

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ И СИГНАЛЫ

*Оптимальный приём
радиосигналов*

РЕКОМЕНДУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. В.И. Нефёдов «Основы радиоэлектроники и связи», 2009 г
2. С.И. Баскаков «Радиотехнические цепи и сигналы», 2003 г.
3. С.И. Баскаков «Радиотехнические цепи и сигналы.
Руководство к решению задач», 2002 г.
4. М.Т. Иванов, А.Б. Сергиенко, В.Н. Ушаков,
«Теоретические основы радиотехники», 2002 г.
5. М.П. Медиченко, В.П. Литвинов «Радиотехнические цепи и
сигналы, т.1; 2», 2011 г.

Спектральная плотность мощности шума

*Из равномерности спектра шумовых помех вытекает, что на каждый герц шумовой полосы пропускания приёмника $\Delta f_{\text{э}}$ приходится одинаковая средняя мощность шумов N_0 . Эта удельная мощность называется **спектральной плотностью мощности шума**. Её размерность такая же, как энергии:*

$$N_0 = P_{\text{ш}} / \Delta f_{\text{э}} [\text{Вт} \cdot \text{с}] = P_{\text{ш}} / \Delta f_{\text{э}} [\text{Дж}] \quad \dots\dots\dots (1)$$

Отношение сигнал/шум

При обнаружении сигнала в шумах наиболее эффективен критерий максимума отношения сигнал/шум по мощности на выходе фильтра. Линейный фильтр, для которого это отношение максимально, называют

оптимальным (наилучшим, или согласованным) фильтром, а также коррелятором.

Отношение сигнал/шум

Отношение сигнал/шум по мощности q и по напряжению \sqrt{q} выражается формулами

$$q = P_{c\ max}/P_{\text{ш}} \dots\dots\dots (2)$$

$$\sqrt{q} = \sqrt{P_{c\ max}/P_{\text{ш}}} = U_{c\ max}/U_{\text{ш}} \dots\dots\dots (3)$$

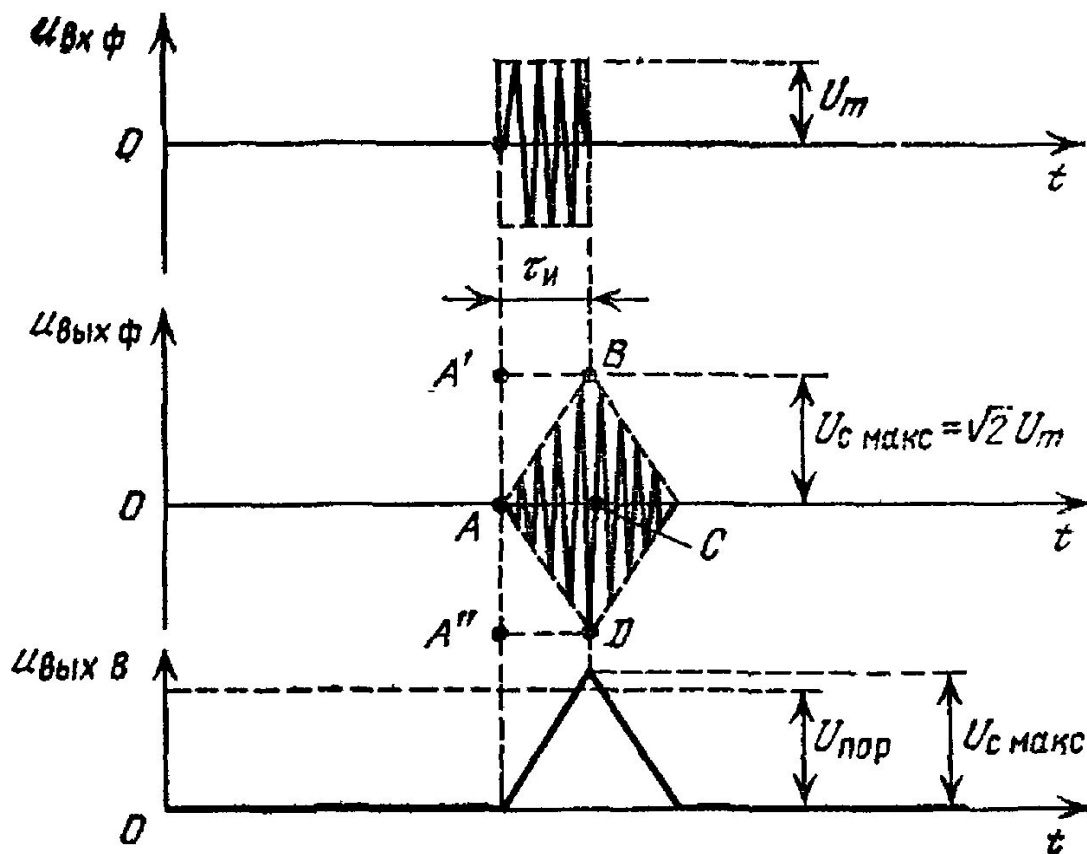
где

- $P_{c\ max}$ – пиковая мощность сигнала;
- $P_{\text{ш}}$ – средняя мощность шумов;
- $U_{c\ max}$ – пиковое напряжение сигнала;
- $U_{\text{ш}}$ – среднеквадратическое (эффективное) значение напряжения шумов.

Отношение сигнал/шум

Обработка сигналов в устройстве обработки сигналов (УОС) направлена на то, чтобы обеспечить максимальное отношение сигнал/шум перед пороговым устройством за счёт полного накопления энергии полезного сигнала и минимального накопления энергии шумов. Тогда на входе порогового устройства по окончании сигнала на входе УОС получается максимально возможное пиковое напряжение сигнала $U_{с\ max}$.

Обработка сигналов в УОС



Временные диаграммы для схемы оптимальной обработки прямоугольного импульса с синусоидальным заполнением.

Обработка сигналов в УОС

Пусть на вход УОС (вход фильтра) подаются прямоугольные радиоимпульсы $U_{\text{вх.ф}}$ длительностью $\tau_{\text{и}}$ и амплитудой U_m . Они обладают импульсной мощностью, т. е. мощностью, усреднённой за время $\tau_{\text{и}}$:

$$P_{\text{и}} = U_m^2 / 2R \quad \dots\dots\dots$$

(4)

Отсюда энергия каждого импульса

$$\mathcal{E} = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}} = U_m^2 \tau_{\text{и}} / 2R \quad \dots\dots\dots$$

(5)

Обработка сигналов в УОС

Если обработка сигналов оптимальная, то за счёт накопления энергии сигнала в УОС амплитуда напряжения на выходе УОС $U_{\text{ВЫХ.Ф}}$ нарастает по прямой AB и достигает такого пикового значения $U_{c \text{ max}}$, при котором в выходном радиоимпульсе ограниченном огибающей $ABCD$, полностью сохраняется энергия входного радиоимпульса \mathcal{E} . Если к тому же учесть, что контур $ABCD$ составляет половину огибающей $A'BDA''$ прямоугольного радиоимпульса длительностью $\tau_{\text{И}}$ и амплитудой $U_{c \text{ max}}$, то

$$\mathcal{E} = \frac{1}{2} \frac{U_{c \text{ max}}^2}{2R} \cdot \tau_{\text{И}} \quad \dots \dots \dots (6)$$

