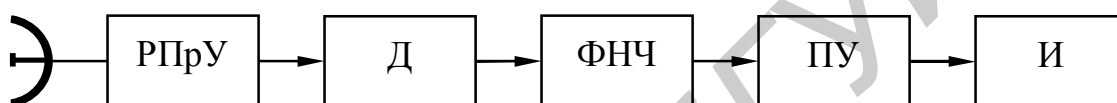


Рис. 3.3. Структурная схема энергетического разведприемника:

РПрУ – радиоприемное устройство, Д – детектор, ФНЧ – фильтр нижних частот, ПУ – пороговое устройство, И – индикатор

Для обнаружения сигналов неизвестной формы оптимальным является энергетический приемник, типичная структура которого приведена на рис. 3.3. Сигнал, принятый антенной, проходит предварительную частотную селекцию и усиление в РПрУ. Полоса пропускания РПрУ должна быть согласована с шириной спектра разведываемого сигнала Δf_0 . После этого сигнал подается на квадратичный детектор Д, а затем на интегратор, который производит накопление сигнала. В качестве интегратора может использоваться ФНЧ. Если накопленный сигнал превышает уровень, установленный в пороговом устройстве ПУ, то индикатор И выдает сообщение о том, что сигнал обнаружен.

Энергетическая скрытность РТС ПИ

Для количественной оценки энергетической скрытности обратимся к схеме (рис. 3.4), упрощенно отображающей обстановку, в которой работает РТС ПИ. Система представлена передающей и приемной сторонами, разнесенными на дальность R . Передающая сторона характеризуется мощностью излучения P_u , коэффициентом направленного действия (КНД) антенны G_u и нормированной снятой по мощности диаграммой направленности антенны $y(j, x)$. Для приемного конца важно знать чувствительность приемника P_0 , КНД антенны G_{np} и диаграмму направленности $y(y, e)$.

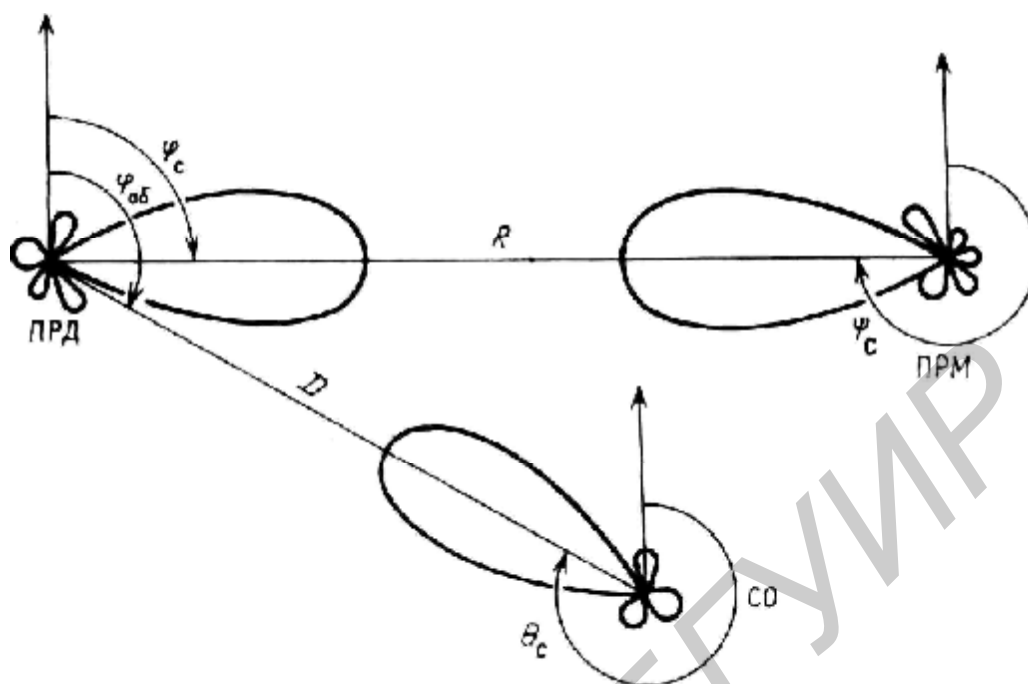


Рис. 3.4. Диаграмма для расчета энергетической скрытности РТС ПИ:
 ПРД – передатчик, ПРМ – собственный приемник системы,
 СО – станция обнаружения (разведприемник)

На произвольном расстоянии D расположена станция обнаружения (СО), характеризующаяся чувствительностью приемника P_{0co} , КНД антенны G_{co} и диаграммой $y(\Theta, n)$. На рис. 3.4 показана схема в одной плоскости, отмечены направления передачи сигнала j_c , приема y_c , передачи в сторону СО (j_{co}) и приема СО (Θ_c).

Запишем выражения для максимальных дальностей:
 дальность действия РТС ПИ в произвольном направлении j_c :

$$R_{max} = \sqrt{\frac{P_u G_u y(j_c, x_c) G_{np} y(y_c, e_c) I^2}{(4p)^2 P_0}}, \quad (3.2)$$

дальность действия СО также в произвольном направлении

$$D_{co} = \sqrt{\frac{P_u G_u y(j_{об}, x_{об}) G_{co} y(\Theta_c, n_c) I^2}{(4p)^2 P_{0co}}}. \quad (3.3)$$

Радиосистема работает при согласованных диаграммах направленности. Считаем также, что антенна СО правильно ориентирована. Это значит, что $y(j_c, x_c) = 1$, $y(y_c, e_c) = 1$, $y(\Theta_c, n_c) = 1$.

Почленно разделим одно выражение на другое:

$$\frac{D_{co}}{R_{max}} = \sqrt{\frac{G_{co}P_0}{G_{np}P_{0co}}} \sqrt{y(j_{об}, x_{об})},$$

$$D_{co}(j_{об}, x_{об}) = R_{max} \sqrt{\frac{G_{co}P_0}{G_{np}P_{0co}}} y'(j_{об}, x_{об}),$$

где $y'(j_{об}, x_{об})$ – нормированная диаграмма направленности передающей антенны по напряженности поля. Полученное выражение характеризует границы области обнаружения РТС; форма этой области совпадает с диаграммой направленности передающей антенны РТС по напряженности поля.

Область обнаружения может служить мерой энергетической скрытности. Ее можно характеризовать рядом параметров. Наиболее существенными параметрами являются максимальная дальность обнаружения $D_{сomax}$ и ширина главного лепестка зоны обнаружения $\Delta\Theta$. Важен также средний уровень боковых лепестков области обнаружения $D_{бок.ср}$.

Скрытность также можно характеризовать таким параметром, как вероятность правильного обнаружения сигнала разведприемником, которая определяется по формуле

$$D = F^{\frac{1}{1+r_{co}}},$$

где F – вероятность ложной тревоги, r_{co} – отношение сигнал/шум после обработки сигнала (оптимальной или неоптимальной) в станции обнаружения.

Отношение сигнал/шум определяется выражением

$$r_{co} = \frac{P_{co}}{P_{ш}},$$

где P_{co} – мощность сигнала в точке приема; $P_{ш}$ – мощность шума, пересчитанная ко входу разведприемника.

Мощность сигнала на входе разведприемника определяется выражением

$$P_{co} = \frac{P_u G_u G_{co} I^2 y(j_{об})}{(4p)^2 D_{co}^2},$$

где $y(j_{об})$ – нормированная ДНА передатчика по мощности в азимутальной плоскости.

Мощность шума определяется произведением спектральной плотности шума N_0 на ширину полосы пропускания тракта приема и обработки $P_{ш} = N_0 \Delta f_0$, где Δf_0 – ширина полосы пропускания тракта.

Если закон модуляции сигнала известен (например в результате успешной радиотехнической разведки), то целесообразно применить оптимальную обработку сигнала, при которой в результате демодуляции происходит сжатие спектра сигнала до ширины $\Delta f_0 = 1/T_0$, где T_0 – длительность

сигнала (например ПСП). В этом случае эффективность обнаружения сигнала (вероятность правильного обнаружения D при фиксированной вероятности ложной тревоги F) будет наиболее высокой.

В большинстве практических случаев форма сигнала заранее неизвестна и оптимальная обработка его невозможна. Тогда применяется энергетический приемник, полоса пропускания которого выбирается равной ширине спектра сигнала, которая в свою очередь обратно пропорциональна длительности одного элемента сигнала (длительности элемента ПСП t) $\Delta f_0 = 1/t$. По характеристикам обнаружения (D , F) энергетический приемник проигрывает оптимальному.

Вероятности D и F характеризуют скрытность РТС ПИ при заданной точке расположения разведприемника в пространстве. В каждой точке пространства разведприемник будет иметь различное качество обнаружения. Поэтому скрытность в целом может быть охарактеризована зоной обнаружения – областью пространства, внутри которой обеспечивается заданное для разведприемника качество работы (D , F).

Удобной количественной характеристикой скрытности является площадь зоны обнаружения. Для ее нахождения следует определить отношение сигнал/шум на выходе устройства обработки сигнала при заданных вероятностях правильного обнаружения D и ложной тревоги F :

$$r_{co} = \frac{\log F}{\log D} - 1.$$

Затем рассчитывается максимальная дальность обнаружения, которая будет иметь место в направлении главного максимума ДНА передающей антенны:

$$D_{comax} = \sqrt{\frac{P_u G_u G_{co} I^2}{(4p)^2 P_{co}}} = \sqrt{\frac{P_u G_u G_{co} I^2}{(4p)^2 r_{co} P_{ui}}}.$$

В других направлениях дальность будет изменяться пропорционально нормированной амплитудной характеристике направленности передающей антенны $y'(j_{об})$:

$$D_{co}(j_{об}) = D_{comax} y'(j_{об}).$$

Площадь зоны разведки можно рассчитать по формуле

$$S = \frac{1}{2} \int_{-p}^p D_{co}^2(j_{об}) dj_{об}.$$

Для приближенной оценки площади зону разведки можно аппроксимировать треугольником, описанным вокруг главного лепестка зоны разведки. Площадь такого треугольника

$$S = \frac{1}{2} D_{\text{сmax}}^2 \Delta\Theta,$$

где $\Delta\Theta$ – ширина главного лепестка ДНА передатчика (в радианах).

Ширина ДНА и КНД связаны следующим выражением:

$$G_u = \frac{4p}{\Delta\Theta_b \Delta\Theta_e},$$

где $\Delta\Theta_b$ – ширина ДНА по азимуту, $\Delta\Theta_e$ – ширина ДНА по углу места.

