

ТЕМА №1. Теоретические основы построения систем вооружения зенитных ракетных войск

ЗАНЯТИЕ № 10 Зондирующие сигналы, используемые в системах вооружения ЗРВ

Учебные вопросы

1. Виды зондирующих сигналов, используемых в системах вооружения ЗРВ.
2. Основные характеристики зондирующих сигналов, используемых в системах вооружения ЗРВ.

1. ВИДЫ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В СИСТЕМАХ ВООРУЖЕНИЯ ЗРВ.

Излучаемый активной РЛС сигнал играет роль инструмента исследования пространства радиолокационного наблюдения и называется зондирующим (ЗС).

Если на ранних этапах развития радиолокации вопрос о выборе наилучших ЗС был не очень острым, то в настоящее время с развитием элементной базы радиотехнических устройств ситуация в корне изменилась. В современных РЛС выбор ЗС диктуется не столько техническими возможностями их использования, сколько необходимостью наилучшим образом решать задачи, стоящие перед РЛС.

Рассмотрим радиолокационные зондирующие сигналы, используемые в изучаемой ЗРС (рис. 1), их можно разделить на импульсные и непрерывные.

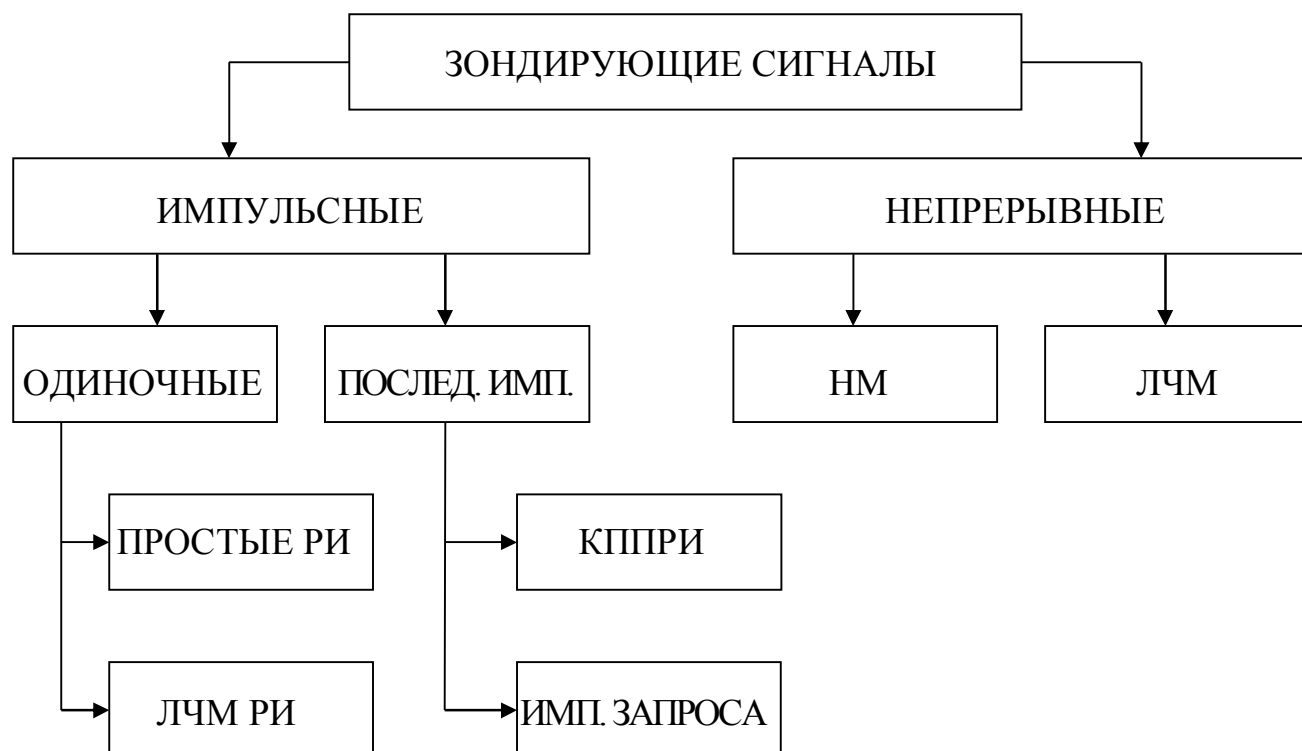


Рис. 1.

Импульсные сигналы используются, как правило, для обзора пространства и подразделяются в свою очередь на одиночные радиоимпульсы (РИ) и последовательности импульсов. В зависимости от внутриимпульсной модуляции одиночные РИ делятся на простые, то есть немодулированные и ЛЧМ РИ, то есть с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией.

Для сопровождения целей и ракет используются ограниченные во времени последовательности импульсов, которые принято называть «пачками» импульсов. Для работы по целям применяются когерентные пачки прямоугольных радиоимпульсов (КППРИ), а по ракетам – пачки запросных импульсов, когерентность которых при обработке не учитывается. (Когерентной называют последовательность радиоимпульсов с одинаковыми или изменяющимися по известному закону начальными фазами.) КППРИ длительность которой много больше времени запаздывания сигнала, а период

повторения импульсов в пачке много меньше этого времени, - принято называть квазинепрерывным сигналом.

Для обнаружения целей на малых и предельно малых высотах (менее 1 километра) в условиях интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности целесообразно использовать непрерывные ЗС, так как они обеспечивают максимальную потенциальную защищенность РЛС от этих видов помех. Как и в случае с одиночными РИ, используемые непрерывные сигналы могут быть немодулированными (НМ) или линейно частотно модулированными (ЛЧМ).

Для дальнейшего рассмотрения свойств и параметров, перечисленных ЗС, необходимо кратко рассмотреть способы их математического описания и основные характеристики, рассмотренные в курсе радиолокации.

Известны две наиболее общие формы записи радиосигнала: вещественная и комплексная.

При первой форме ЗС имеет вид

$$S_3(t) = U_m U(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)], \quad (1)$$

где: U_m – амплитуда излучаемых колебаний;

f_0 – несущая частота СВЧ колебаний;

$U(t)$ – закон амплитудной модуляции (огибающая сигнала);

$\varphi(t)$ – закон фазовой модуляции ЗС.

Комплексная форма записи ЗС имеет вид

$$\dot{S}_3(t) = U_m \dot{U}(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (2)$$

где $\dot{U}(t) = U(t) e^{j\varphi(t)}$ – комплексный закон модуляции ЗС (комплексная огибающая сигнала).

Очевидно, что вещественная форма записи ЗС совпадает с действительной частью ее комплексной формы.

Комплексная форма записи более удобна при математическом описании процессов, чем вещественная, однако необходимо помнить, что

физические процессы в радиотехнических цепях (токи и напряжения) описываются вещественными функциями вида (1).

Для описания и анализа ЗС используются их параметры и характеристики: энергетические, временные, частотные и частотно-временные.

Основные энергетические параметры ЗС:

$P_{\text{и}}$ – импульсная мощность;

$P_{\text{ср}} = P_{\text{и}}/Q_{\text{с}}$ – средняя мощность ($Q_{\text{с}} = T_{\text{п}}/\tau_{\text{и}}$ – скважность сигнала);

$\mathcal{E}_{\text{с}}$ – энергия сигнала:

для одиночного импульса $\mathcal{E}_{\text{с}} = \mathcal{E}_{\text{и}} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}$;

для пачки импульсов $\mathcal{E}_{\text{с}} = M \mathcal{E}_{\text{и}}$ (M – количество импульсов в пачке);

непрерывный сигнал имеет один энергетический параметр - $P_{\text{ср}}$.

К временным параметрам относятся:

$\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса;

$T_{\text{п}}$ – период повторения;

$T_{\text{с}} = MT_{\text{п}}$ – длительность сигнала (для пачек импульсов).