Обработка сигналов в УОС

Приравнивая правые части формул (5) и (6), находим

$$U_{c \max} = \sqrt{2} U_m \dots\dots\dots$$

Отсюда можно определить пиковую мгновенную активную мощность радиоимпульсов на выходе УОС, которую затем выражаем через энергию \mathcal{E} согласно (5):

$$P_{c \max} = \frac{U_{c \max}^2}{2R} = \frac{2U_m^2}{2R} = \frac{U_m^2}{R} = \frac{2\mathcal{E}}{\tau_{\text{и}}} \dots\dots\dots$$

(8)

Обработка сигналов в УОС

Из формулы (1) следует, что мощность шумов, пропускаемых линейной частью приёмника, $P_{\text{ш}} = N_0 \Delta f_{\text{э}}$. Подставив полученные выражения для $P_{c \text{ max}}$ и $P_{\text{ш}}$ в (2), находим отношение

$$q = P_{c \text{ max}} / P_{\text{ш}} = 2\mathcal{E} / N_0 \Delta f_{\text{э}} \cdot \tau_{\text{и}} \quad \dots\dots\dots (9)$$

В приёмнике, рассчитанном на оптимальное обнаружение сигналов, произведение $\Delta f_{\text{э}} \tau_{\text{и}} \approx 1$ и тогда отношение сигнал/шум по мощности

$$q = q_0 = \frac{2\mathcal{E}}{N_0} \quad \dots\dots\dots (10)$$

а отношение сигнал/шум по напряжению

$$\frac{U_{c \text{ max}}}{U_{\text{ш}}} = \sqrt{q_0} = \sqrt{\frac{2\mathcal{E}}{N_0}} \quad \dots\dots\dots (11)$$

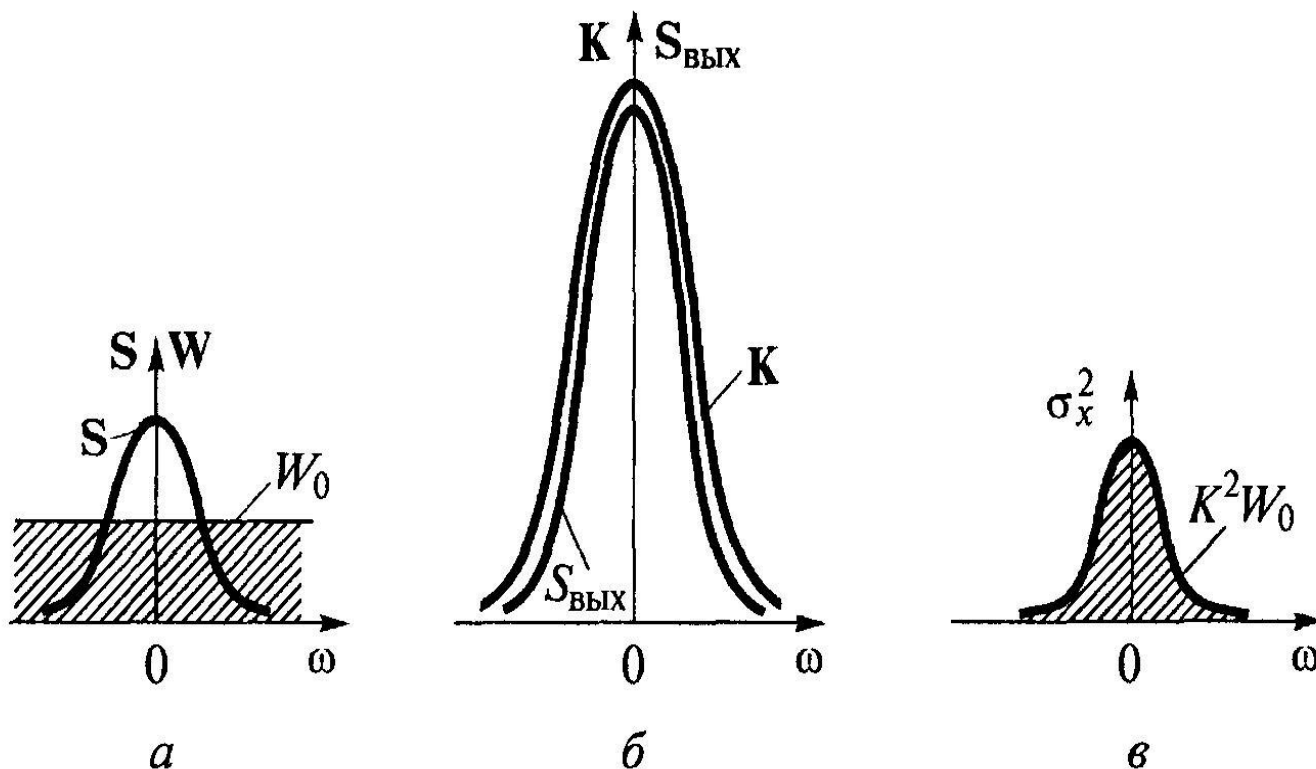
Обработка сигналов в УОС

Отсутствие в формулах (10) и (11) какого-либо параметра, связанного с формой сигнала, даёт возможность утверждать, что максимально возможное отношение сигнал/шум, получаемое в результате оптимальной обработки сигналов, зависит только от отношения энергии сигнала \mathcal{E} к спектральной плотности шума N_0 которая также имеет размерность энергии.

Оптимальная фильтрация одинокного сигнала

Если АЧХ оптимального фильтра будет совпадать по форме с амплитудно-частотным спектром сигнала, то выходное напряжение сигнала будет пропорционально квадрату входного напряжения, а выходное напряжение шума будет пропорционально первой степени входного напряжения сигнала. Тем самым улучшается соотношение сигнал/шум, так как фильтр совсем не пропускает шумы на частотах, где нет составляющих спектра сигнала, остальные же составляющие этого спектра воспроизводятся с тем бóльшим коэффициентом передачи, чем больше их интенсивность по сравнению с шумами.

Оптимальная фильтрация одиночного сигнала



Оптимальная фильтрация:

**а) спектры входных сигнала и шума; б) спектр
выходного сигнала и АЧХ фильтра; в) спектр
выходного шума**

Оптимальная фильтрация одиночного сигнала

Сущность метода обработки принимаемого сигнала оптимальным фильтром.

Результаты математического анализа показывают, что коэффициент передачи оптимального фильтра (АЧХ фильтра), максимизирующего отношение сигнал/шум, имеет вид:

$$K(\omega) = AS(\omega) \dots\dots\dots (12)$$

где A – произвольный постоянный коэффициент.