Улучшая скрытность системы, необходимо помнить, что требуется обеспечивать приемлемое качество приема сигнала в собственном приемнике системы передачи информации. Для оценки качества приема в собственном приемнике находят вероятность ошибки приема сигнала.

Мощность сигнала на входе собственного приемника

$$P_c = \frac{P_u G_u G_{np} I^2}{(4p)^2 R^2},$$

где G_{np} – коэффициент усиления антенны приемника, R – расстояние от передатчика до приемника сигнала.

Далее следует определить отношение сигнал/шум после оптимальной обработки

$$r = \frac{P_c T_0}{N_0},$$

где T_0 – длительность псевдослучайной последовательности, $N_0 = k K_u T$ – спектральная плотность мощности шума, k – постоянная Больцмана, K_u – коэффициент шума, T – температура.

Вероятность ошибки при приеме будет определяться как

$$P_{ou} = 1 - f(\sqrt{r}),$$

где $f(x) = \frac{1}{2p} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$ – интеграл вероятности.

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ МОДЕЛИ

Исследование различных видов скрытности в данной лабораторной работе производится с помощью модели, разработанной в программной среде MATLAB.

Программа осуществляет моделирование работы РТСПИ и разведприемника, структурные схемы которых приведены на рис. 3.1–3.3. Общий вид окна программы приведен на рис. 3.5. В верхней части окна

изображено размещение на местности передатчика РТСПИ с координатами (0,0), приемника РТСПИ (красная точка справа) и разведприемника (зеленая точка). Черной линией показана граница зоны обнаружения при заданных в нижней части окна параметрах. Расстояния указаны в километрах. В средней части окна программы приведены изображения спектров:

- 1) излучаемого сигнала;
- 2) сигнала на входе разведприемника;
- 3) принятого сигнала после его демодуляции.

Все спектры отображаются на нулевой несущей частоте. Для детального просмотра спектра следует нажать кнопку «Показать».

В программе задаются параметры передатчика и приемника РТСПИ, разведприемника и параметры зоны разведки. Для передатчика задается скорость передачи информации V (бит/с), мощность P_u (Вт), ширина ДНА в азимутальной плоскости $\Delta\Theta$ (градусы) и длина модулирующей ПСП, которая может принимать значения $N = 1, 7, 15$ и 31 . При выборе $N = 1$ модуляция ПСП не производится, а используется простой цифровой сигнал.

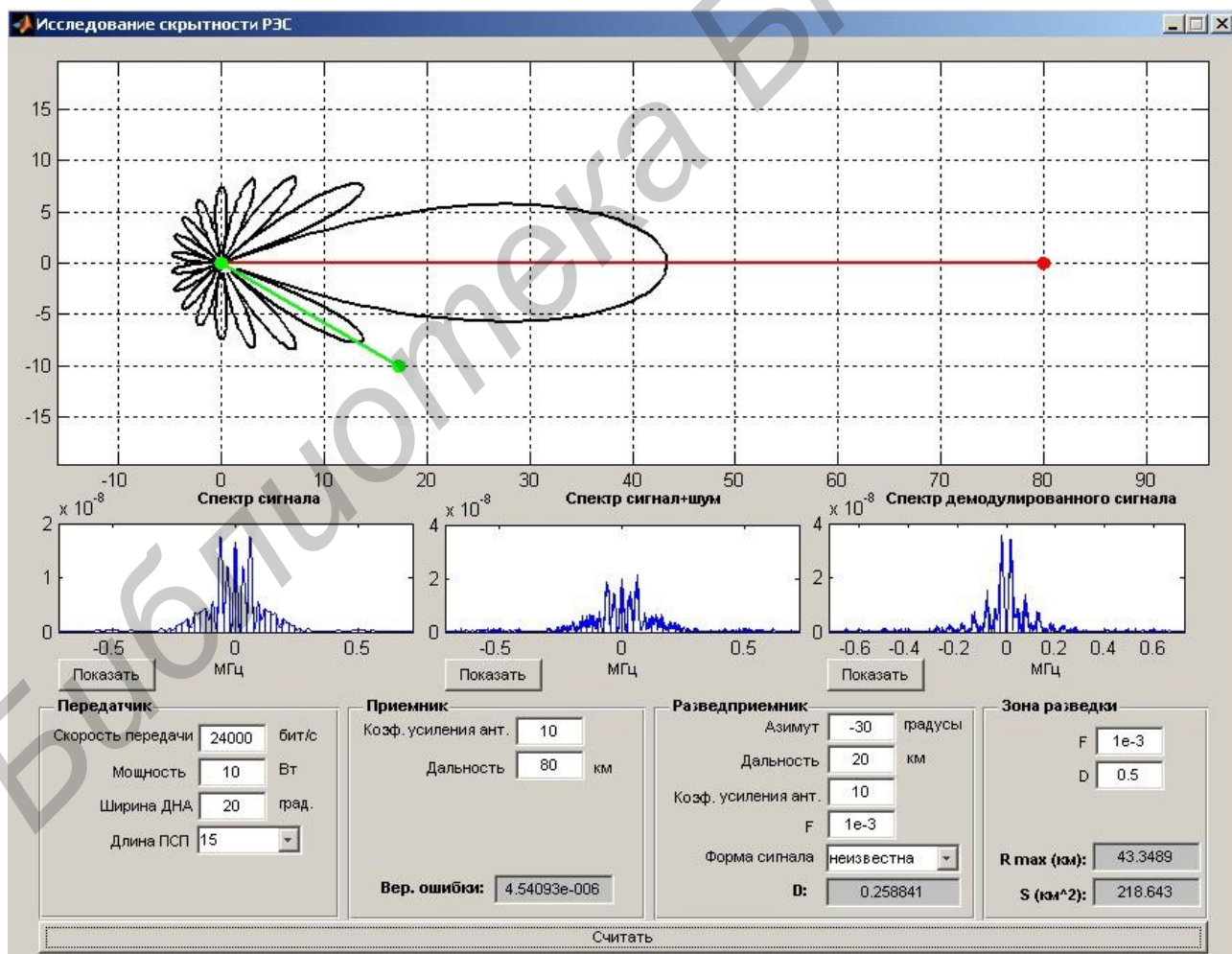


Рис. 3.5. Окно программы исследования скрытности РТС ПИ

Для приемника РТСПИ задается коэффициент усиления антенны G_{np} и расстояние до передатчика R (км). На основании заданных параметров программа рассчитывает вероятность ошибки при приеме символов $P_{ош}$ в соответствии с методикой, изложенной в теоретической части лабораторной работы.

Для разведприемника задается его расположение относительно передатчика: азимут $j_{об}$ (градусы) и дальность D_{co} (км), а также коэффициент усиления антенны G_{co} и вероятность ложной тревоги F . Указывается, известна ли форма сигнала, который необходимо обнаружить. Для заданных параметров программа рассчитывает вероятность правильного обнаружения D и строит спектры.

Расчет зоны разведки производится на основании заданных в соответствующей графе вероятностей ложной тревоги F и правильного обнаружения D . При этом рассчитывается максимальная дальность разведки R_{max} (км) и площадь зоны разведки S (км²).

Расчет всех параметров и обновление графиков производится по нажатию кнопки «Считать».

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

Предварительное задание

1. Исходные данные. Разведприемник имеет антенну с коэффициентом усиления $G_{co} = 10$. Коэффициент шума $K_{ш} = 5$.

РТСПИ имеет передающую и приемную антенны с коэффициентом усиления $G_{u} = G_{np} = 30$ и шириной ДНА в азимутальной плоскости $\Delta\Theta_b = 30^\circ$. Рабочая частота 900 МГц. Мощность передатчика P_u и длительность элемента передаваемого сообщения T_0 указаны в следующей таблице.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8
P_u , Вт	2	2	2	2	10	10	10	10
T_0 , мкс	2	10	50	100	2	10	50	100

2. Найти отношение сигнал/шум ρ в приемнике РТСПИ, расположенном на расстоянии от передатчика $R = 100$ км.

3. Найти параметры зоны разведки (максимальная дальность, площадь), в которой обеспечивается вероятность правильного обнаружения не менее $D = 0,8$ при вероятности ложной тревоги $F = 10^{-3}$.

Лабораторное задание

1. Выбрать простой сигнал, задать местоположение РП так, чтобы обеспечивалось высокое отношение сигнал/шум (спектральная плотность шума

значительно ниже спектральной плотности сигнала). Зарисовать спектры сигнала, сигнала с шумом и демодулированного сигнала в РП.

2. Повторить п.1, выбрав ПСП длиной 15, известную РП.

3. Повторить п.1, выбрав ПСП длиной 15, неизвестную РП.

4. Выбрать простой сигнал, выбрать местоположение РП так, чтобы обеспечивалось малое отношение сигнал/шум (спектральная плотность шума превышает спектральную плотность сигнала). Зарисовать спектры сигнала, сигнала с шумом и демодулированного сигнала в РП.

5. Повторить п.4, выбрав ПСП длиной 15, известную РП.

6. Повторить п.4, выбрав ПСП длиной 15, неизвестную РП.

7. Снять зависимость площади зоны разведки S от вероятности обнаружения D при заданной вероятности ложной тревоги $F = 10^{-3}$. Данные занести в таблицу:

D	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
$S, \text{ км}^2$					

8. Снять зависимость площади зоны разведки S от вероятности ложной тревоги F при заданной вероятности обнаружения $D = 0,7$. Данные занести в таблицу:

F	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	10^{-1}
$S, \text{ км}^2$					

9. Снять зависимость площади зоны разведки S и вероятности ошибки в РТСПИ $P_{ош}$ от мощности передатчика P_u . Данные занести в таблицу:

$P_u, \text{ Вт}$					
$P_{ош}$	10^{-3}				0,4
$S, \text{ км}^2$					

Мощность менять в таких пределах, чтобы $P_{ош}$ принимала значения от 10^{-3} до 0,4.