При временном описании непрерывного сигнала можно рассматривать его как бесконечную последовательность примыкающих друг к другу радиоимпульсов ($\tau_{\text{и}} = T_{\text{п}}$; $Q_{\text{с}} = 1$).

Частотными параметрами ЗС является:

f_0 – несущая частота;

$\Delta f_{\text{с}}$ – ширина спектра сигнала;

$F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}}$ – частота повторения импульсов в пачке для импульсных последовательностей.

Важнейшей частотной характеристикой ЗС является его частотный спектр, характеризующий распределение комплексных амплитуд гармонических составляющих сигнала по частотной оси. Сигнал (2) и его спектр $\dot{S}_3(f)$ связаны между собой преобразованием Фурье:

$$\begin{cases} \dot{S}_3(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_3(f) e^{j2\pi ft} df, \\ \dot{S}_3(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_3(t) e^{-j2\pi ft} dt. \end{cases} \quad (3)$$

Следует помнить, что спектр комплексного сигнала сам является комплексной функцией и записывается в виде:

$$\dot{S}_3(f) = |\dot{S}_3(f)| e^{j \arg \dot{S}_3(f)}, \quad (4)$$

где $|\dot{S}_3(f)|$ - амплитудно-частотный спектр (АЧС) ЗС, характеризующий распределение амплитуд гармонических составляющих его спектра;

$\arg \dot{S}_3(f)$ - фазо-частотный спектр (ФЧС) ЗС, характеризующий распределение начальных фаз гармонических составляющих полного спектра.

Другой важнейшей, с точки зрения радиолокации, характеристикой ЗС является нормированная двумерная автокорреляционная функция (АКФ) закона модуляции:

$$\rho(\tau, F) = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t) \dot{U}^*(t - \tau) e^{j2\pi Ft} dt \right|}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt}, \quad (5)$$

где $U^*(t)$ – комплексно сопряженная функция к $U(t)$.

Вместо термина «нормированная двумерная автокорреляционная функция» используется также термин «нормированная функция неопределенности сигнала». Физический смысл (5) заключается в том, что она характеризует степень связи (корреляцию) ЗС с его копией смещенной по времени и частоте. В прямоугольной системе координат функция $\rho(\tau, F)$ представляет собой поверхность тела неопределенности сигнала.

Важность функции (5) заключается в том, что она описывает комплексную огибающую сигнала на выходе любого оптимального радиолокационного приемника. Она определяет такие важнейшие характеристики РЛС как качество обнаружения, разрешающую способность по дальности D и скорости V , точность измерения координат и помехозащищенность станции.

Основные свойства АКФ.

Первое свойство состоит в том, что $\rho(\tau, F)$ принимает максимальное значение, равное 1, при $\tau = F = 0$.

Второе свойство состоит в симметрии этой функции относительно аргументов: $\rho(\tau, F) = \rho(-\tau, -F)$.

При отсутствии частотного рассогласования ($F = 0$), выражение (5) характеризует связь закона модуляции с его копией, отличающейся лишь временным сдвигом

$$\rho(\tau) = \rho(\tau, 0) = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t) \dot{U}^*(t - \tau) dt \right|}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt}. \quad (6)$$

В случае если сигнал и его копия совпадают по времени ($\tau = 0$) выражение (5) приобретает вид

$$\rho(F) = \rho(0, F) = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 e^{j2\pi Ft} dt \right|}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt} \quad (7)$$

и характеризует нормированный АЧС квадрата модуля огибающей сигнала.

Как правило, для анализа свойств ЗС нет необходимости строить и рассматривать все тело неопределенности, достаточно построить его сечения плоскостями $F = 0$, $\tau = 0$ и проекцию постоянного уровня, например, $\rho = 0,5$.

Построение проекций заданных уровней используется в топографии для отображения рельефа местности.

2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В СИСТЕМАХ ВООРУЖЕНИЯ ЗРВ

2.1. Основные характеристики непрерывных зондирующих сигналов

В соответствии с выражением (2) немодулированный непрерывный сигнал единичной амплитуды в комплексной форме может быть представлен в виде

$$\dot{S}_3(t) = e^{j2\pi(f_0 t + \varphi)} \quad (8)$$

где φ - не зависящая от времени начальная фаза сигнала.

Двумерная нормированная АКФ такого сигнала на основании (5) равна

$$\rho(\tau, F) = \frac{1}{\mathcal{E}_c} \left| \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi Ft} dt \right| = \frac{1}{\mathcal{E}_c} |\delta(F)|, \quad (9)$$

где $\mathcal{E}_c = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}^2(t)| dt$ - энергия сигнала;

$$\delta(x) = \begin{cases} \infty & \text{при } x = 0 \\ 0 & \text{при } x \neq 0 \end{cases} \quad \text{- дельта - функция Дирака.}$$

Учитывая, что непрерывный сигнал, имеющий бесконечную длительность, обладает бесконечной энергией \mathcal{E}_c , выражение (9) можно представить в виде

$$\rho(\tau, F) = \begin{cases} 1 & \text{при } F = 0 \\ 0 & \text{при } F \neq 0 \end{cases}.$$

Последнее выражение означает, что АКФ непрерывного немодулированного сигнала является функцией, не зависящей от временного сдвига τ и обращающийся в нуль всюду, кроме плоскости $F = 0$.

Время корреляции и интервал разрешения по дальности такого сигнала бесконечно велики, что в принципе не позволяет использовать его для измерения дальности. Однако теоретически такой сигнал позволяет проводить измерения и разрешать цели по радиальной скорости с бесконечной точностью.

На практике ограничения на точность измерения накладывает ограниченное время нахождения цели в луче РЛС - $t_{\text{обл}}$. При этом ширина спектра такого сигнала $\Delta f = 1/t_{\text{обл}}$. Например, при круговом сканировании по азимуту луча шириной 1° с частотой вращения 20 оборотов в минуту время облучения несложно рассчитать, оно составляет $t_{\text{обл}} \approx 8,3$ мс, соответственно ширина спектра $\Delta f \approx 120$ Гц.

Основной областью применения такого сигнала в ЗРС является случай обнаружения слабых полезных сигналов от малоразмерных целей на малых и предельно малых высотах на фоне интенсивных отражений от подстилающей поверхности, местных предметов и метеообразований. Поскольку радиальная скорость целей существенно выше скоростей малоподвижных или неподвижных источников мешающих отражений, использование непрерывного ЗС позволяет с высокой эффективностью осуществлять селекцию (различение) полезных сигналов. Непрерывный ЗС позволяет эффективно решать задачи обнаружения и сопровождения целей на фоне мешающих отражений, превышающих по интенсивности полезный сигнал на 60-80 Дб.

2.2. Основные характеристики импульсных зондирующих сигналов

Рассмотрим простой прямоугольный радиоимпульс с нулевой начальной фазой и огибающей вида

$$\dot{U}(t) = U(t) = 1(t) - 1(t - \tau) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \tau, \\ 0, & t < 0; t > \tau, \end{cases} \quad (10)$$

где $1(t)$ – единичная функция.

Радиоимпульс единичной амплитуды может быть представлен в виде

$$\dot{S}_3(t) = U(t)e^{j2\pi f_0 t}.$$

Нормированная двумерная АКФ такого сигнала описывается

зависимостью
$$\rho(\tau, F) = \left| \frac{\sin \pi F(\tau_{\text{и}} - \tau)}{\pi F \tau_{\text{и}}} \right|, \quad \text{при } |\tau| \leq \tau_{\text{и}}. \quad (11)$$

Вид тела неопределенности, заданного выражением (11), представлен на рисунке 1.

Точное построение тела неопределенности приводит к существенным вычислительным сложностям, а количественный анализ характеристик ЗС по нему проводить неудобно. Достаточную для анализа информацию можно получить, воспользовавшись сечениями АКФ плоскостями $F = \text{const}$, $\tau = \text{const}$ и проекциями постоянного уровня $\rho = \text{const}$.