ФЧХ

фильтра

$$\varphi_k(\omega) = -[\varphi_c(\omega) + \omega t_0] \dots\dots\dots (13)$$

Оптимальная фильтрация одиночного сигнала

Соотношение (12) устанавливает, что АЧХ фильтра $K(\omega)$ должна с точностью до масштабного множителя A совпадать по форме с амплитудным спектром $S(\omega)$ входного сигнала. Благодаря этому подавляющая часть спектральных составляющих входного сигнала, имеющих наибольшие амплитуды, проходит на выход оптимального фильтра почти без ослабления и вносит основной вклад в образование его пикового значения.

Оптимальная фильтрация одиночного сигнала

Из множества же спектральных компонентов входного белого шума, располагающихся в бесконечной полосе частот, на выход фильтра проходят и не ослабляются только те, которые находятся под кривой его АЧХ, т. е. в ограниченной полосе частот. Это приводит к ослаблению средней мощности шума на выходе фильтра по сравнению со спектральной плотностью мощности белого шума на входе.

В результате такого действия отношение сигнал/шум на выходе оптимального фильтра увеличивается.

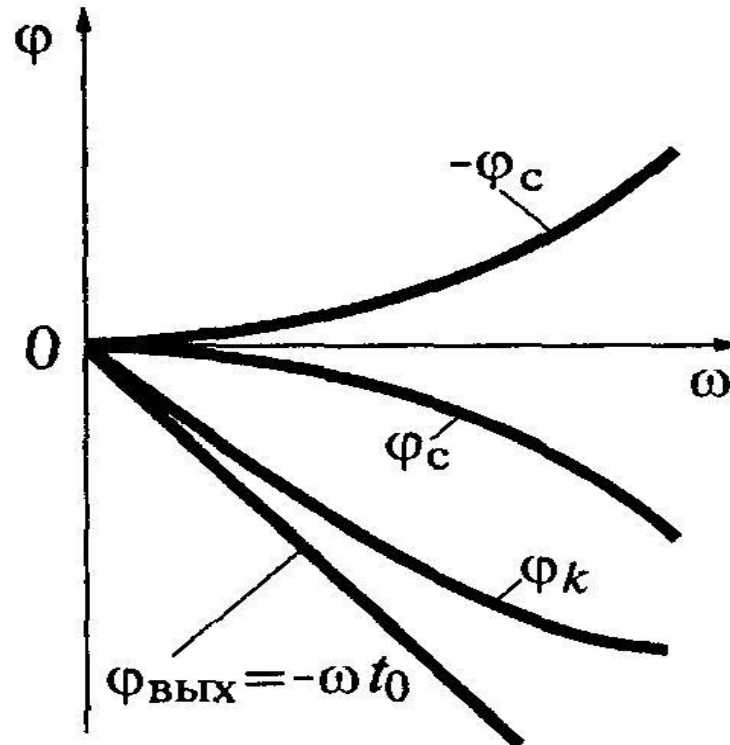
Оптимальная фильтрация одиночного сигнала

Формулу (13), описывающую фазочастотную характеристику оптимального фильтра, можно трактовать как условие компенсации начальных фаз всех гармонических составляющих спектра выходного сигнала. Согласно этому условию, оптимальный фильтр должен иметь такую ФЧХ, чтобы получаемый в нём фазовый сдвиг каждой гармоники $-\varphi_c(\omega)$ был равен по значению и противоположен по знаку начальной фазе соответствующей составляющей спектральной плотности $S(\omega)$ входного сигнала.

Оптимальная фильтрация одиночного сигнала

Оптимальный фильтр проводит компенсацию («обнуление») начальных фаз всех спектральных составляющих входного сигнала $u(t)$, в результате чего и образуется пик (максимум) выходного сигнала. Составляющая ФЧХ $-\omega t_0$ указывает на то, что пик выходного сигнала задержан относительно начала действия входного сигнала на интервал времени t_0 . Связь между фазовой характеристикой $\varphi_c(\omega)$ входного сигнала, компенсирующей её фазовой характеристикой $-\varphi_c(\omega)$ и ФЧХ фильтра поясняется на следующем слайде.

Оптимальная фильтрация одиночного сигнала



Фазочастотные характеристики сигналов
и оптимального фильтра

Оптимальная фильтрация одиночного сигнала

Фазовая характеристика выходного сигнала, определяемая формулой

$$\varphi_{\text{ВЫХ}}(\omega) = \varphi_c(\omega) + \varphi_k(\omega) = \varphi_c(\omega) + [-\varphi_c(\omega) - \omega t_0] = -\omega t_0 ,$$

показана прямой линией.

.....
(14)

Оптимальная фильтрация одиночного сигнала

Таким образом, коэффициент передачи фильтра, описываемый известным уже соотношением

$$K(\omega) = K(\omega)e^{j\varphi_k(\omega)}, \quad \dots\dots\dots$$

(15)

где $K(\omega)$ – АЧХ фильтра; $\varphi_k(\omega)$ – ФЧХ фильтра,

согласован с амплитудным и фазовым (или фазовой характери-стикой) спектрами входного сигнала.

Поэтому рассмотренный оптимальный линейный фильтр часто называют согласованным.

Оптимальная фильтрация одинокного сигнала

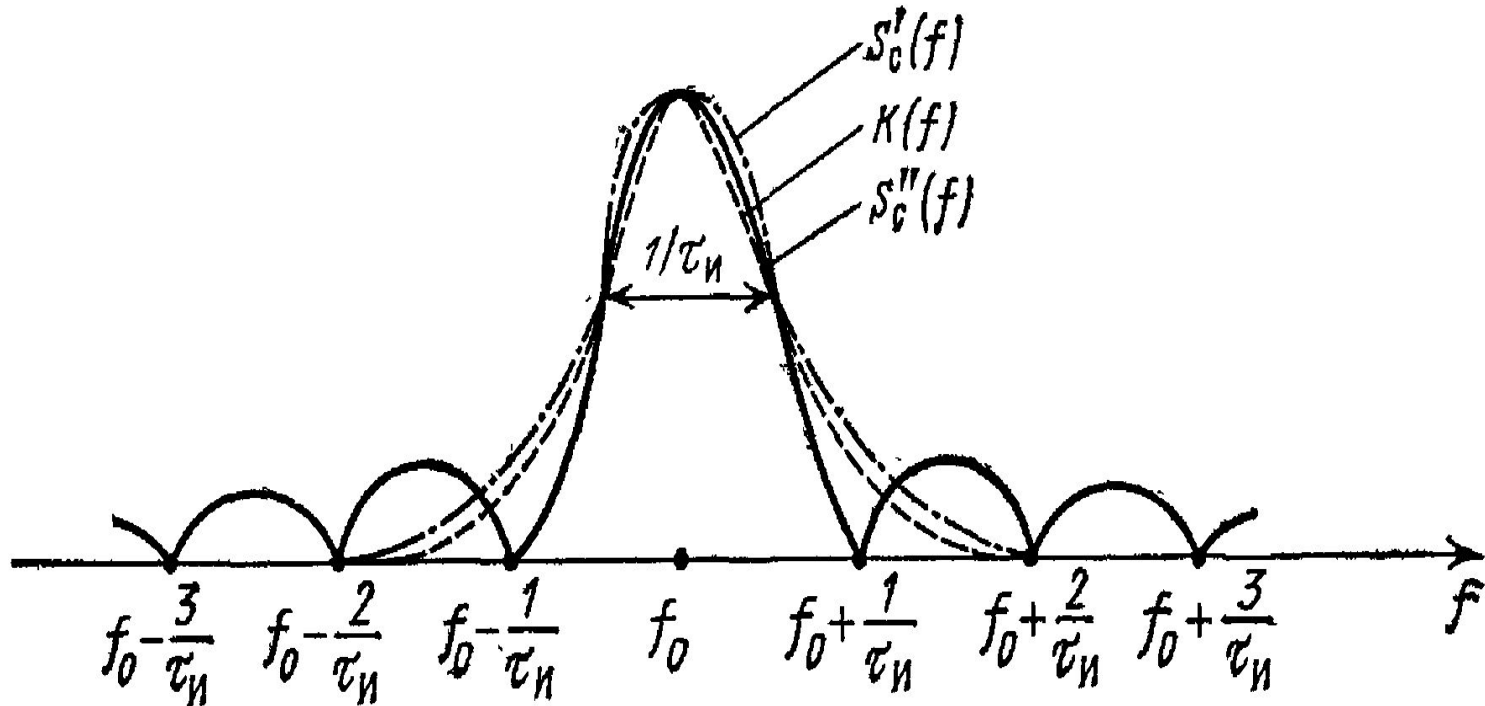
Из сказанного следуют два важных вывода:

- *оптимальный фильтр позволяет к концу сигнала получить максимально возможное отношение сигнал/шум, поскольку ФЧХ фильтра обеспечивает синфазность всех гармонических составляющих сигнала в момент отсчёта, а АЧХ создаёт максимальное превышение их действующего напряжения над действующим напряжением шумов;*
- *отношение сигнал/шум на выходе оптимального фильтра определяется энергией сигнала и спектральной плотностью шума на входе приёмника ($q = q_0 = \frac{2\mathcal{E}}{N_0}$) безотносительно к форме сигнала.*

Квазиоптимальные фильтры одиночных сигналов

Фильтр, в полной мере оптимальный, осуществить нельзя. Для одиночного импульса с плавно изменяющейся амплитудой (например, имеющего колокольную форму) вместо оптимального применяют квазиоптимальный, т. е. близкий к оптимальному, фильтр УПЧ приёмника. Это обычная резонансная цепь LCR , согласованная с импульсом только по полосе пропускания. Эта полоса на определённом уровне амплитудно-частотной характеристики $K(f)$ равна $1/\tau_{и}$.

Квазиоптимальные фильтры одиночных сигналов



Амплитудно-частотные спектры колокольного и прямоугольного радиоимпульсов и АЧХ квазиоптимального фильтра LCR

Оптимальная фильтрация пачки когерентных радиоимпульсов

Когерентность – это согласованное протекание во времени нескольких колебательных или волновых процессов.

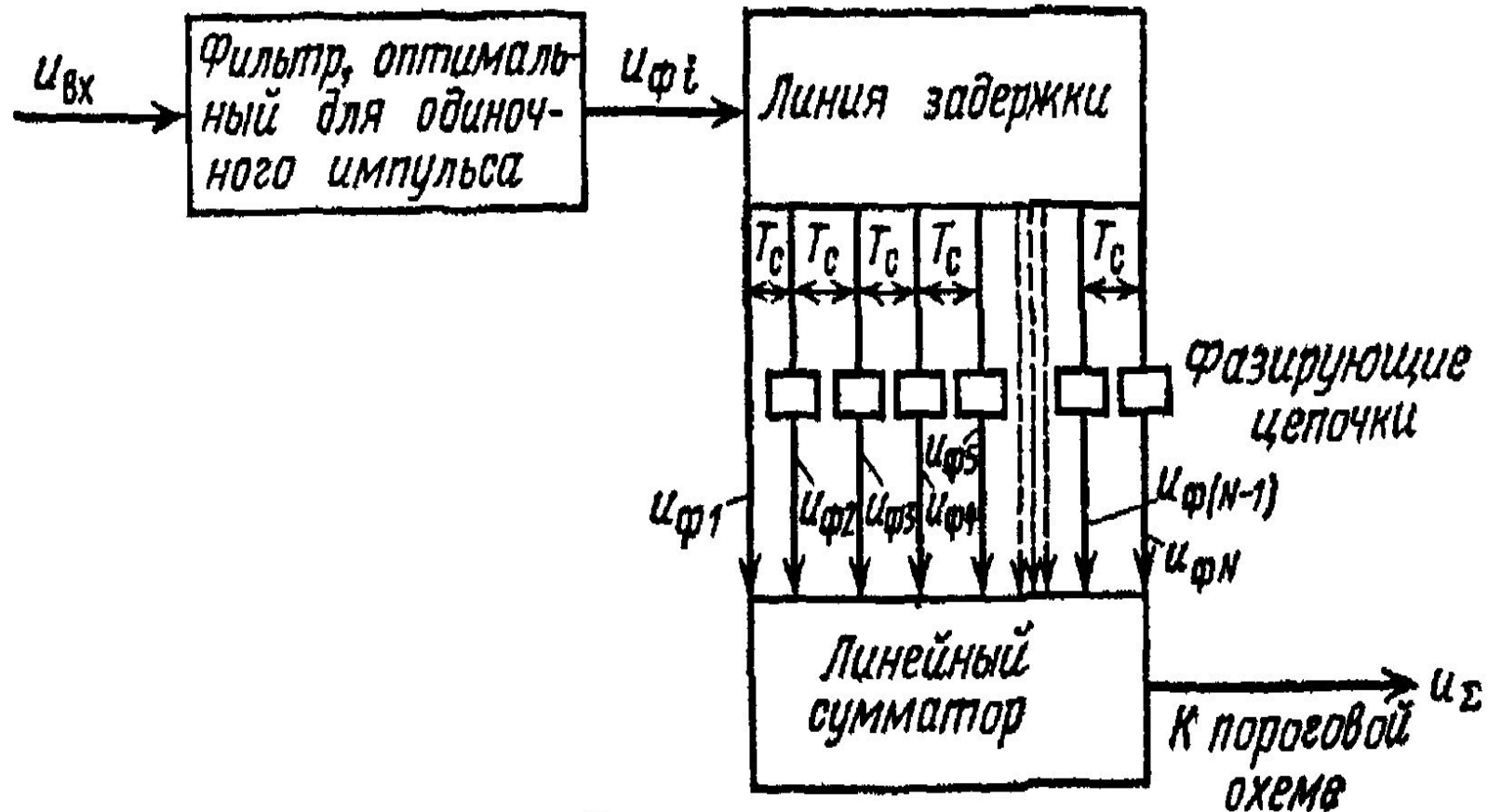
Если разность фаз двух колебаний остаётся постоянной во времени или меняется по строго определённом закону, то колебания называются когерентными. Колебания, у которых разность фаз изменяется беспорядочно и быстро по сравнению с их периодом, называются некогерентными.

Излучение считается когерентным, если начальные фазы всех импульсов в пачке одинаковые или закономерно изменяются от импульса к импульсу. Если это условие не соблюдается, то излучение некогерентное.