10. Снять зависимость площади зоны разведки S от ширины главного лепестка ДНА передатчика $\Delta\Theta_b$ при заданной вероятности ошибки приема $P_{ош} = 10^{-3}$. Вероятность $P_{ош}$ поддерживать постоянной путем регулировки мощности передатчика P_u . Данные занести в таблицу:

$\Delta\Theta_b, \text{ град}$	5	10	20	40	60	90
$S, \text{ км}^2$						

11. Исследовать зависимость зоны разведки от формы сигнала. Установить $D = 0,7$ и $F = 10^{-3}$. Значения площади зоны разведки S для различных сигналов занести в таблицу:

$S, \text{ км}^2$	Форма сигнала известна РП	
	да	нет
простой сигнал		
ПСП длиной 7		
ПСП длиной 15		
ПСП длиной 31		

12. По данным, полученным в пунктах 4.7–4.10, построить графики.
 13. По всем пунктам задания сделать конкретные выводы.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Структурные схемы РТС ПИ и разведприемника.
3. Результаты выполнения предварительного задания.
4. Данные (рисунки, таблицы, графики), полученные в ходе выполнения работы.
5. Анализ результатов и выводы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите и поясните виды скрытности РТС.
2. Какими параметрами характеризуется скрытность?
3. Назовите методы повышения энергетической скрытности.
4. Как определяется вероятность скрытной работы?
5. Поясните принцип работы РТСПИ со сложным сигналом по структурной схеме.
6. Поясните принцип работы энергетического приемника.
7. Какие преимущества дает использование сложных сигналов?
8. Что такое зона разведки и чем определяется ее форма?
9. Как влияют характеристики антенны передатчика на скрытность системы?
10. Поясните зависимость скрытности работы РТСПИ от длины используемой ПСП.
11. Как зависит площадь зоны разведки от заданной для нее вероятности правильного обнаружения?

ЛИТЕРАТУРА

1. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / под ред. Г. И. Тузова. – М.: Радио и связь, 1985.
2. Апович, А. Ф. Проектирование радиотехнических систем: учеб. пособие / А. Ф. Апович. – Минск: Выш. шк., 1988.
3. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы: учеб. пособие / В. А. Чердынцев. – Минск: Выш. шк., 1988.
4. Вакин, С. А. Основы радиоэлектронной борьбы / С. А. Вакин, Л. Н. Шустов. – М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Можайского, 1998.
5. Куприянов, А. И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А. И. Куприянов, А. В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2003.
6. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЗАЩИТА ОТ ПОМЕХ

Цель работы:

- 1) изучить алгоритм оптимальной пространственной фильтрации;
- 2) изучить алгоритм работы антенного компенсатора и адаптивной антенной решетки.

КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Введение

Радиоэлектронные системы (РЭС) часто работают в условиях воздействия помех, приходящих с направлений, отличных от направлений прихода полезных сигналов. Наиболее эффективным способом повысить помехоустойчивость РЭС в этом случае является *пространственно-временная обработка сигналов* (ПВОС), которая предполагает использование антенной решетки (АР), служащей датчиком пространственных различий приходящих сигналов. Используя эти различия, ПВОС способна повысить отношение сигнал/(помеха+шум) по сравнению с только временной обработкой.

Идея классического метода пространственной обработки относительно проста и в «антенной интерпретации» сводится в основном к адаптивному формированию и направлению нулей диаграммы направленности на источники помех - «нуль на помеху». На этом пути можно существенно улучшить отношение сигнал/помеха.

Управлять антенной, имеющей провал в диаграмме направленности (ДН), можно механически - вращая ее. Однако это неудобно, особенно в том случае, когда управлять антенной требуется часто и (или) быстро. Наиболее перспективным является электронное управление.

Особенно просто осуществить электронное управление антенной решеткой, состоящей из нескольких (чаще всего идентичных) антенных элементов. Такое управление можно выполнять, изменяя весовые коэффициенты, на которые умножаются выходные сигналы антенных элементов.

Чем больше антенных элементов в решетке, тем больше степеней свободы для создания новых «нулей» ДН. В принципе число таких нулей на единицу меньше числа элементов антенны.

Основная задача обработки сигналов в компенсаторах помех - не столько усилить сигнал, сколько подавить помеху. При формировании «нуля» на помеху происходит деформация ДН, в том числе и в направлении на полезный сигнал. Для усиления полезного сигнала (формирования узкого максимума ДН на сигнал) требуется многоэлементная решетка, а чтобы создать глубокие нули, достаточно иметь несколько элементов.

Влияние диаграммы направленности на помехозащищенность приемника

С точки зрения электромагнитной совместимости, условия, в которых приходится работать приемнику, характеризуются сигнально-помеховой обстановкой. Сигнально-помеховая обстановка задается мощностью, углом места и азимутом в направлении на источники полезных и помеховых сигналов.

Первым этапом ослабления помех на входе приемника является антенна, которую можно рассматривать как пространственный фильтр, осуществляющий избирательность по направлению при приеме. Характеристикой избирательности антенны является ее диаграмма направленности (амплитудная характеристика направленности). При использовании остронаправленных антенн можно получить хороший результат в выделении полезного сигнала из множества мешающих излучений. Немаловажным является уровень боковых лепестков, по которым проникают помеховые излучения. В работе с мешающими излучениями ДН приемной антенны должна быть ориентирована таким образом, чтобы снизить влияние всех помеховых сигналов и повысить мощность полезного сигнала. Для снижения мощности помеховых сигналов на входе приемника, т.е. повышения помехозащищенности, главный лепесток ДН ориентируется на источник полезного сигнала, а боковые лепестки с минимальными уровнями – на мешающие излучения.

Модель наблюдений на выходе антенной решетки

Пусть приемник имеет линейную антенную решетку (рис. 4.1), состоящую из m всенаправленных антенных элементов, расположенных на одинаковом расстоянии d друг от друга.

На АР падает плоская электромагнитная волна, причем направление на источник излучения характеризуется углом α , который полагается известным. Будем полагать, что антенна согласована с электромагнитным полем. Принимаемое i -м антенным элементом колебание имеет вид

$$y_i(t, x_i) = F_i(\Psi)S(t, x_i) + n_i(t, x_i), \quad i = 1..m, \quad (4.1)$$

где x_i – координата i -го антенного элемента; $F_i(\Psi)$ – ДН элемента антенны; $n_i(t, x_i)$ – шум с корреляционной функцией

$$M \{n_i(t, x_i)n_j(t + t, x_j)\} = Rd_{ij}d(t) = 0,5N_0d_{ij}d(t);$$

$M[*]$ – оператор математического ожидания; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума; $d_{ij} = 1$ при $i - j = 0$ и $d_{ij} = 0$ при $i - j \neq 0$; i, j – элементы АР.

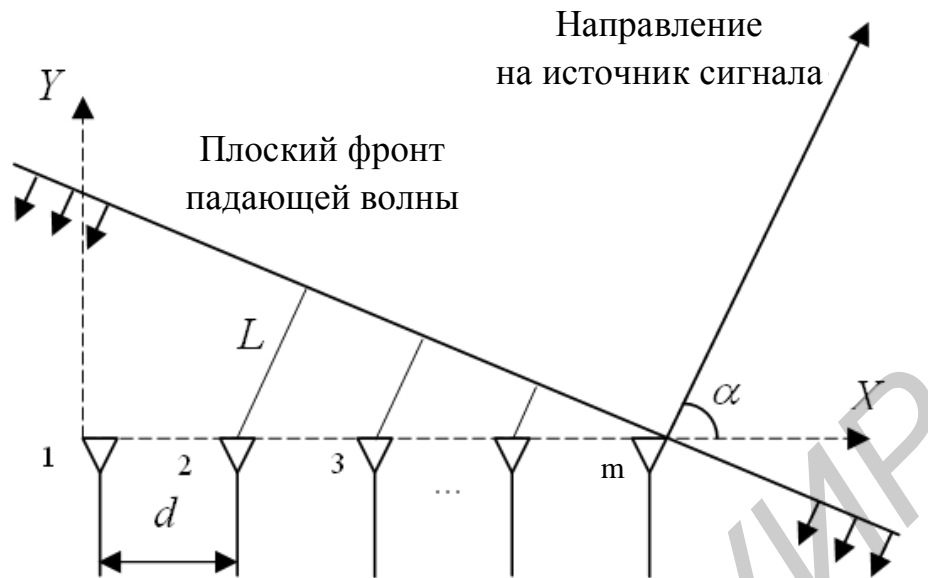


Рис. 4.1. Геометрия приема сигнала антенной решеткой

Если задержка закона модуляции сигнала на раскрые антенны пренебрежимо мала, то в общем случае пространственно-временная обработка сигнала сводится к пространственной и временной обработкам по отдельности. Такое условие справедливо для узкополосных сигналов.

Пусть комплексный узкополосный сигнал $S(t) = S_{Am}(t, x_1 = m)$ соответствует комплексной амплитуде сигнала в момент времени t на последнем антенном элементе. Для остальных элементов АР волна дойдет с временной задержкой $dt_i = L_i/c$, где c – скорость света. Значение L_i можно выразить через угол падения фронта волны и d : $L_i = di \cos(\alpha)$. Тогда комплексная амплитуда сигнала на i -м антенном элементе равна

$$S_{Ai}(t, x_i) = S(t) \exp(jf_i(a)), \quad f_i(a) = \frac{2\pi di \cos(\alpha)}{I_0}, \quad d = \frac{I_0}{2},$$

где I_0 – длина волны принимаемого сигнала.

Введем комплексные векторы:

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t, x_1), y_2(t, x_2), \dots, y_m(t, x_m)],$$

$$\mathbf{H}(a) = [F_1(\Psi)e^{jf_1(a)}, F_2(\Psi)e^{jf_2(a)}, \dots, F_m(\Psi)e^{jf_m(a)}],$$

$$\mathbf{n} = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_m(t)],$$

где корреляционная матрица шума $M[\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^H(t+t)] = 0.5N_0\mathbf{I}d(t)$, $()^H$ – символ транспонирования и комплексного сопряжения.

Запишем наблюдение (4.1) в векторной форме

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(a)S(t) + \mathbf{n}(t). \quad (4.2)$$

При наличии помеховых составляющих с межканальной корреляцией колебание на выходе i -го антенного элемента определяется как

$$y_i(t, x_i) = F_i(\Psi)S(t, x_i) + \sum_{j=1}^K F_i(\Psi)J_j(t, x_i) + n_i(t, x_i),$$

где $J_j(t, x_i)$ – j -е мешающее излучение.

Рассмотренную модель можно записать в векторной форме:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}\mathbf{S}(t) + \mathbf{C}\mathbf{J}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (4.3)$$

где $\mathbf{C} = [\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_B]$, \mathbf{C}_k – вектор фазовых распределений k -й помехи на элементах антенны определяется аналогично \mathbf{H} ; $\mathbf{J}(t)$ – вектор внешних помех.