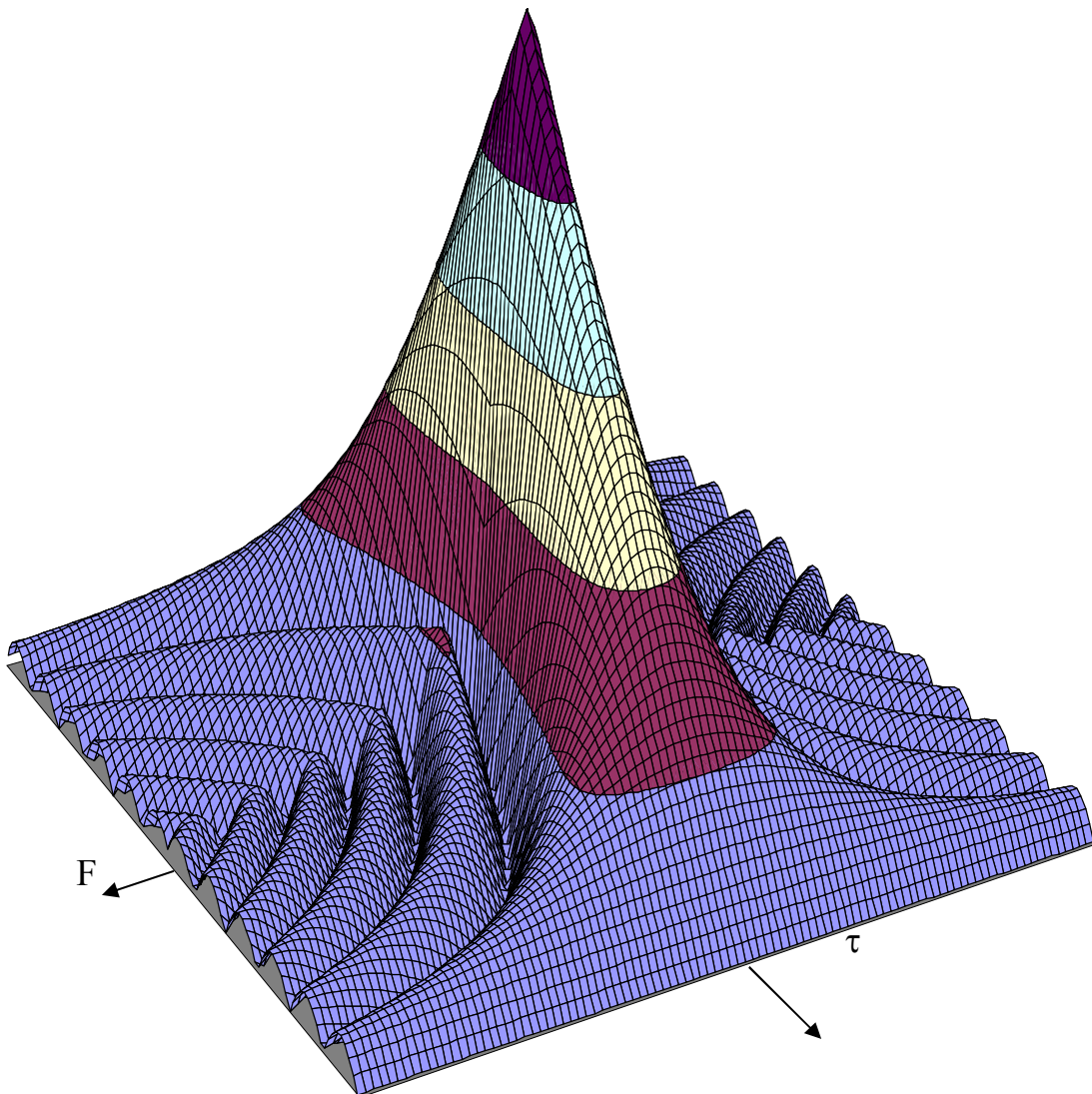


Рис. 1. Тело неопределенности простого прямоугольного радиоимпульса.

Для исследования временных свойств рассматриваемого сигнала, его АКФ – $\rho(\tau)$, можно получить, подставив выражение (10) в (6) и произведя несложные вычисления, например, при $F = 0$

$$\rho(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\tau_{\text{и}}}, & \text{для } |\tau| \leq \tau_{\text{и}}, \\ 0, & \text{для } |\tau| > \tau_{\text{и}}. \end{cases} \quad (12)$$

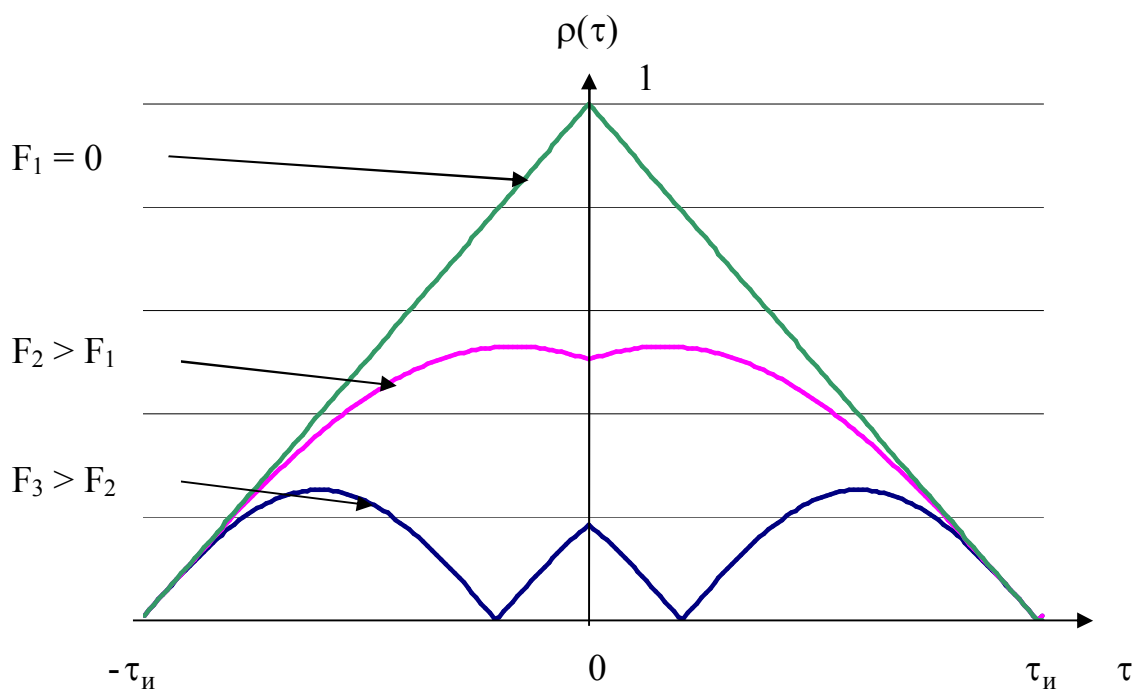


Рис. 2. АКФ простого прямоугольного радиоимпульса

Аналогичным образом можно получить сечения тела неопределенности для любых фиксированных F . Характерные случаи показаны на рисунке 2.

Как следует из рис. 2, время корреляции τ_k простого радиоимпульса совпадает с длительностью импульса.

Контрольный вопрос: Укажите условие разрешения двух целей по дальности.

$$|r_{ц1} - r_{ц2}| \geq c\tau_{и}. \quad (13)$$

Для рассмотрения частотных свойств простого прямоугольного радиоимпульса следует использовать нормированный АЧС квадрата модуля огибающей сигнала $\rho(F)$ – то есть сечение двумерной АКФ плоскостью $\tau = 0$

$$\rho(F) = \left| \frac{\sin \pi F \tau_{и}}{\pi F \tau_{и}} \right|. \quad (14)$$

Полученное выражение совпадает с выражением для энергетического спектра сигнала, перенесенного на нулевую частоту.