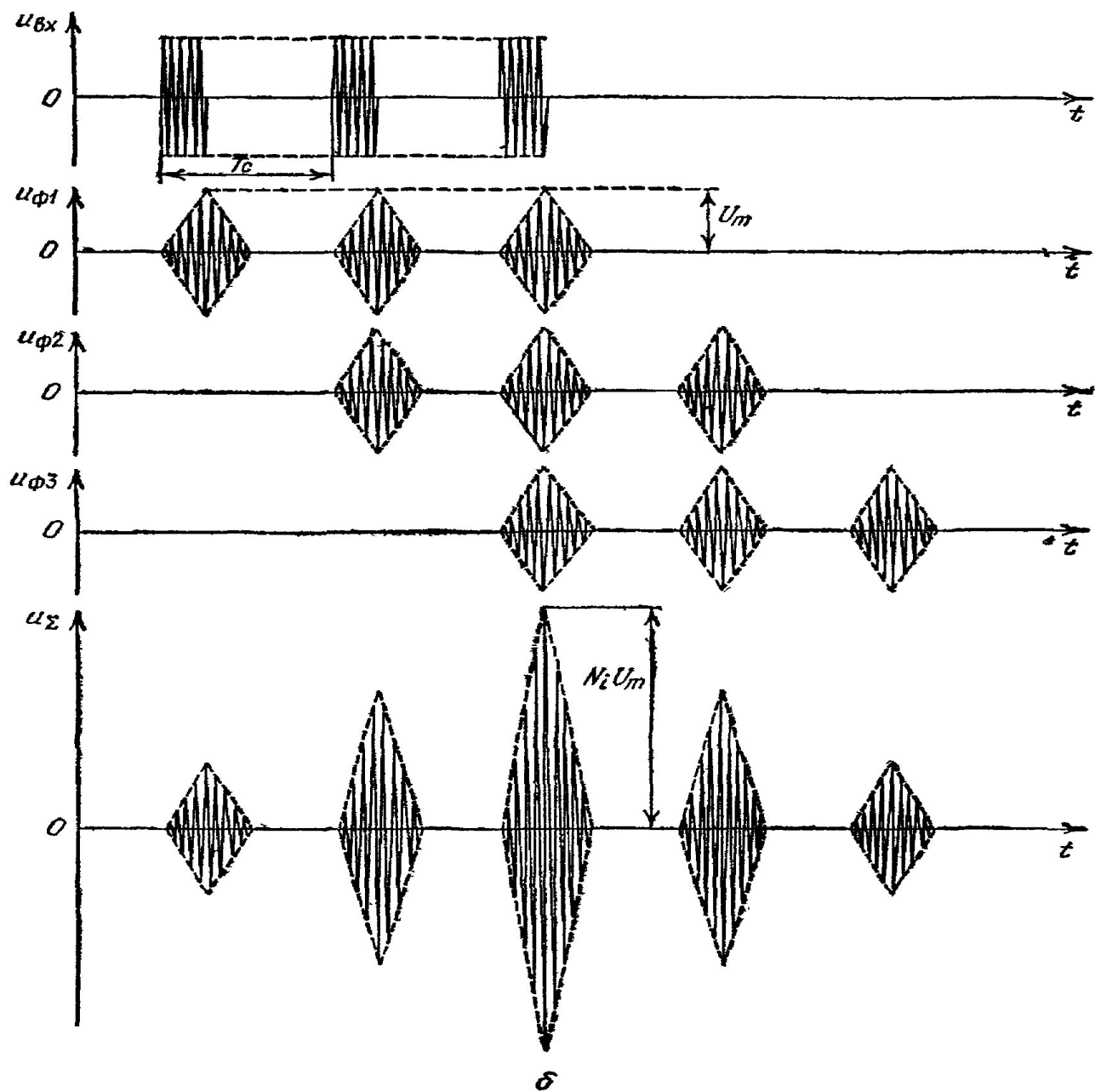
Оптимальная фильтрация пачки когерентных радиоимпульсов

Оптимальная фильтрация пачки когерентных импульсов осуществляется в двух вариантах. В одном из них (рис. а, б) сначала производится оптимальная фильтрация одиночных импульсов, а затем интегрирование. Интегратор состоит из линии задержки с отводами через период следования T_c , фазирующих цепочек и линейного сумматора, в котором складываются импульсы $u_{\phi 1}, u_{\phi 2}, u_{\phi 3}, \dots$, задержанные линией соответственно на время $t = 0, T_c, 2T_c, \dots$.

Оптимальная фильтрация пачки когерентных радиопульсов



а



Оптимальная фильтрация пачки когерентных радиоимпульсов

Благодаря этой задержке импульсы запоминаются, и когда на вход интегратора приходит последний импульс пачки (здесь $N_i = 3$), все N_i импульсов пачки синфазно складываются в сумматоре. Возможные расхождения фаз устраняются фазирующими цепочками.

Амплитуда выходного напряжения сумматора U_Σ оказывается в N_i раз больше, чем для одиночного импульса, пиковая мощность – в N_i^2 раз. Вместе с тем, по закону сложения дисперсий средняя мощность шумов возрастает только в N_i раз (шумы складываются со случайными фазами).

Оптимальная фильтрация пачки когерентных радиоимпульсов

Таким образом, когерентное интегрирование увеличивает энергетическое отношение сигнал/шум (q) в N_i раз, и так как после оптимального фильтра для одиночного сигнала $q = q_0 = 2\mathcal{E}/N_0$, то на выходе сумматора

$$q_{0\Sigma} = N_i q_0 = 2\mathcal{E}N_i/N_0 = 2\mathcal{E}_\Sigma/N_0 \quad \dots\dots$$

(16)

где \mathcal{E}_Σ – суммарная энергия всей пачки импульсов.

Гребенчатый фильтр

Схема гребенчатого фильтра состоит из узкополосных фильтров количеством, равным $T_c/\tau_{\text{и}}$ (по числу зубцов в АЧХ гребенчатого фильтра) с полосой прозрачности каждого