Взаимное изменение источников радиосигналов и приемника в пространстве приводит к дополнительной временной зависимости фазовых распределений \mathbf{H} и \mathbf{C}_k : $\mathbf{H}(t)$ и $\mathbf{C}_k(t)$.

В выражении (4.3) используется только пространственная (межканальная) зависимость между помехами. Если помехи коррелированы также во временной области, то потребуется смешанная пространственно-временная обработка (пространственно-временная компенсация помех), что существенно затруднит задачу.

Алгоритм оптимальной пространственно-временной обработки

Получим оптимальный алгоритм определения информационного параметра λ (или параметров), переносимого пространственно-временным сигналом на основе многоканальных наблюдений $y_i(t)$ на интервале T .

Рассмотрим наблюдение пространственного сигнала (4.3) в дискретном представлении времени ν :

$$\mathbf{y}[\nu] = \mathbf{H}\mathbf{S}[\nu, l] + \mathbf{C}\mathbf{J}[\nu] + \mathbf{n}[\nu].$$

Шум и помехи можно рассматривать как суммарную помеху \mathbf{n}_Σ :

$$\mathbf{n}_\Sigma[\nu] = \mathbf{C}\mathbf{J}[\nu] + \mathbf{n}[\nu].$$

Корреляционная матрица \mathbf{n}_Σ с учетом статистической независимости шумов и помех имеет вид

$$M \{ \mathbf{n}_\Sigma^H[\nu] \mathbf{n}_\Sigma[\nu + t] \} = 2\mathbf{V}d[t],$$

где $\mathbf{V} = \mathbf{C}^H \mathbf{V}_J \mathbf{C} + \mathbf{V}_n$ – матрица межканальных корреляций отсчетов помех и шумов в один момент времени:

$$\mathbf{V}_J = 0.5M \{ \mathbf{J}^H \mathbf{J} \}, \quad \mathbf{V}_n = 0.5M \{ \mathbf{n}^H \mathbf{n} \}.$$

Для оценки информационного параметра ограничимся рассмотрением оценки λ по максимуму правдоподобия. Функционал правдоподобия $p(\mathbf{y}|I)$ имеет вид

$$p(\mathbf{y}[v]|I) = \frac{1}{(2p)^n |\mathbf{V}|} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{y}[v] - \mathbf{H}S[v, I])^H \mathbf{V}^{-1}(\mathbf{y}[v] - \mathbf{H}S[v, I])\right). \quad (4.4)$$

С учетом некоррелированности шумов во времени функционал плотности вероятности всей совокупности наблюдений $\mathbf{y}[v]$, полученных на интервале $[0, N]$, равен

$$p(\mathbf{y}[v]|I) = \prod_{v=0}^{N-1} p(\mathbf{y}[v]|I). \quad (4.5)$$

Оценка $\hat{I} = \max_I^{-1} p(\mathbf{y}[v]|I)$ при подстановке (4.4) в (4.5) соответствует минимуму суммы в показателе экспоненты:

$$\begin{aligned} \hat{I} &= \max_I^{-1} \left(\sum_{v=0}^{N-1} (\mathbf{y}[v] - \mathbf{H}S[v, I])^H \mathbf{V}^{-1}(\mathbf{y}[v] - \mathbf{H}S[v, I]) \right) = \\ &= \max_I^{-1} \operatorname{Re} \{ \mathbf{H}^H \mathbf{V}^{-1} \mathbf{y}[v] S^H[v, I] \}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

В (4.6) отброшены слагаемые, не зависящие от I .

Обозначив

$$h[v] = \mathbf{H}^H \mathbf{V}^{-1} \mathbf{y}[v], \quad (4.7)$$

получаем, что \hat{I} соответствует оценке по критерию максимума корреляционного интеграла

$$\hat{I} = \max_I^{-1} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{v=0}^{N-1} h[v] S^H[v, I] \right\}, \quad (4.8)$$

который представляет собой привычный алгоритм обработки сигнала во временной области.

Выражение (4.7) описывает оптимальный алгоритм пространственной обработки в многоэлементной антенной решетке.

Обозначив $\mathbf{b} = \mathbf{V}^{-1} \mathbf{H}$, запишем алгоритм (4.7) в виде взвешенной суммы выходов элементов АР:

$$h[v] = \mathbf{b}^H \mathbf{y}[v] = \sum_{i=1}^m b_i^H y_i[v]. \quad (4.9)$$

Оценка \hat{I} не изменяется при умножении на произвольное положительное (не комплексное) число. Поэтому удобно рассматривать в виде

$$b = DV^1\mathbf{H}, D = 1/(\mathbf{H}^H \mathbf{V}^1 \mathbf{H}). \quad (4.10)$$

В этом случае имеем

$$b\mathbf{H} = (\mathbf{H}^H \mathbf{V}^1 \mathbf{H}) / (\mathbf{H}^H \mathbf{V}^1 \mathbf{H}) = 1,$$

тогда

$$h[v] = b^H \mathbf{y}[v] = S[v, I] + n_{\ominus}[v],$$

где $n_{\ominus}[v]$ – эквивалентный шум.

Результирующий оптимальный алгоритм пространственно-временной обработки представляет последовательное соединение оптимального пространственного (4.9) и временного (4.8) фильтров.

В выражении для алгоритма оптимальной пространственной обработки (4.9) легко увидеть две ее главные составляющие. Первая и основная для работы в условиях помех составляющая пространственной обработки – это режекция помехи, отражаемая в выражении (4.9) умножением вектора наблюдения с выходов АР на матрицу \mathbf{V}^{-1} (см. (4.7)), содержащую все пространственно-временные характеристики помехи.

Вторая составляющая алгоритма пространственной обработки – объединение полезных сигналов, содержащихся во всех компонентах $y_i[v]$. Оно осуществляется умножением результата пространственной режекции на вектор \mathbf{H}^H (см. (4.7)).

Множитель \mathbf{H}^H , сопряженный множителю \mathbf{H} во входном наблюдении, обеспечивает равенство фаз полезных сигналов при сложении. В пространстве такое когерентное сложение сигналов эквивалентно фокусированию антенны в направлении на источник излучения полезного сигнала.

Эффективность пространственной помехозащищенности. Наиболее распространенным критерием помехозащищенности РЭС служит

$$K_{\Pi} = \sum_{k=1}^m P_{Jk} / P_S \quad \text{– максимальное отношение мощности помех } \sum_{k=1}^m P_{Jk} \text{ к}$$

мощности сигнала P_S на входе приемника, при котором приемник остается в рабочем режиме.

Эффективность пространственной обработки, помимо характеристики K_{Π} , естественно характеризовать величиной отношения помеха/сигнал на входе и выходе пространственного фильтра. Обе эти характеристики зависят от помеховой обстановки и направления прихода полезного сигнала.

Недостатки в оптимальном алгоритме связаны с относительной сложностью реализации электронной фокусировки на источник сигнала. Сложность заключается в получении весьма точной юстировки амплитудных и особенно фазовых характеристик элементов АР. При взаимном перемещении источника полезного сигнала и приемника ориентация АР на подвижных объектах изменяется в широких пределах. Поэтому для реализации

оптимальных алгоритмов ставятся специальные гироскопы, определяющие ориентацию АР.

Дополнительно фокусировка усложняется с ростом числа источников полезного сигнала.

Диаграмма направленности антенной решетки. Весовые комплексные коэффициенты пространственной обработки можно рассматривать как амплитудное и фазовое распределения

$$b_i = |b_i| \exp(j \arg(b_i)), b_i \in b,$$

которые связаны с диаграммой направленности как

$$f(q) = \left| \sum_{i=1}^m b_i \exp(jki \cdot \cos(q)) \right|,$$

где $k = 2\pi/l$ – волновое число свободного пространства; $q = 0 \dots \pi$.

Приведем пример расчета эффективности оптимального пространственного фильтра для АР, изображенной на рис. 4.2.

Координаты элементов антенной решетки. Структура антенной решетки задается матрицей **AR**, в которой в i -м столбце записаны декартовы координаты x, y, z i -го антенного элемента (АЭ) ($d=1/2$):

$$\mathbf{AR} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \sqrt{3}d/2 & \sqrt{3}d/2 & 0 & \sqrt{3}d/2 & -\sqrt{3}d/2 \\ 0 & d & d/2 & -d/2 & -d & -d/2 & d/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

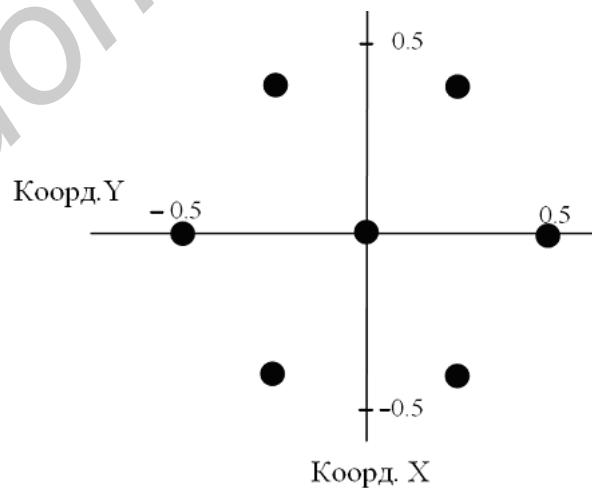


Рис. 4.2. Семиэлементная антенная решетка

Параметры сигнально-помеховой обстановки. Отношение мощности сигнала к мощности внутреннего шума на входе антенны $q_{c/n} = -30 \text{ дБ}$.

Значение c/n характеризует отношение мощности сигнала к мощности внутреннего шума в полосе 1 Гц.

Отношения мощностей помех от разных источников (∂B) к мощности внутреннего шума на входе антенны «собраны» в векторе P_j/N_0 :

$$P_j/N_0 = [40 \ 40 \ 40 \ 40 \ 40 \ 40 \ 40 \ 40]^T.$$

Азимут Ψ и угол места g прихода помех (град) представлены векторами соответственно

$$\Psi = [-30 \ -60 \ -90 \ 0 \ 30 \ 60 \ 90 \ 120]^T,$$

$$g = [15 \ 15.5 \ 16 \ 16.5 \ 17 \ 17.5 \ 18 \ 70]^T.$$

Алгоритм расчета векторов \mathbf{H}_k и \mathbf{C}_k . Для определения вектора амплитудно-фазовых распределений сигнала \mathbf{H}_k необходимы направление прихода сигнала, координаты АЭ и их ДН.