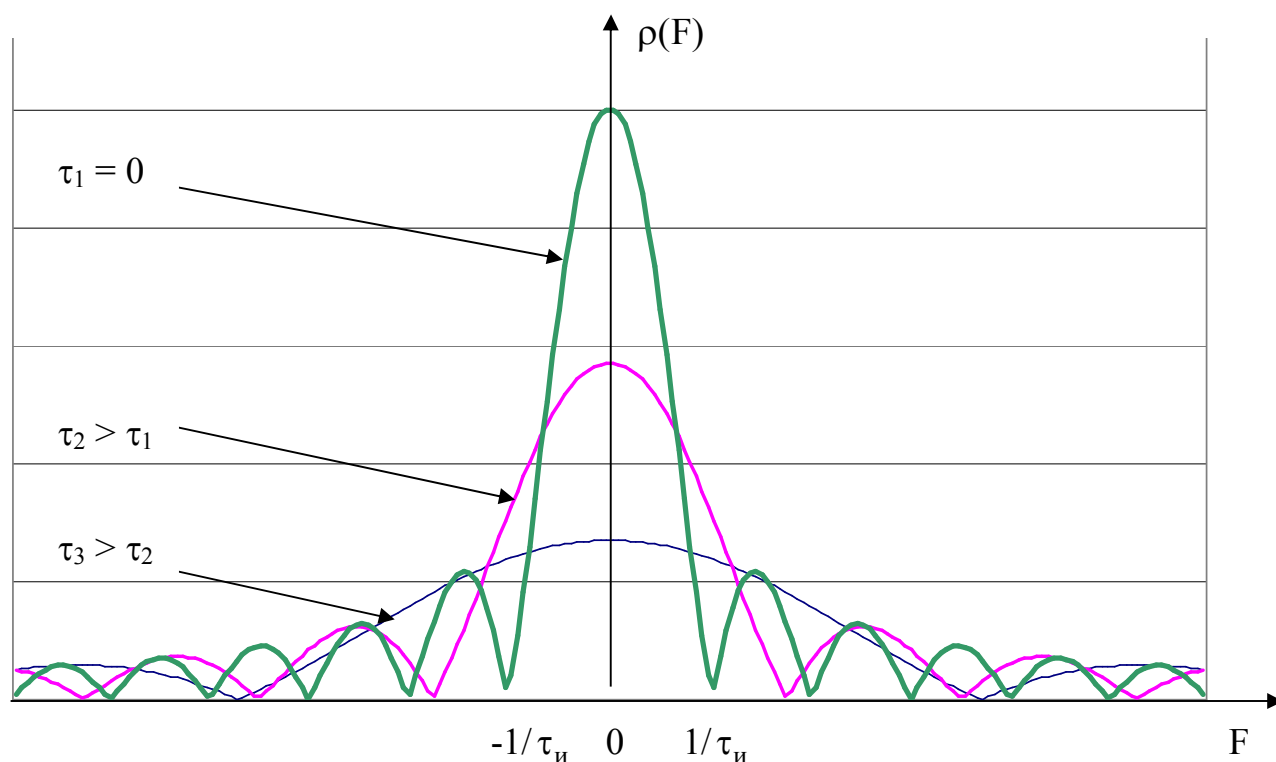


Рис. 3. Нормированный АЧС квадрата модуля огибающей сигнала

Характер изменения $\rho(F)$ при выборе различных $\tau = \text{const}$ виден из рис.2.

Ширина функции $\rho(F)$ по уровню 0,5 является мерой разрешения сигнала по частоте и составляет величину, обратную длительности импульса

$$\Delta F = \frac{1}{\tau_u}.$$

Контрольный вопрос: Укажите условие разрешения двух целей по частоте.

$$|F\partial_{u1} - F\partial_{u2}| \geq \Delta F.$$

Показанные сечения функции неопределенности не всегда позволяют ее проанализировать. Во-первых, эти сечения недостаточно характеризуют АКФ в точках возникновения ее боковых пиков (рис.1, вишневая область). Во-вторых, указанные сечения не позволяют оценить поведение АКФ при одновременном рассогласовании по F и τ . Для решения указанной проблемы часто применяют проекции постоянных уровней, приведенные на рис. 4

F

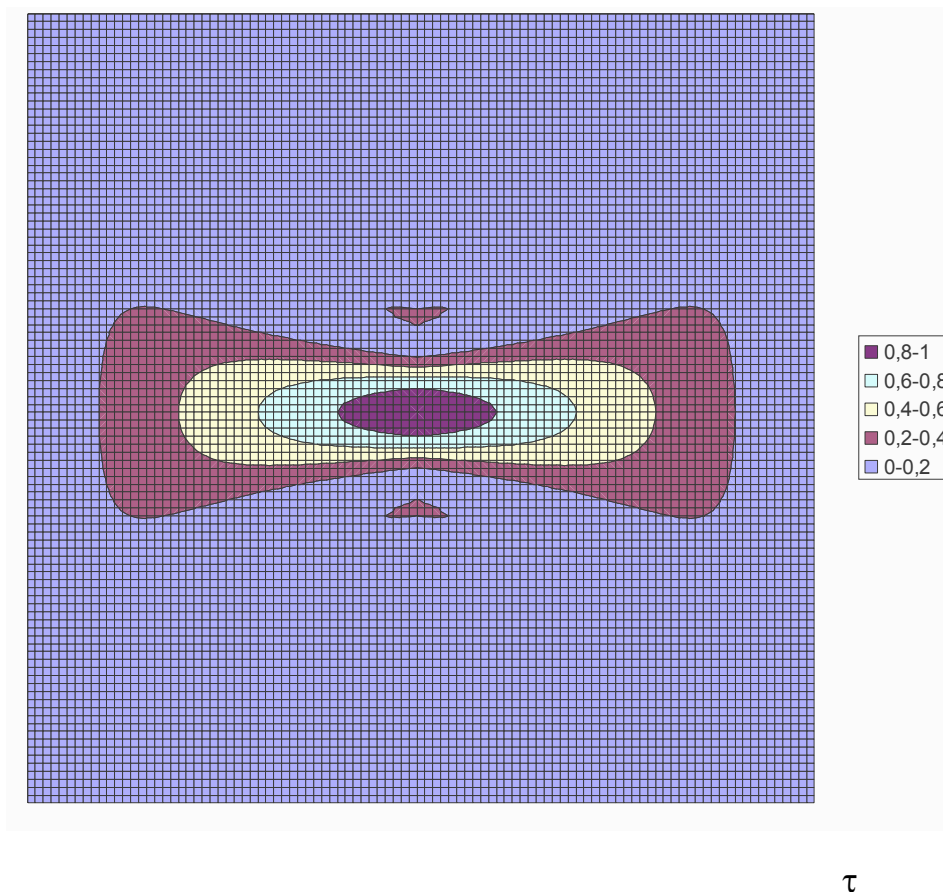


Рис. 4. Проекция постоянных уровней $\rho(\tau, F)$

Из приведенных соотношений (10-14) и рисунков 1-4 следует, что для прямоугольного радиоимпульса без внутриимпульсной модуляции размеры

элементов разрешения по времени и частоте жестко связаны между собой. Уменьшение длительности ЗС $\tau_{\text{и}}$ ведет к увеличению разрешающей способности по дальности, однако, при этом снижается разрешающая способность по частоте (радиальной скорости) и наоборот. Таким образом, для рассматриваемого сигнала невозможно одновременное повышение разрешающей способности по обеим координатам.