$$\Delta f = 1/N_i T_c$$

и общей полосой пропускания

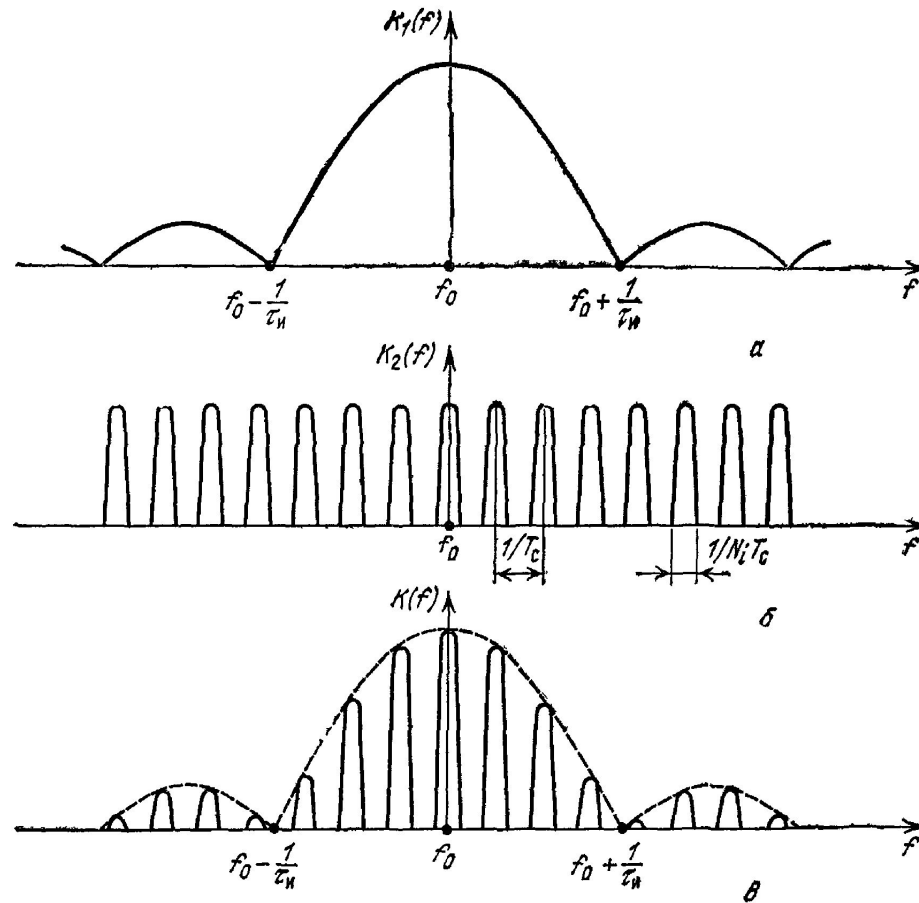
$$\Delta F = q_{\text{и}} \cdot (1/N_i T_c) = 1/\tau_{\text{и}} N_i$$

Гребенчатый фильтр

**В этих
выражениях:**

- ✓ ΔF – общая полоса пропускания гребенчатого фильтра;
- ✓ Δf – полоса прозрачности одного зубца гребенчатого фильтра;
- ✓ T_c – период следования импульсов;
- ✓ N_i – число импульсов в пачке;
- ✓ $\tau_{и}$ – длительность импульса;
- ✓ $q_{и} = T_c / \tau_{и}$ – скважность последовательности импульсов.

Гребенчатый фильтр



АЧХ фильтра, оптимального для пачки когерентных прямоугольных радиоимпульсов с равными амплитудами.

Гребенчатый фильтр

Расчёты и практика показывают, что реализовать гребенчатый фильтр достаточно трудно – для этого требуется множество элементарных фильтров с весьма узкой полосой прозрачности каждого.

Например, при $\tau_{\text{и}} = 1$ мкс, $F_c = 500$ Гц, $N_i = 20$ число узкополосных фильтров будет равно

$$n = T_c / \tau_{\text{и}} = 1 / \tau_{\text{и}} \cdot F_c = 2000$$

Общая полоса прозрачности гребенчатого фильтра

$$\Delta F = 1 / \tau_{\text{и}} N_i = 10^6 / 20 = 50 \text{ кГц}$$

Обработка сигнала при оптимальном приёме

Дальнейшая обработка сигнала при оптимальном приёме происходит в видеодетекторе. Если производится обработка пачки некогерентных сигналов, то используется обычный детектор огибающей

(амплитудный детектор).

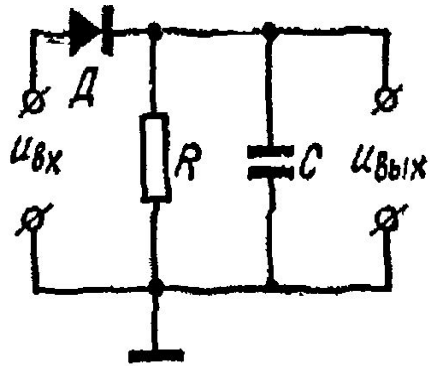
Если же производится обработка пачки когерентных импульсов, то в качестве детектора используется

синхронный фазовый детектор,

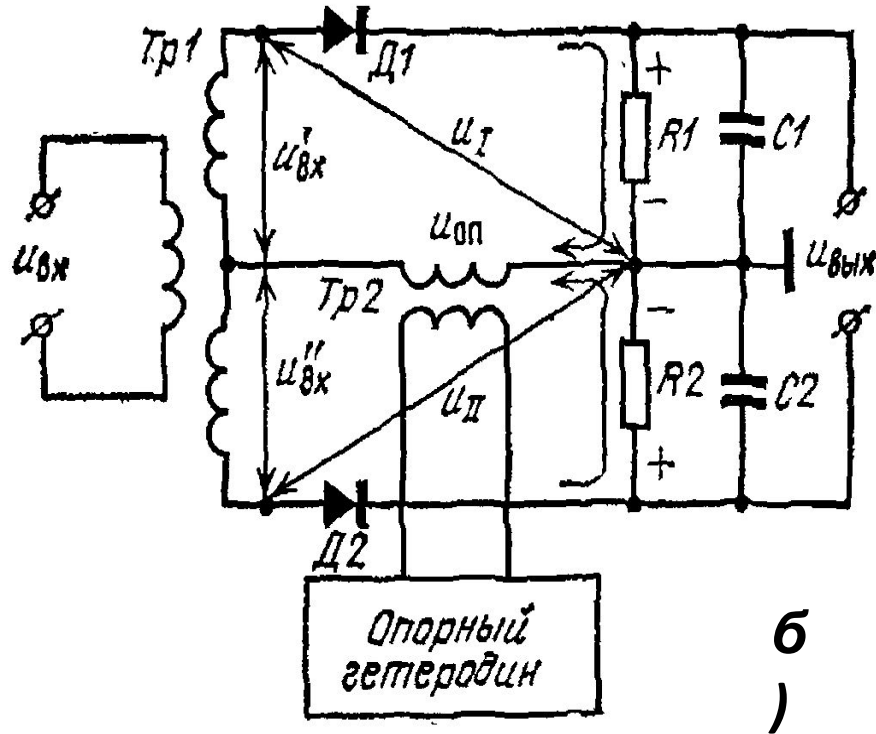
называемый также

когерентным детектором.