Направление прихода сигнала удобнее всего задать единичным вектором из выбранного АЭ к источнику:

$$\mathbf{R}(\Psi, g) = [\cos(\gamma) \cos(g) \ \sin(\gamma) \cos(g) \ \sin(g)]^T.$$

Вектор \mathbf{H}_k запишем как

$$\mathbf{H}(\Psi, g) = \begin{bmatrix} F_1(\Psi, g) \exp(-2p j(\mathbf{AR}^{<1>}, \mathbf{R}(\Psi, g))) \\ \dots \\ F_7(\Psi, g) \exp(-2p j(\mathbf{AR}^{<7>}, \mathbf{R}(\Psi, g))) \end{bmatrix},$$

где $F_k(\Psi, g)$ – амплитудно-фазовая диаграмма направленности k -го АЭ; $\mathbf{AR}^{<k>}$ – k -й столбец матрицы \mathbf{AR} ; $(\mathbf{AR}^{<k>}, \mathbf{R}(\Psi, g))$ рассматривается как скалярное произведение $\mathbf{AR}^{<k>}$ на $\mathbf{R}(\Psi, g)$.

Аналогично вычисляется вектор амплитудно-фазовых распределений k -го источника помехи \mathbf{C}_k :

$$\mathbf{C}_k(\Psi, g) = \begin{bmatrix} F_1(\Psi, g) \exp(-2p j(\mathbf{AR}^{<1>}, \mathbf{R}_k(\Psi, g))) \\ \dots \\ F_7(\Psi, g) \exp(-2p j(\mathbf{AR}^{<7>}, \mathbf{R}_k(\Psi, g))) \end{bmatrix}.$$

Суммарная матрица помех

$$\mathbf{V} = \mathbf{N}_0 + \sum_{k=1}^m \mathbf{P}_{Jk} \mathbf{C}_k \mathbf{C}_k^H.$$

Отношение P_J/P_S на выходе пространственного фильтра. Найдем связь P_J/P_S с введенными ранее параметрами сигнально-помеховой обстановки. Для этого рассмотрим выходы пространственно-временного фильтра.

Для перехода к P_J/P_S будем считать, что \mathbf{V} – матрица ковариаций смеси помеха+шум в полосе сигнала Δf .

Если колебание $\mathbf{y}[v] = \mathbf{H}S[v] + \mathbf{n}_\Sigma$ подвергается в пространственном фильтре весовой обработке с весом \mathbf{b} , то на выходе этого фильтра отношение P_J/P_S равно отношению мощности помехи

$$P_J = M \left\{ \left| \mathbf{b}^H \mathbf{n}_\Sigma \right|^2 \right\} = M \left\{ \mathbf{b}^H \mathbf{n}_\Sigma \mathbf{n}_\Sigma^H \mathbf{b} \right\} = \mathbf{b}^H M \left\{ \mathbf{n}_\Sigma \mathbf{n}_\Sigma^H \right\} \mathbf{b} = \mathbf{b}^H \mathbf{V} \mathbf{b}$$

к мощности сигнала

$$P_S = M \left\{ \left| \mathbf{b}^H \mathbf{H} S[v] \right|^2 \right\} = M \left\{ \mathbf{b}^H \mathbf{H} |S[v]|^2 \mathbf{H}^H \mathbf{b} \right\} = M \left\{ |S[v]|^2 \right\} \left| \mathbf{b}^H \mathbf{H} \right|^2 = P_S^0 \left| \mathbf{b}^H \mathbf{H} \right|^2,$$

где $P_S^0 = M \left\{ |S[v]|^2 \right\}$ – мощность сигнала на входе антенны.

Оптимальное отношение $\sum_{k=1}^m P_{Jk} / P_S$ (дБ) с учетом пространственного положения источников помех на выходе оптимального пространственного фильтра получается при $\mathbf{b} = \mathbf{V}^{-1} \mathbf{H}(\Psi, \mathbf{g})$, удовлетворяющем (4.10):

$$P_J / P_S(\Psi, \mathbf{g}) = -10 \lg \left[\mathbf{H}^H(\Psi, \mathbf{g}) \mathbf{V}^{-1} \mathbf{H}(\Psi, \mathbf{g}) \right] - (P_S)_{\text{дБ}}.$$

Коэффициент эффективности пространственной обработки. Естественно характеризовать эффективность пространственной обработки сравнением отношений $\left(\sum_{k=1}^m P_{Jk} + N_0 \right) / P_S$ на входе и выходе пространственного фильтра:

$$K_{\text{эф}} = \left(\frac{\sum_{k=1}^m P_{Jk} + N_0}{P_S} \right)_{\text{ВХ}} / \left(\frac{\sum_{k=1}^m P_{Jk} + N_0}{P_S} \right)_{\text{ВЫХ}}. \quad (4.11)$$

Отношение $\left(\sum_{k=1}^m P_{Jk} + N_0 \right) / P_S$ до весовой обработки можно записать относительно мощности помех и сигнала с учетом сигнально-помеховой обстановки следующим образом:

$$\sum_{k=1}^m P_{Jk} / P_S = \sum_{k=1}^m P_{Jk} |C_k|^2 / N_0 - |\mathbf{H}|^2 P_S / N_0.$$

Зависимость $K_{\text{эф}}$ от пространственных координат показывает, каковы условия приема сигнала, приходящего с различных углов.

Адаптивные антенные решетки

Классическая адаптивная антенная решетка (ААР) с двумя антенными элементами показана на рис. 4.3. В адаптивной антенной решетке выделяют основную антенну a_1 (входной ненаправленный элемент), выход которой содержит полезный сигнал и помеху, и дополнительную – a_2 (компенсационную) антенну, которая, как правило, не должна содержать полезный сигнал. Такое условие является идеальным для работы ААР, но на практике выполняется редко. Адаптивные антенные решетки также известны как антенные компенсаторы помех или компенсаторы боковых лепестков. На рис. 4.4 показана ДН антенны, нуль которой ориентирован на помеху.

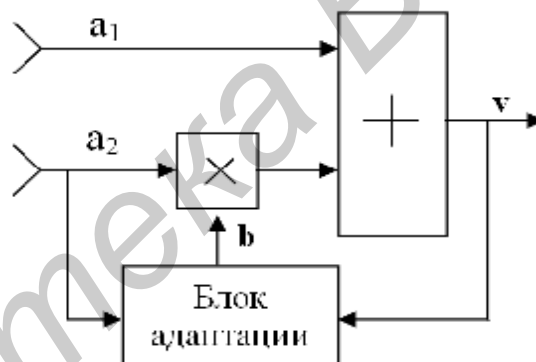


Рис. 4.3. Адаптивная антенная решетка (компенсатор боковых лепестков)

В ААР колебание основного канала подается на сумматор с единичным весом, а колебание компенсационного канала взвешивают исходя из помеховой обстановки. При этом цель подстройки весового коэффициента b – обеспечение минимальной мощности шума D_v (мощности помехи) на выходе.

Выражение для b можно найти из условия $D_v(b) = \min$:

$$b = V^{-1}P,$$

где $V = M\{a_2 a_2^*\}$, $P = M\{a_2 a_1^*\}$.

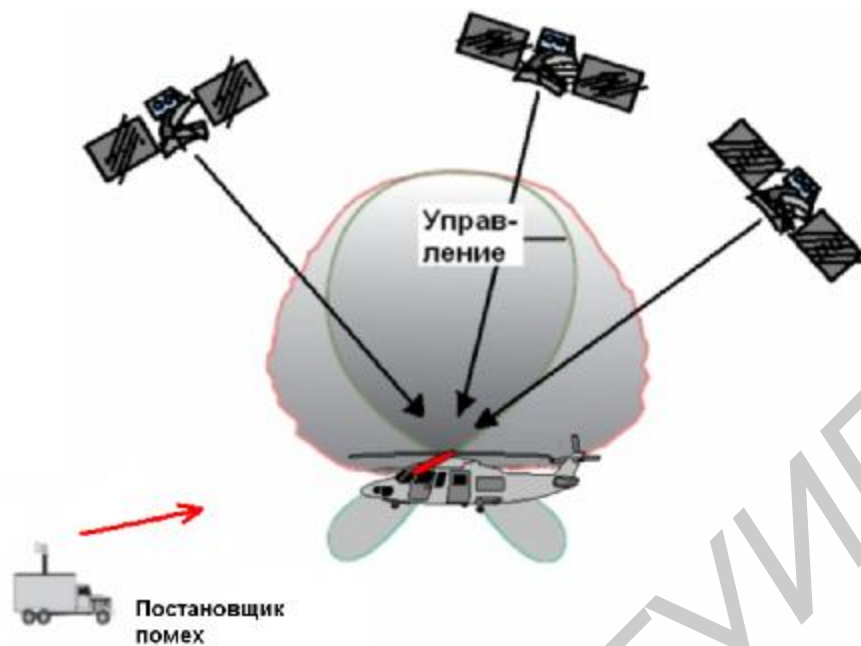


Рис. 4.4. ДН при действии постановщика помех

Коэффициент подавления помехи. Качество работы компенсатора принято характеризовать коэффициентом подавления помехи, который определяется как отношение дисперсии шума D_{a1} (мощности помехи) в основном канале к дисперсии шума на выходе компенсатора:

$$K_{III} = D_{a1} / D_V = P_J / D_V .$$

Коэффициент подавления помехи можно записать через коэффициент межканальной корреляции помех r . Для одного компенсационного канала (см. рис. 4.3) имеем

$$K_{III} = \frac{1}{1 - |r|^2} .$$

Коэффициент подавления помехи при $r = 1$ определяется лишь внутренними шумами:

$$K_{III} = \frac{(1 + R_1)(1 + R_2)}{(1 + R_1 + R_2)} ,$$

где $R_i = D_{ai} / D_{ni}$, $i = 1, 2$; D_{ni} – мощность внутреннего шума.

В типовых условиях, когда отношение помехи к внутреннему шуму в каналах равны, коэффициент подавления помехи равен

$$K_{III} = \frac{D_a}{2D_n} .$$

При большом отношении мощности помехи к мощности внутреннего шума при идеальной коррелированности помех в каналах компенсатора помеха будет подавлена до значения

$$\frac{D_a + D_n}{K_{III}} \approx D_a / \left(\frac{D_a}{2D_n} \right) = 2D_n.$$

Компенсатор вносит дополнительные шумы за счет компенсации помехи. Мощность шумов на выходе компенсатора увеличивается по меньшей мере в 2 раза, или на 3 дБ.