Прямоугольный радиоимпульс относится к простым сигналам, для которых база сигнала n , равная произведению длительности сигнала $\tau_{\text{и}}$ на ширину его спектра ΔF - $n = \tau_{\text{и}} \Delta F$, принимает значение 1.

Для повышения разрешающей способности ЗС по двум координатам одновременно необходимо увеличивать значение базы n . Для этого можно либо увеличивать ширину спектра сигнала при сохранении длительности импульса путем введения внутриимпульсной модуляции, либо, сохранив параметры импульса, объединить их последовательность в когерентную пачку.

Рассмотрим первый способ расширения базы сигнала на примере прямоугольного радиоимпульса с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

ЛЧМ радиоимпульс (рис. 5) представляет собой сигнал, у которого в течение длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ частота изменяется по линейному закону

$$f(t) = \frac{f_{\text{к}} - f_{\text{н}}}{\tau_{\text{и}}} t + f_{\text{н}} = f_{\text{н}} + \frac{\Delta f_{\text{д}} t}{\tau_{\text{и}}}, \quad (15)$$

где $\Delta f_{\text{д}}$ – девиация частоты.

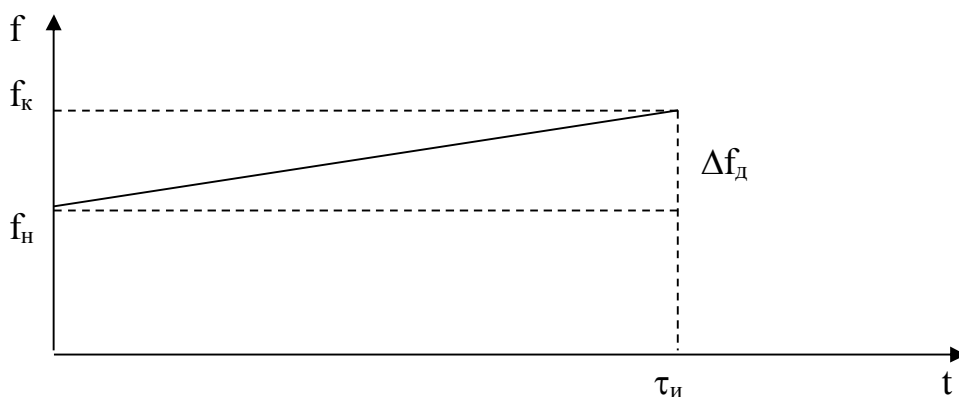


Рис. 5. Закон изменения частоты ЛЧМ радиоимпульса

Фаза такого сигнала изменяется по квадратичному закону от времени

$$\varphi(t) = 2\pi f_n t + bt^2 + \varphi_0,$$

а комплексная огибающая может быть представлена в виде

$$\dot{U}(t) = \begin{cases} e^{j(bt^2 + \varphi_0)}, & t \leq \tau_n \\ 0, & t > \tau_n \end{cases}.$$

где $b = \pi n / \tau_n^2$ - параметр фазовой модуляции;

$n = \tau_n \Delta f_d$ - база сигнала.

Энергетические параметры ЛЧМ сигнала (P_n , \mathcal{E}_c) с прямоугольной огибающей не зависят от закона внутриимпульсной модуляции и совпадает с параметрами простого прямоугольного радиоимпульса.

АЧС прямоугольного ЛЧМ радиоимпульса для $n \geq 50$ изображен на рис. 6.

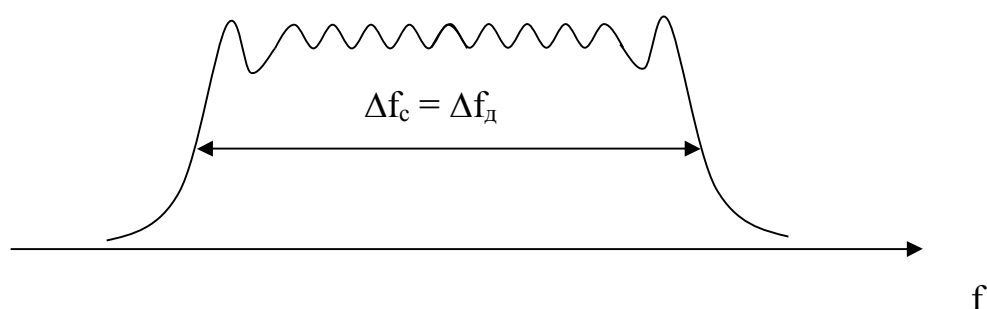


Рис. 6. АЧС прямоугольного ЛЧМ импульса

Из рисунка видно, что форма огибающей спектра приближается к прямоугольной, а ширина определяется девиацией частоты сигнала.

Нормированная двумерная АКФ рассматриваемого сигнала определяется выражением

$$\rho(\tau, F) = \begin{cases} \left| \frac{\sin \left[\pi \left(F + \Delta f_d \frac{\tau}{\tau_{\text{и}}} \right) (\tau - |\tau_{\text{и}}|) \right]}{\pi \left(F + \Delta f_d \frac{\tau}{\tau_{\text{и}}} \right) \tau_{\text{и}}} \right| & \text{при } |\tau| \leq \tau_{\text{и}} \\ 0, & \text{при } |\tau| > \tau_{\text{и}}. \end{cases}$$

Рельеф этой функции приведен на рисунке 7. Как видно из рисунка тело неопределенности ЛЧМ радиоимпульса отличается от аналогичного тела немодулированного сигнала тем, что оно повернуто вокруг оси ρ на некоторый угол, величина которого пропорциональна частотной девиации. Поворот тела по часовой стрелке соответствует случаю роста частоты, против часовой стрелки – ее убыванию.

Время корреляции сигнала τ_k характеризуется шириной сечения тела неопределенности плоскостью $F = 0$ по уровню $\rho = 0,5$ и составляет

$$\tau_k = 1 / \Delta f_d = \tau_{\text{и}} / n.$$

То есть время корреляции ЛЧМ импульса в n раз меньше соответствующего времени простого прямоугольного импульса той же длительности. Следовательно, ЛЧМ сигнал способен обеспечить в n раз лучшую разрешающую способность по дальности, чем простой радиоимпульс.