Обработка сигнала при оптимальном приёме



а)



б
)

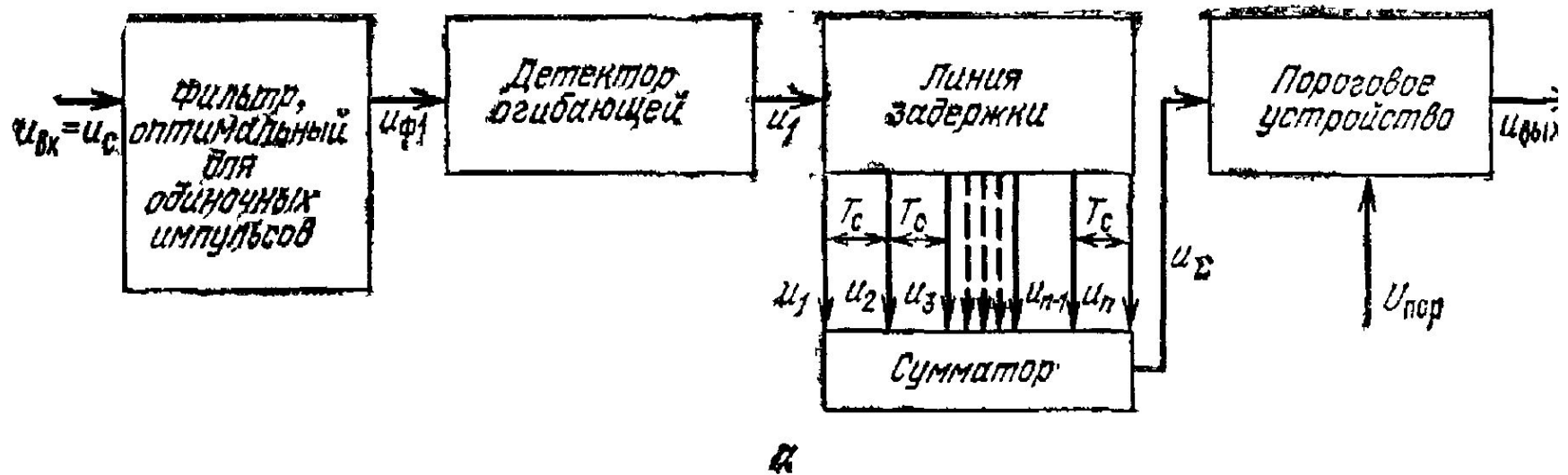
Принципиальные схемы амплитудного (а) и синхронного фазового (б) детекторов

Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов

Строго закономерная связь между фазами сигналов, необходимая для когерентного приёма, достигается, как правило, применением сложных устройств. Поэтому более широко используется менее эффективный, но легче осуществляемый некогерентный приём.

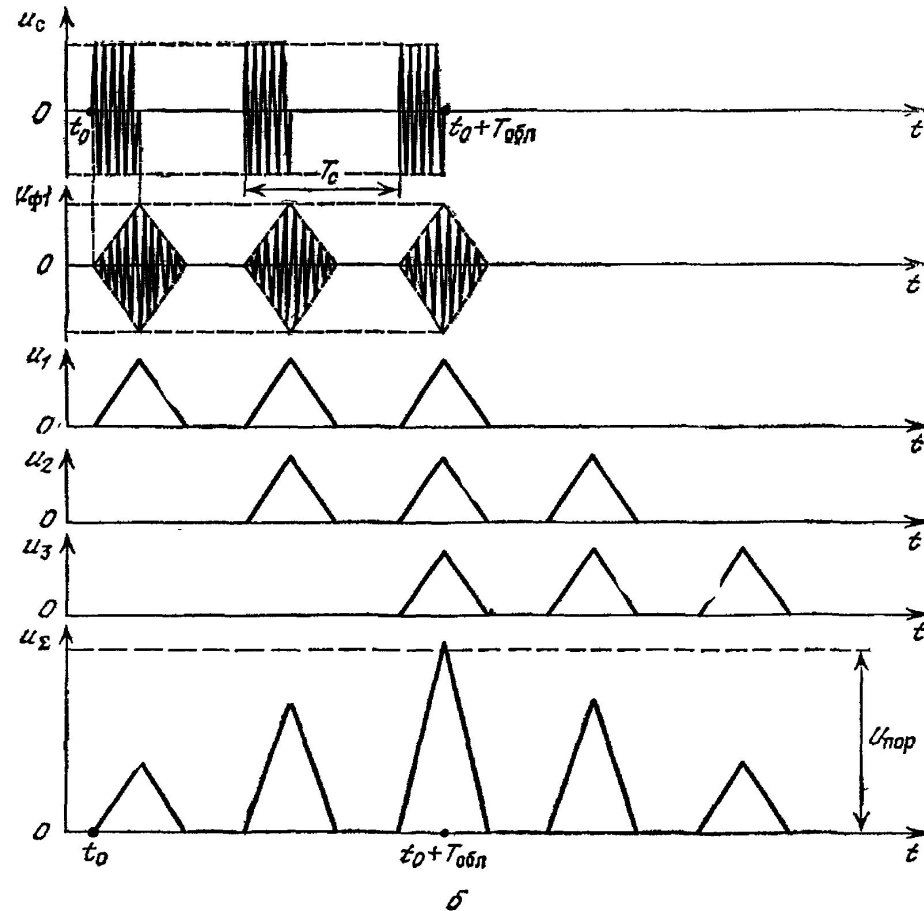
Устройство обработки некогерентных сигналов начинается с оптимального фильтра для одиночных импульсов, затем следует детектор огибающей и завершается обработка видеоинтегратором, который состоит из линии задержки (с отводами через период T_c и сумматора).

Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов



Функциональная схема оптимального фильтра пачки некогерентных импульсов (а)

Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов



Временные диаграммы оптимальной
фильтрации
пачки некогерентных импульсов

Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов

Такая последовательность обработки объясняется тем, что отсутствие закономерной связи между начальными фазами сигналов исключает возможность додетекторного интегрирования и применения синхронного фазового детектора.

Каждый импульс промежуточной частоты $u_{ВХ}$ подвергается оптимальной фильтрации ($u_{\phi 1}$), затем в процессе детектирования огибающей фазы импульсов усредняются и полученные видеоимпульсы синхронно интегрируются до напряжения u_{Σ} .

Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов

Синхронность достигается задержкой видеоимпульсов u_2, u_3, \dots относительно u_1 на время, кратное периоду следования T_c (на временных диаграммах число импульсов в пачке $N_i = 3$). Максимальный из импульсов u_Σ вблизи своего пикового значения, т. е. примерно в конце облучения цели ($t = t_0 + T_{\text{обл}}, \dots$), проходит испытание на преодоление порога.

Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов

Эффективность оптимальной обработки некогерентных сигналов снижается за счёт потерь при детектировании и интегрировании. Потери детектирования могут оказаться значительными вследствие того, что оптимальной фильтрации одиночного импульса (а не всей пачки) может быть недостаточно для получения сильного сигнала на входе детектора.

Оптимальная фильтрация некогерентных импульсов

Эти потери сказываются и на результатах последетекторного интегрирования, так как каждый импульс пачки поступает в интегратор ослабленным. К тому же ряд интеграторов по мере накопления импульсов теряет линейные свойства и насыщается. Ориентировочно последетекторное интегрирование пачки из N_i импульсов увеличивает отношение сигнал/шум в $\sqrt{N_i}$ раз, а не в N_i , как при когерентном интегрировании.