АР (антенные компенсаторы) реализуют основную составляющую оптимальной пространственной обработки – режекцию помех, по сравнению с которой роль фокусировки, собирающей полезные сигналы от небольшого числа отдельных элементов АР, заметно меньше. При этом алгоритмы пространственной компенсации не требуют знания направлений на источник помех, а извлекают необходимую информацию из корреляционных характеристик помех. В направлении принимаемых сигналов, мощность которых ниже уровня мощности внутреннего шума, не будут формироваться нули в ДН.

Описание антенного компенсатора системы GPS

Антенный компенсатор помех – GPS Antenna System-1 (GAS-1) разработан фирмой Raytheon. Компенсатор состоит из семиэлементной антенной системы: основная антенная в центре и шесть вспомогательных антенн, расположенных на расстоянии 0,5 длины волны от основной антенны и друг от друга.

Диапазон рабочих частот 1575,42 МГц (L1) и 1226,60 МГц (L2); максимальное число подавляемых помех – 6; число выходов – 2 на частоте 173,9 МГц (по одному на L1 и L2) и до 2 на радиочастоте; алгоритм определения весовых коэффициентов – пошаговый спуск.

Подавление помех производится только по выходам на промежуточной частоте 173,9 МГц. На радиочастотных выходах осуществляется только усиление и предварительная частотная селекция.

Основным блоком GAS-1 является блок антенной электроники, который принимает на входе семь радиочастотных сигналов из стандартного сменного модуля семиэлементной приемной антенны с управляемой ДН антенного комплекса GAS-1 и других существующих семиэлементных приемных антенн с управляемыми ДН и обрабатывает их с целью подавления помех и выдачи свободных от помех сигналов GPS. Модуль антенной электроники способен видоизменять ДН такой антенны с целью создания «нулей» в направлениях пространственно распределенных помеховых источников в пределах диапазона рабочих частот GPS (рис. 4.5).

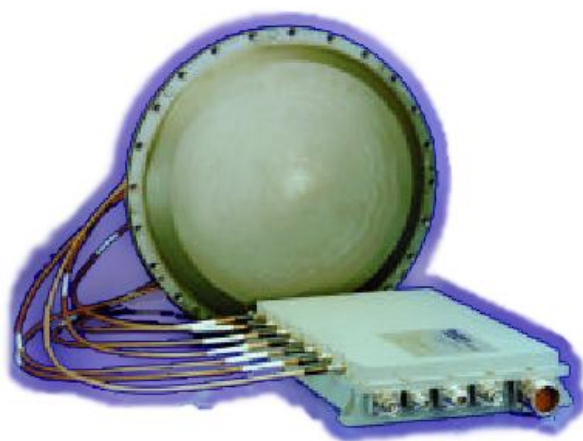


Рис. 4.5. Антенный компенсатор помех GAS-1

ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ МОДЕЛИ

Лабораторная модель состоит из четырех частей:

1. Влияние азимутальной ориентации ДН на мощность помехового сигнала.
2. Исследование оптимальной пространственной фильтрации сигнала на фоне помех.
3. Исследование двухэлементного антенного компенсатора помех.
4. Оценка эффективности подавления помехи адаптивной антенной решеткой.

Главное меню программы показано на рис. 4.6.



Рис. 4.6. Окно программы при запуске

Влияние азимутальной ориентации ДН на мощность помехового сигнала. Рабочее меню для исследования ориентации ДН относительно помехи показано на рис. 4.7.

После запуска моделирования ползунком устанавливается угол поворота антенны (поворот ДН) относительно 0 градусов (0 градусов – направление мешающего источника излучения). Количественно отображается угол поворота и значение ДН в направлении 0 градусов.

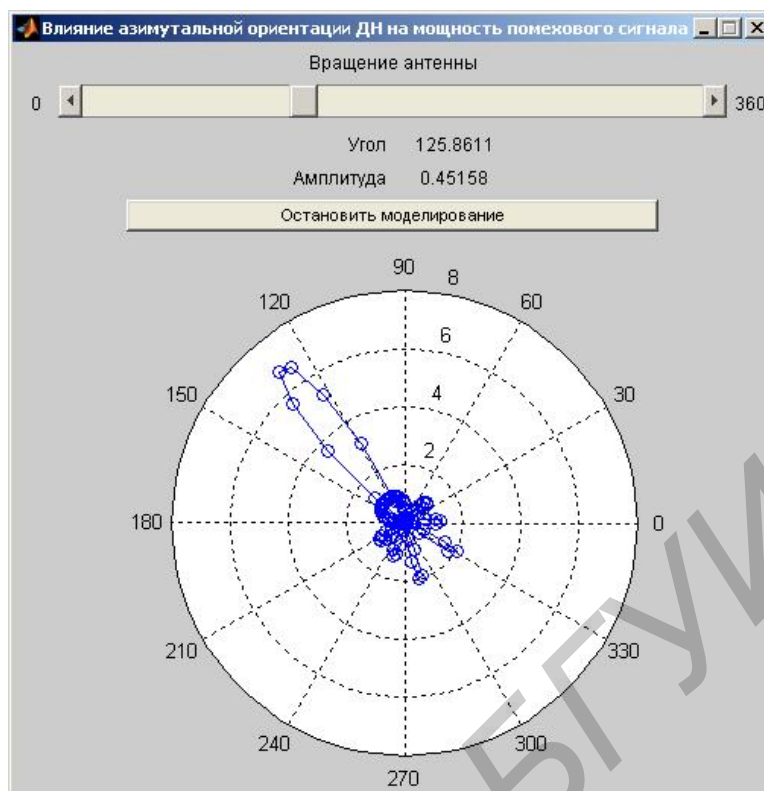


Рис. 4.7. Исследование амплитудной характеристики направленности

Исследование оптимальной пространственной фильтрации сигнала на фоне помех. Интерфейс окна исследования пространственной фильтрации показан на рис. 4.8.

В программу заносятся параметры сигнально-помеховой обстановки:

- 1) амплитуда каждой помехи и направление прихода (град);
- 2) амплитуда полезного сигнала и угол прихода (град);
- 3) мощность внутренних шумов.

Замечание. Отсутствие помехи задается нулем по амплитуде и направлением прихода 0^0 .

Задается количество антенных элементов.

Результатом расчета является отношение помеха/шум на входе АР; (помеха+шум)/сигнал на входе АР; (помеха+шум)/сигнал на выходе АР; эффективность пространственной обработки как выигрыш в подавлении помех.

Графически выводятся весовые коэффициенты и ДН АР (рис. 4.9.)

Исследование двухэлементного антенного компенсатора помех (см. рис. 4.3). Окно для ввода параметров сигнально-помеховой обстановки показано на рис. 4.10.

Замечание. Отсутствие помехи задается нулем по амплитуде и направлением прихода 0^0 .

После ввода параметров запускается моделирование. Результаты моделирования показаны на рис. 4.11.

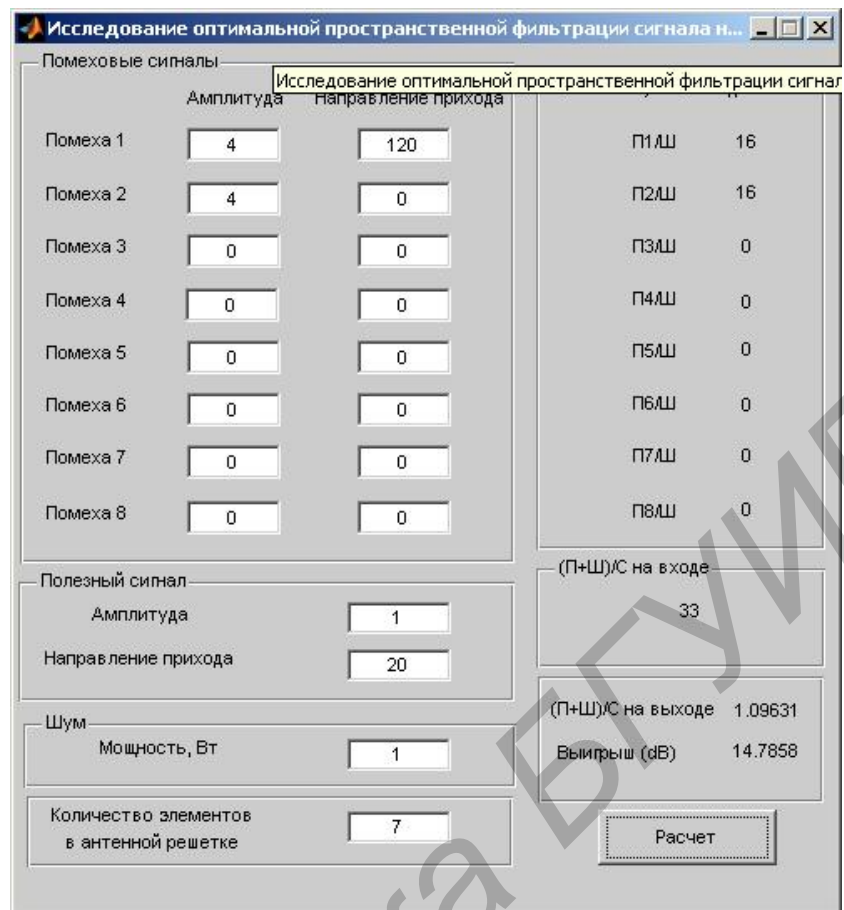


Рис. 4.8. Панель управления

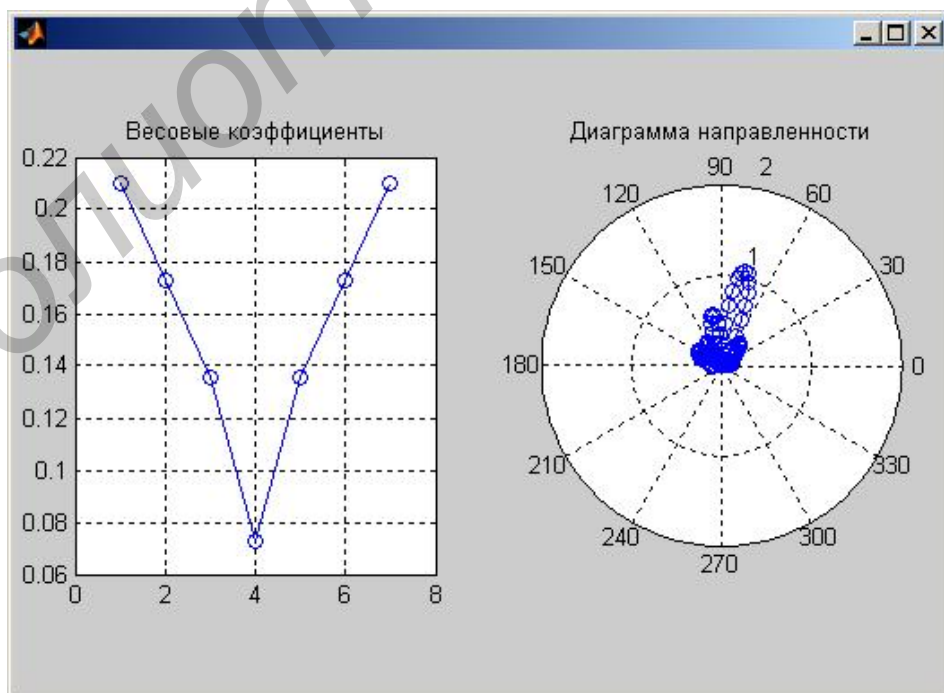


Рис. 4.9. Весовые коэффициенты на раскрыве АР и ДН АР



Рис. 4.10. Интерфейс программы исследования двухэлементного антенного компенсатора