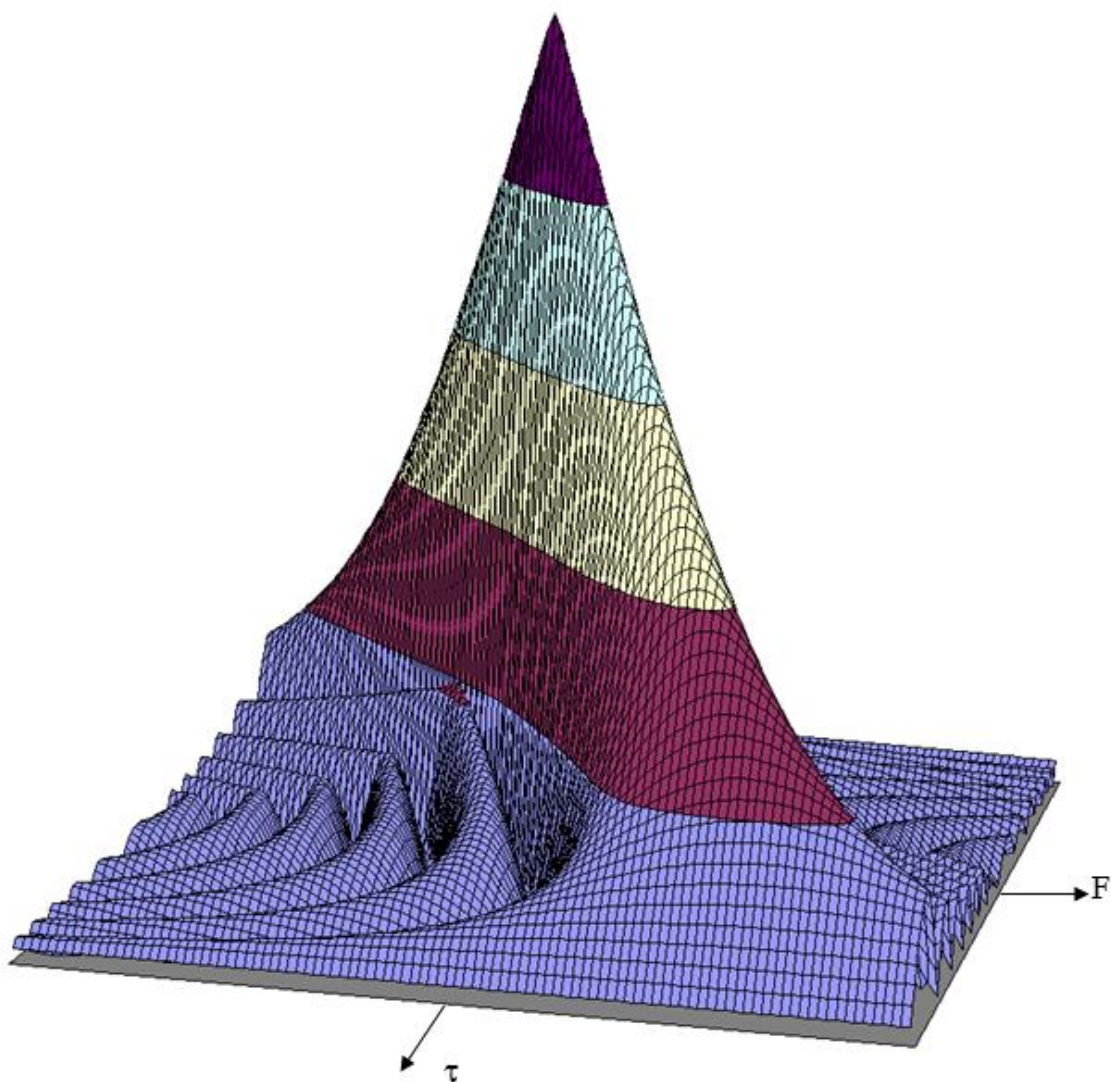
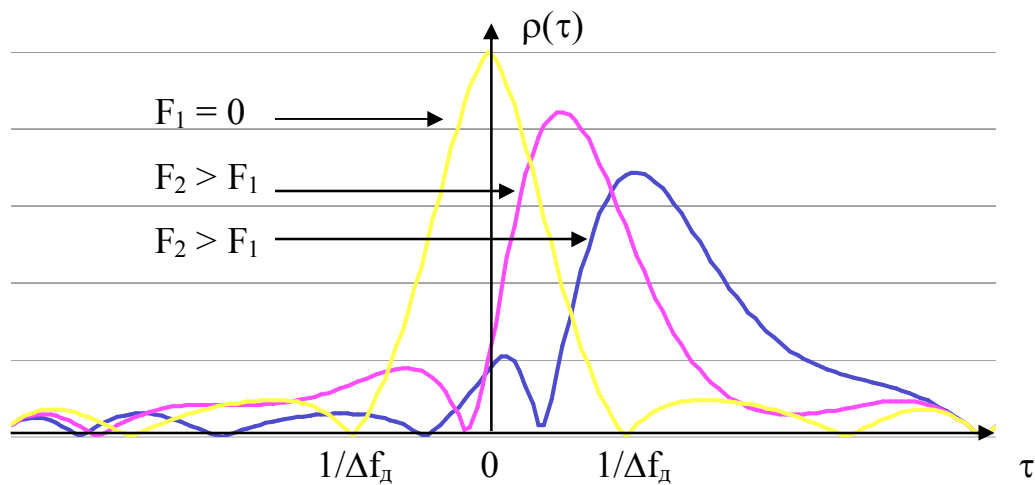
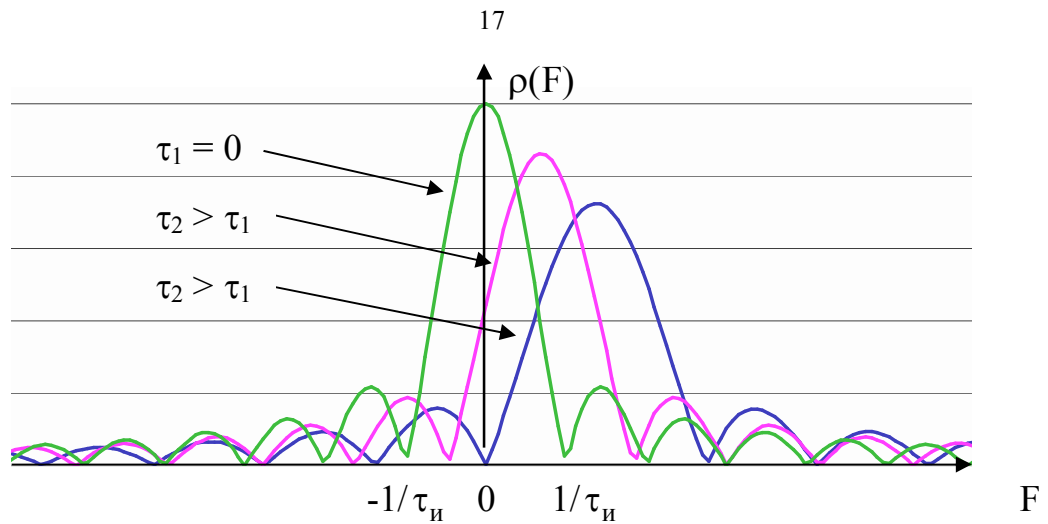


Рис. 7. Двумерная АКФ ЛЧМ радиоимпульса

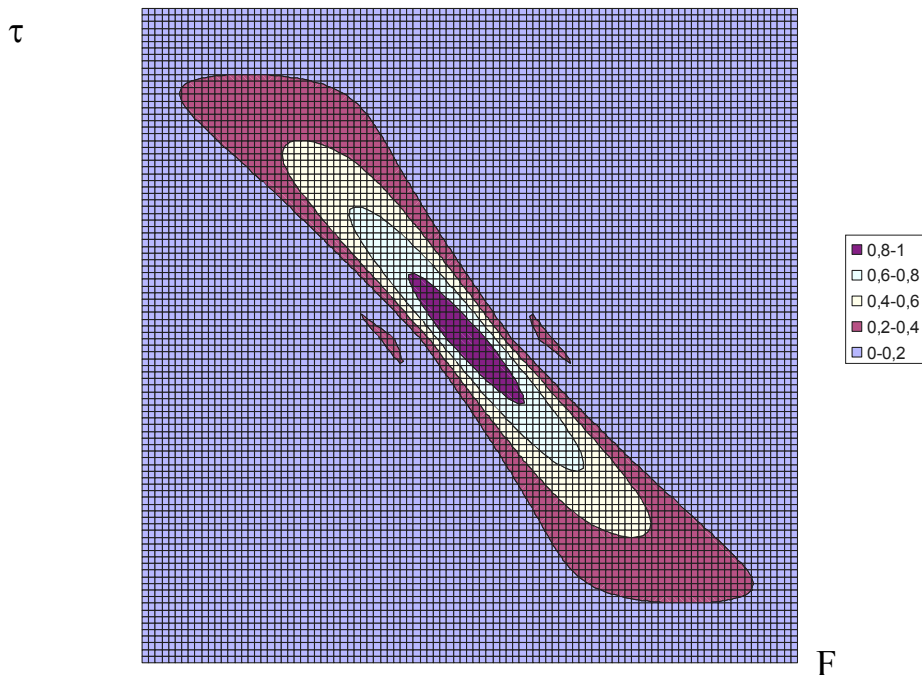
Сечения тела неопределенности плоскостями $F = \text{const}$, $\tau = \text{const}$ и проекции постоянного уровня $\rho = \text{const}$ приведены на рисунке 8 а, б, в.