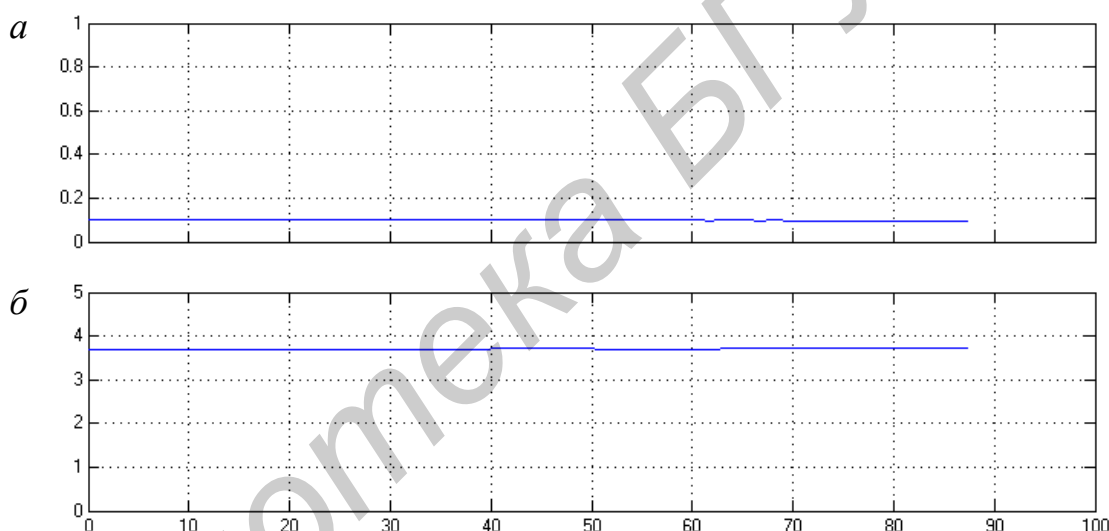


Рис. 4.11. Результаты моделирования компенсатора помех: дисперсия шума (а) и среднее значение сигнала (б) на выходе

Модель в Simulink антенного компенсатора показана на рис. 4.12 и содержит:

- 1) источники сигнала S и помех J_1 и J_2 ;
- 2) антенную решетку (два антенных элемента);
- 3) адаптивный RLS-фильтра, который вычисляет весовой коэффициент;
- 4) измеритель дисперсии и среднего значения сигнала на выходе антенного компенсатора.

Замечание. В данной модели полезный сигнал приходит на два антенных элемента.

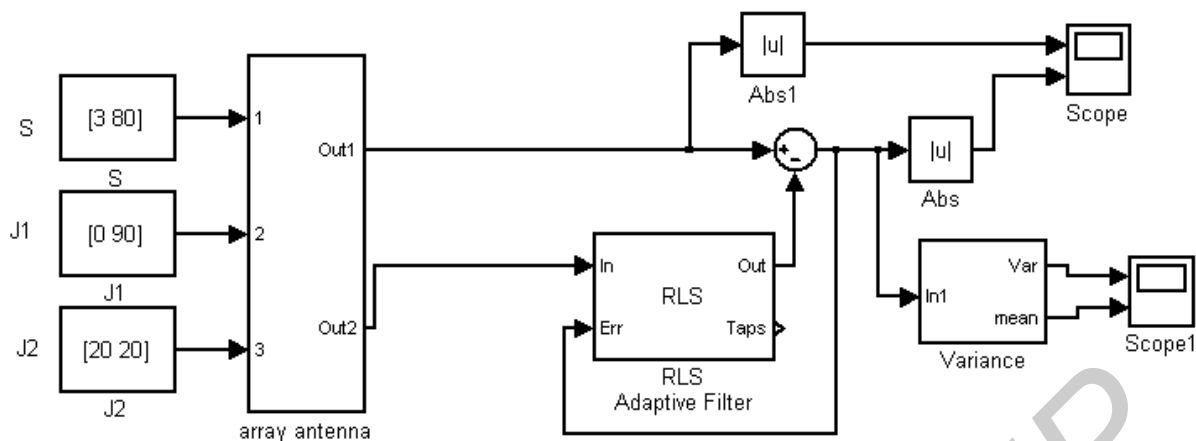


Рис. 4.12. Модель антенного компенсатора в Simulink

Модели помех. В лабораторной работе рассматриваются модели помеховых сигналов с различной структурой корреляционной матрицы. Структура корреляционной матрицы оказывает влияние на точность выходного сигнала и на время адаптации.

Мощность помехи J_1 равна A_1^2 , где A_1 – амплитуда. Мощность помехи J_2 равна $0,5A_2^2$, A_2 – амплитуда. Мощность сигнала равна A^2 , A – амплитуда сигнала. Мощность внутреннего шума равна 0,01 Вт.

Пример расчета эффективности компенсатора. Пусть мощность помехи равна 400 Вт. Мощность полезного сигнала 4 Вт. Мощность шума 0,01 Вт. Измеренная дисперсия 0,1 Вт, измеренное среднее значение сигнала 3,6 В.

$$K_{III} = \frac{400}{0,1} = 4000, \text{ или } 36 \text{ дБ.}$$

Оценка эффективности подавления помехи адаптивной антенной решеткой. Окно программы показано на рис. 4.13.

Сигнально-помеховая обстановка задается амплитудой сигнала A_s , амплитудой A_j и углом прихода помехи в градусах. Мощность сигнала рассчитывается как A_s^2 , мощность помехи – A_j^2 . Мощность внутренних шумов установлена 0,01 Вт.

Для сигнала не задается угол прихода, так как для сигнала отводится только один антенный элемент.

Модель состоит из восьми источников мешающих излучений, антенной решетки с семью элементами, в которой все излучения складываются с учетом их угла прихода (рис. 4.14).

В результате моделирования графически отображается оценка сигнала и дисперсия суммарной помехи на выходе антенной решетки (рис. 4.15).



Рис. 4.13. Окно программы ввода параметров сигнально-помеховой обстановки

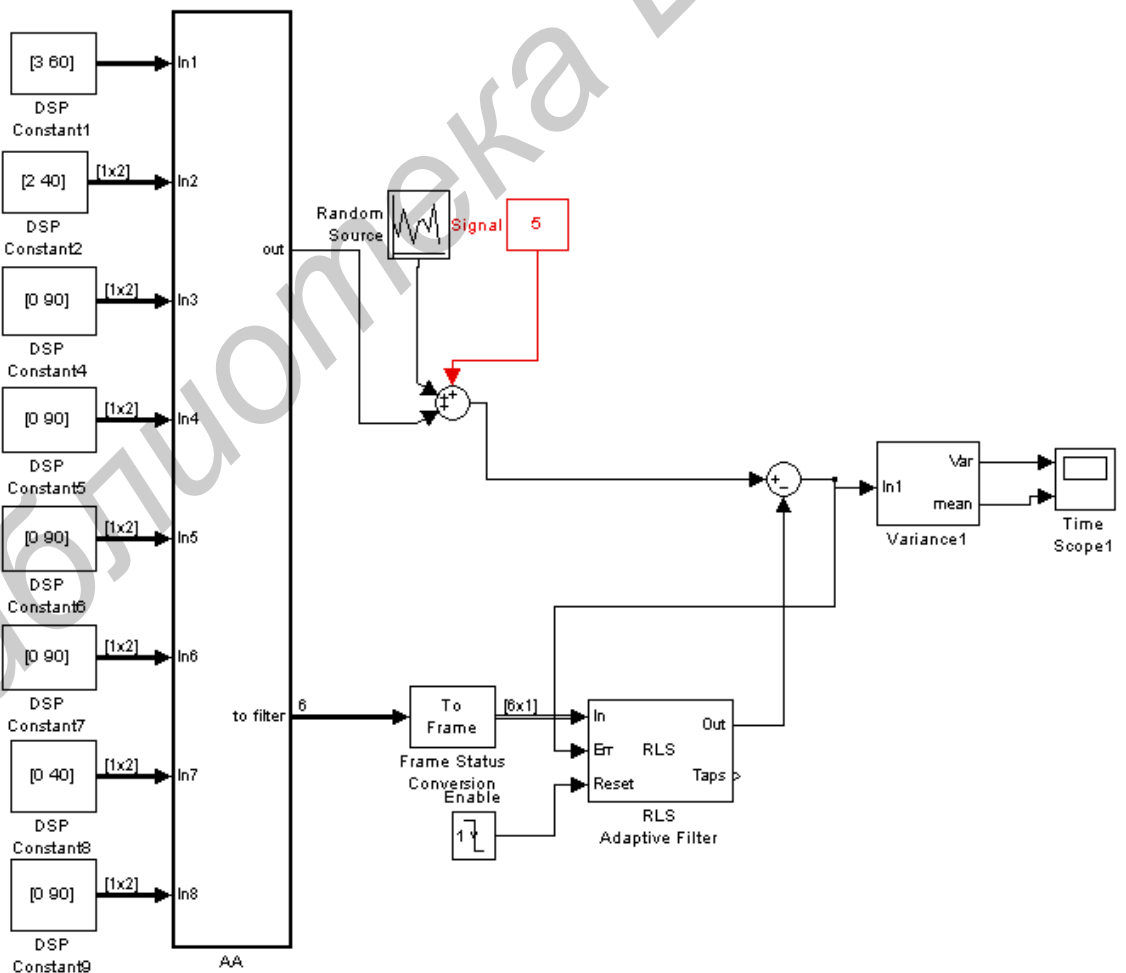


Рис. 4.14. Модель для исследования адаптивной антенной решетки

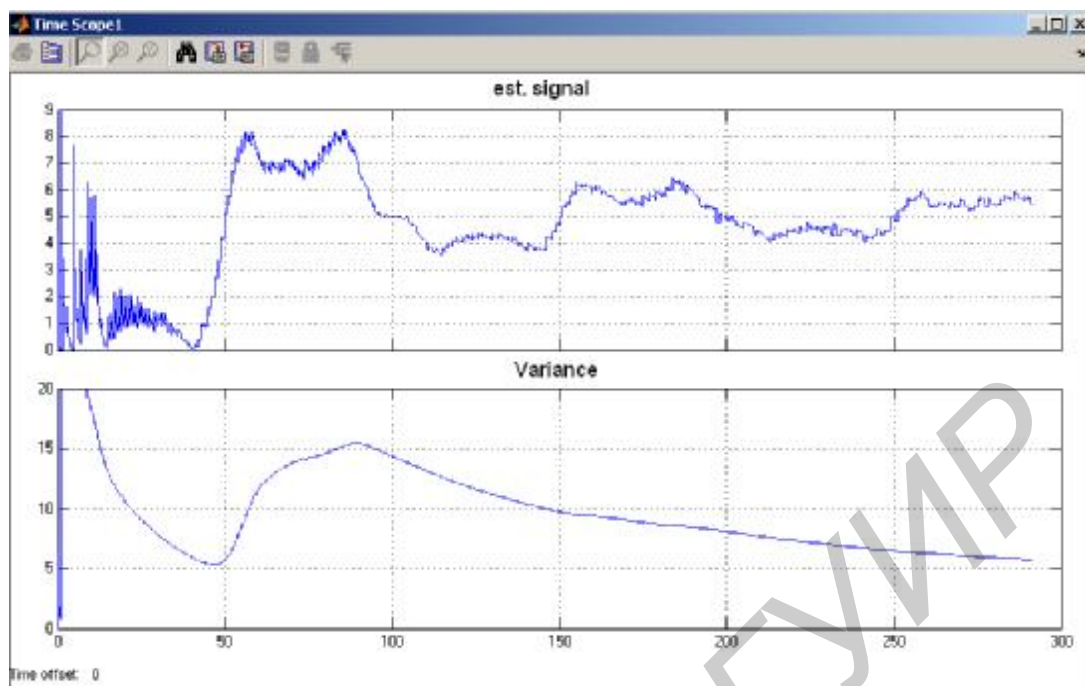


Рис. 4.15. Оценки сигнала и дисперсии суммарной помехи на выходе адаптивной антенной решетки

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

Предварительное задание

Вариант 1. Для трехэлементной антенной решетки вычислить коэффициенты оптимальной пространственной обработки. Параметры сигнально-помеховой обстановки заданы амплитудой и углом прихода, которые для первой помехи равны соответственно 9 и 35° ; для второй помехи – 8 и 70° ; для сигнала – 2 и 45° . Мощность шума 0,2 Вт.

Вариант 2. Для трехэлементной антенной решетки вычислить эффективность пространственно-временной обработки. Параметры сигнально-помеховой обстановки заданы амплитудой и углом прихода, которые для первой помехи равны соответственно 6 и 65° ; для второй помехи – 11 и 45° ; для сигнала – 2 и 25° . Мощность шума 0,1 Вт.

Вариант 3. Для четырехэлементной антенной решетки вычислить матрицу \mathbf{V}^{-1} . Параметры сигнально-помеховой обстановки заданы амплитудой и углом прихода, которые для первой помехи равны соответственно 6 и 25° ; для второй помехи – 10 и 105° ; для третьей помехи – 5 и 80° ; для сигнала – 2 и 25° . Мощность шума 0,4 Вт.

Вариант 4. Для двухэлементной ААР вычислить весовой коэффициент b . Амплитуда и угол прихода помехи равны соответственно 7 и 64° , сигнала – 2 и 120° . Мощность шума 0,5 Вт.

Вариант 5. Для двухэлементной ААР вычислить коэффициент подавления помехи. Амплитуда и угол прихода помехи равны соответственно 9 и 25° , сигнала – 3 и 140° . Мощность шума 0,1 Вт.

Лабораторное задание

1. Ознакомиться с теоретической частью.
2. Запустить программу.
3. Из главного меню выбрать «Влияние азимутальной ориентации ДН на мощность помехового сигнала». Снять амплитудную характеристику направленности в пределах от 0 до 360°. Построить график зависимости амплитудной характеристики от угла поворота.

4. Из главного меню выбрать «Исследование оптимальной пространственной фильтрации сигнала на фоне помех». У преподавателя получить значения сигнально-помеховой обстановки. Определить эффективность пространственной фильтрации в зависимости от числа элементов АР, от мощности внутренних шумов, от количества и мощности помеховых излучений.

Построить зависимость коэффициента эффективности пространственной обработки от угла прихода полезного сигнала (0...180°) при неизменных углах и амплитудах мешающих сигналов. Сделать выводы.

5. Из главного меню выбрать «Исследование двухэлементного антенного компенсатора помех». Внести параметры сигнально-помеховой обстановки, полученные у преподавателя. Провести измерения.

Замечание. Измерения начинать после завершения процесса адаптации.

Оценить эффективность компенсации по выражению 4.11. В выражении (4.11) знаменатель $\left(\left(\sum_{k=1}^m P_{Jk} + N_0 \right) / P_S \right)_{ВЫХ}$ можно заменить на \hat{S}^2 / \hat{A}_S^2 , где \hat{S}^2 – измеренная мощность шума, \hat{A}_S – измеренное среднее значение сигнала на выходе компенсатора.

6. Выбрать «Оценка эффективности подавления помехи адаптивной антенной решеткой». Внести параметры сигнально-помеховой обстановки, полученные у преподавателя. Провести измерения.

Замечание. Измерения начинать после завершения процесса адаптации в адаптивном алгоритме.

Оценить эффективность фильтрации адаптивной антенной решеткой по выражению (4.11), используя параметры сигнально-помеховой обстановки на входе и измеренные значения остаточной мощности шума и среднего значения сигнала на выходе.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Цель работы.
2. Структурная схема модели.
3. Результаты моделирования.
4. Расчет предварительного задания.
5. Выводы.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Поясните влияние ДН на помехозащищенность приемника
2. Раскройте содержание оптимальной пространственной обработки сигнала.
3. Поясните работу антенного компенсатора и адаптивной антенной решетки.
4. Что влияет на эффективность подавления помехи в ААР?
5. Проанализируйте полученные результаты выигрыша для оптимального алгоритма и антенных компенсаторов помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перов, А.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие / А. И. Перов. – М.: Радиотехника, 2003.
2. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003.
3. Апович, А. Ф. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: учеб. пособие / А. Ф. Апович. – Минск: Бестпринт, 2003.
4. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Д. Стирнз. – М.: Радио и связь, 1989.
5. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. – М.: Радиотехника, 2005.
6. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007.
7. Саломатин, С.Б. Цифровые адаптивные методы защиты от помех: учеб.-метод. пособие / С. Б. Саломатин, Д. Л. Ходыко. – Минск: БГУИР, 2007.

Содержание

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1.

«ЧАСТОТНЫЙ ПОИСК СИГНАЛОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»..... 3

КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ	3
Введение	3
Разведывательные приемники	4
Метод параллельного по частоте поиска сигналов	4
Матричный приемник	5
Последовательный по частоте поиск сигналов	6
Динамический эффект.....	8
Оптимальная полоса пропускания панорамного приемника.....	9
Поиск со сжатием импульсов	10
Гарантированный поиск.....	12
Вероятностный поиск	13
Вероятность разведки	15
ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ МОДЕЛИ	15
ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ	17
Предварительное задание	17
Лабораторное задание	17
СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.....	18
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.....	19
ЛИТЕРАТУРА.....	19

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2.

«ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПАРАМЕТРОВ СООБЩЕНИЯ» | | | |---|----| | 20 | | | КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ | 20 | | Введение | 20 | | Формирование имитирующих помех | 21 | | Статистические модели сообщений | 23 | | Идентификация параметров регрессионных моделей..... | 26 | | Оценка порядка модели | 33 | | Адаптивные авторегрессионные методы | 34 | | Формирование имитопомехи по параметрам сообщения | 36 | | ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ МОДЕЛИ | 37 | | Центральная панель управления | 37 | | Структурная схема исследования идентификации параметров
сообщения..... | 38 | | Графическое отображение результатов | 40 | | ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ | 43 | | Предварительное задание | 43 | | Лабораторное задание | 43 |

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.....	44
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.....	44
ЛИТЕРАТУРА.....	44
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3.	
«ИССЛЕДОВАНИЕ СКРЫТНОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ»	45
КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ.....	45
Введение	45
Методы повышения скрытности	45
Радиотехническая система передачи информации.....	47
Разведывательный приемник.....	49
Энергетическая скрытность РТС ПИ.....	49
ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ МОДЕЛИ	53
ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ.....	55
Предварительное задание	55
Лабораторное задание.....	55
СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.....	57
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.....	57
ЛИТЕРАТУРА.....	58
ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4.	
«ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ЗАЩИТА ОТ ПОМЕХ»	59
КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ.....	59
Введение	59
Влияние диаграммы направленности на помехозащищенность приемника	60
Модель наблюдений на выходе антенной решетки	60
Алгоритм оптимальной пространственно-временной обработки	62
Адаптивные антенные решетки.....	68
Описание антенного компенсатора системы GPS	70
ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ МОДЕЛИ	71
ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ.....	77
Предварительное задание	77
Лабораторное задание.....	78
СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.....	78
КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.....	79
ЛИТЕРАТУРА.....	79

Учебное издание

Саломатин Сергей Борисович
Семашко Павел Геннадьевич
Мартинович Алексей Васильевич
Ходыко Дмитрий Леонидович

МЕТОДЫ И СРЕДСТВА РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

Лабораторный практикум
для студентов радиотехнических специальностей
всех форм обучения

Редактор Т. П. Андрейченко
Корректор

Подписано в печать
Гарнитура «Таймс».
Уч.-изд. л. 4,9

Формат 60x84 1/16.
Печать ризографическая.
Тираж 150 экз.

Бумага офсетная.
Усл. печ. л.
Заказ 543.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0056964 от 01.04.2004. ЛП №02330/0131666 от 30.04.2004.
220013, Минск, П. Бровки, 6