а) Сечение АКФ плоскостями $F = \text{const}$



б) Сечение АКФ плоскостями $\tau = \text{const}$



в) Проекция постоянных уровней АКФ

Рис. 8. Сечения АКФ ЛЧМ радиоимпульса

Как видно из рисунка 8 а частотная расстройка приводит к уменьшению амплитуды АКФ и смещению ее временного положения. Уменьшение амплитуды происходит по треугольному закону, а временное смещение по абсолютной величине составляет $\frac{\tau_n |F|}{\Delta f_d}$. Смещение временного положения АКФ при частотной расстройке характеризует скоростную ошибку при измерении времени запаздывания. Она может оказаться существенной, если максимальное значение в интервале возможных

доплеровских частот $|F_{Д.макс}|$ существенно превосходит величину $1/\tau_n$ ЛЧМ сигнала, что характерно для импульсов сравнительно большой длительности.

На рисунке 8 б показана зависимость $\rho(F)$ для различных значений временной расстройки. Каждая из этих кривых, аналогично случаю простого радиоимпульса соответствует спектру огибающей импульса длительностью $\tau_n - \tau$, но в отличие от простого импульса этот спектр смещен на величину $\Delta f_{д} \frac{\tau}{\tau_n}$. Форма спектра огибающей и ширина его основного лепестка полностью совпадает с аналогичными параметрами для случая простого радиоимпульса. Вследствие этого разрешающая способность по скорости для ЛЧМ сигнала полностью совпадает с соответствующей разрешающей способностью простого радиоимпульса той же длительности.

2.3. Основные характеристики квазинепрерывных зондирующих сигналов

Квазинепрерывные ЗС рассмотрим на примере когерентной пачки простых прямоугольных радиоимпульсов. Выясним характер нормированной АКФ такого сигнала.

Построение тела неопределенности реальной КППРИ ($M > 500$) вызывает определенные вычислительные трудности, поэтому для анализа ее АКФ целесообразно воспользоваться сечениями автокорреляционной функции плоскостями $F = \text{const}$, $\tau = \text{const}$ и проекциями постоянного уровня.

На рисунке 9 изображены огибающие несмещенной и смещенной по времени на величину τ пачек из четырех импульсов ($M = 4$). Поскольку полная длительность сигнала равна MT_n , а ширина его спектра определяется величиной $\Delta F = 1/\tau_n$ база такого сигнала равна $n = MT_n \Delta F = MT_n / \tau_n \gg 1$, а сам сигнал следует признать сложным широкополосным сигналом.

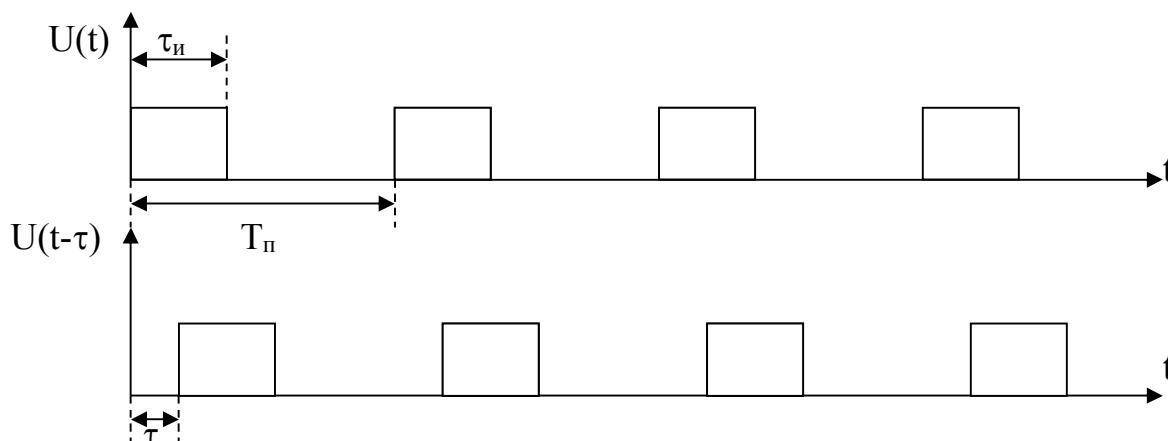


Рис. 9. Огибающие импульсов пачек несмещенного и смещенного сигналов

Из рисунка видно, что если сигналы $U(t)$ и $U(t-\tau)$ взаимно сдвинуты на величину $kT_{п} + \tau_{и} < |\tau| < (k+1)T_{п} - \tau_{и}$, для $k = 0 \div (M-1)$, АКФ обращается в 0. То же самое происходит, если временной сдвиг превышает длительность пачки $|\tau| > MT_{п}$.

При $F = 0$ функция $\rho(\tau)$ представляет собой последовательность АКФ одиночных прямоугольных радиоимпульсов, то есть каждый пик $\rho(\tau)$ и огибающая всех пиков имеют треугольную форму (рис. 10).

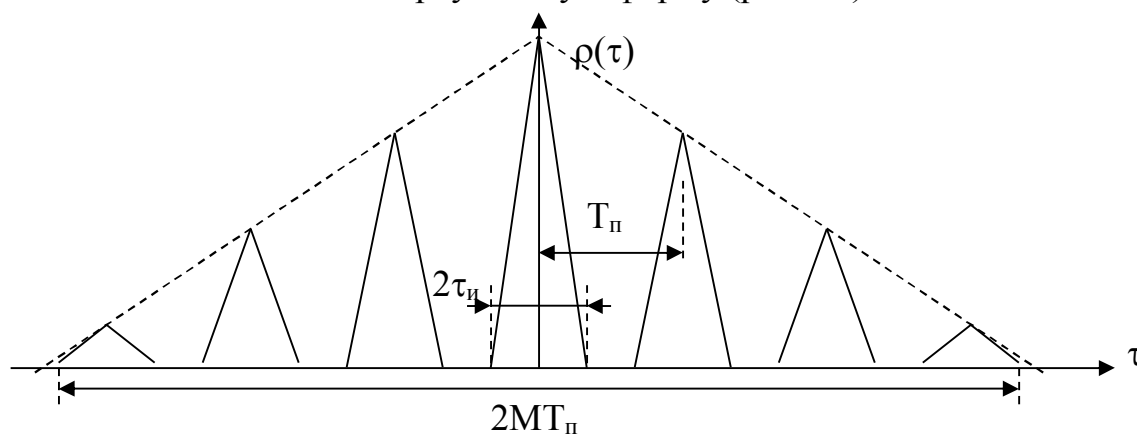


Рис. 10. Функция $\rho(\tau)$ для КППРИ

Наличие большого числа пиков функции $\rho(\tau)$ приводит к неоднозначности в определении дальности до цели, если выполняется условие $t_{з.макс} > T_{п}$. Неоднозначность в измерении дальности проявляется в том, что измеренное время задержки $t_{з.изм}$ может отличаться от истинного $t_{з.ист}$ на целое число периодов повторения

$$t_{3 \text{ ист}} = t_{3 \text{ изм}} \pm mT_{\text{п}}, \quad (16)$$

где $m = 0 \div M$ априорно неизвестное целое число.

Для устранения указанной неоднозначности может быть использован метод нониусных частот, подразумевающий использование двух КППРИ, отличающихся периодами повторения импульсов в пачке. Подробно этот метод будет рассмотрен на последующих занятиях.

Рассмотрим поведение функции $\rho(\tau, F)$ при $\tau = 0$. В этом случае $\rho(F)$ описывает амплитудно-частотный спектр огибающей когерентной пачки радиоимпульсов, который, как известно, является гребенчатым, то есть состоит из целого ряда пиков на частотах кратных частоте повторения импульсов в пачке $F_{\text{п}} = 1/T_{\text{п}}$. Вид спектра приведен на рисунке 11.

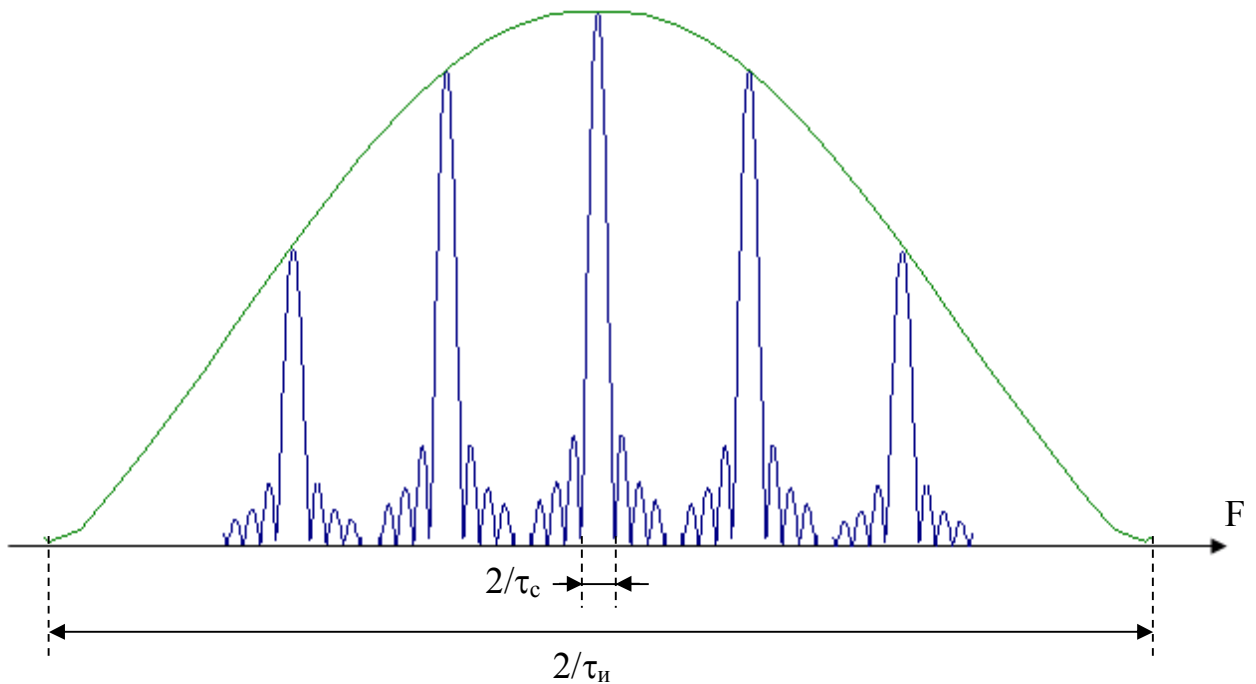


Рис. 11. Амплитудно-частотный спектр огибающей КППРИ

Форма пиков, как и форма огибающей пиков, определяется соотношением вида $|\sin x/x|$, что следует из выражения (14). Однако, если ширина пика определяется длительностью сигнала $\tau_c = MT_{\text{п}}$, то ширина огибающей пиков определяется длительностью импульса $\tau_{\text{и}}$.

Из рассмотренного следует, что функция неопределенности КППРИ

состоит из рядов сравнительно узких пиков, распределенных как по оси τ , так и по оси F . Ее рельеф с помощью проекций постоянных уровней изображен на рисунке 12.

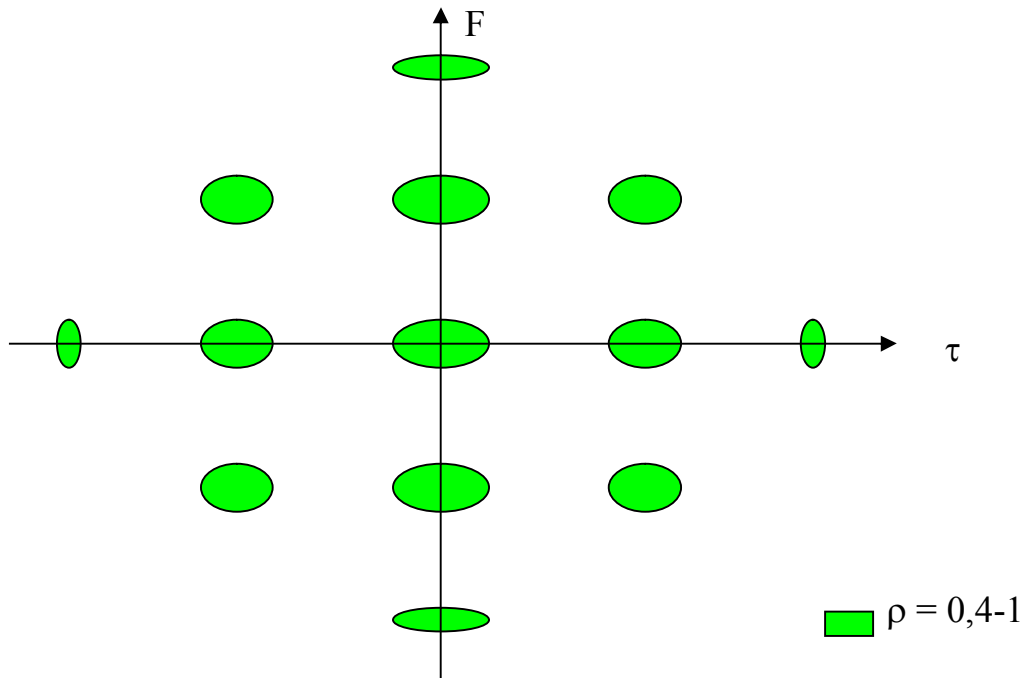


Рис. 12. Проекция постоянных уровней АКФ КППРИ

Сравнение функций неопределенности одиночных и пачечных сигналов при одинаковой длительности импульса показывает, что пачечные сигналы обеспечивают существенно большую разрешающую способность по частоте (радиальной скорости):

$$\Delta V_r = \frac{\lambda}{2\tau_c} = \frac{\lambda}{2MT_{\Pi}} \ll \frac{\lambda}{2\tau_{\Pi}}.$$

Из рисунков 11 и 12 видно, что квазинепрерывному сигналу свойственны не только неоднозначность в определении дальности (16), но и неоднозначность в определении скорости:

$$F_{\text{д.ист}} = F_{\text{д.изм}} \pm kF_{\text{п}}, \quad (17)$$

где $F_{\text{д.ист}}$ - истинное значение радиальной скорости,

$F_{\text{д.изм}}$ - измеренное значение радиальной скорости.

При этом зона однозначного определения обеих координат ограничена одной величиной $T_{\text{п}}$, поэтому устранение неоднозначности по одной координате, приводит к усилению неоднозначности по другой. Например, можно обеспечить однозначное измерение радиальной скорости, задав частоту повторения примерно 100 килогерц, однако при этом диапазон однозначного измерения дальности не превысит единиц километров.

Вывод: в современных радиолокационных системах выбор вида зондирующего сигнала определяется, прежде всего, необходимостью наилучшим образом решать задачи, стоящие перед ними. При этом должно быть обеспечено достижение требуемого уровня как тактических, так и технических характеристик, задаваемых для РЛС: разрешающей способности по различным координатам; границ зоны видимости; помехозащищенности; надежности и стоимости аппаратуры.

Иногда требования бывают столь противоречивыми, что в одной радиолокационной станции приходится использовать несколько видов зондирующих сигналов.

ЗАДАНИЕ НА САМОСТОЯТЕЛЬНУЮ РАБОТУ:

Повторить материал лекции.