Корреляционная обработка сигналов

Коррелятор предназначен для оптимальной обработки сигналов на основе электронного вычисления интеграла взаимной корреляции двух напряжений: входного $u_{\text{ВХ}}(t)$, которое является смесью сигнала $u_c(t)$ и шума $u_{\text{Ш}}(t)$, и опорного $u_{\text{ОП}}(t)$ которое повторяет сигнал с запаздыванием на некоторое время τ :

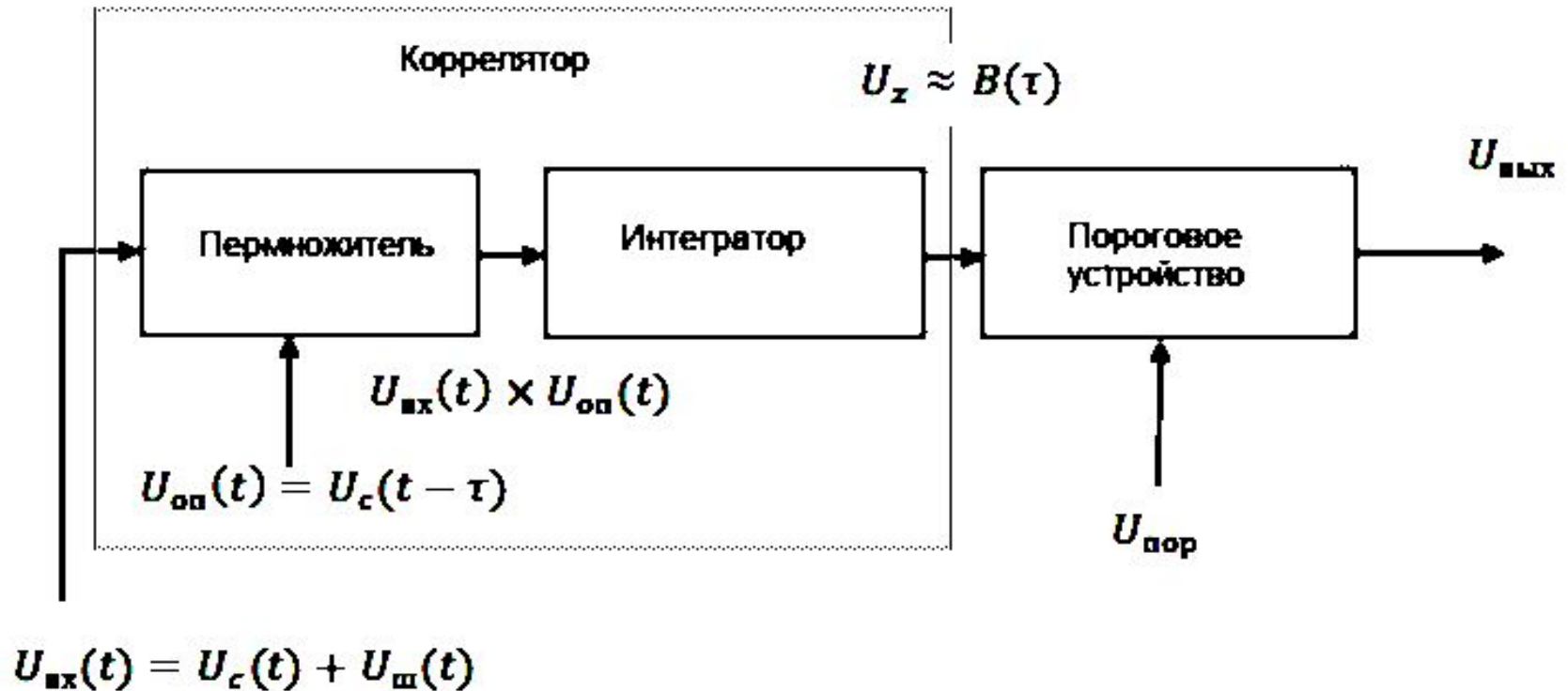
$$u_{\text{ВХ}}(t) = u_c(t) + u_{\text{Ш}}(t) \quad \dots\dots$$

(17)

$$u_{\text{ОП}}(t) = u_c(t - \tau) \quad \dots\dots$$

(18)

Корреляционная обработка сигналов

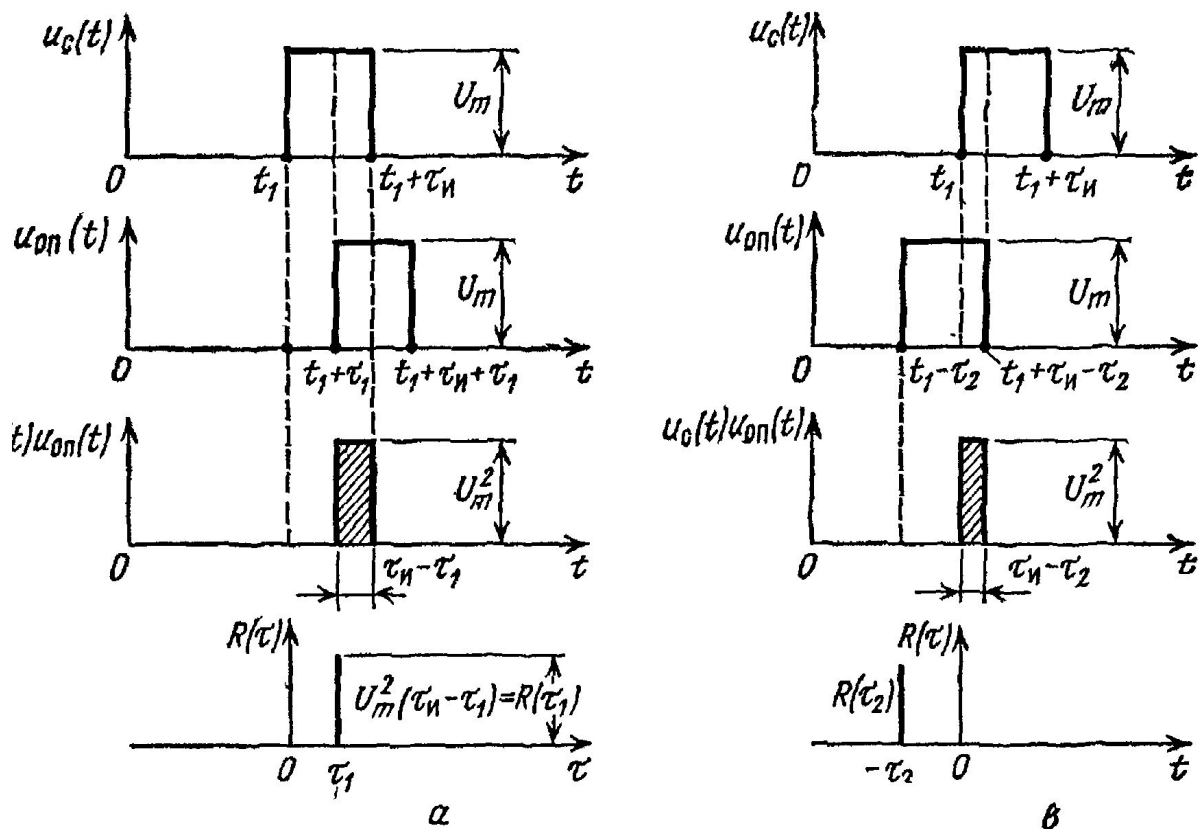


Упрощённая функциональная схема корреляционной обработки сигналов

Корреляционная обработка сигналов

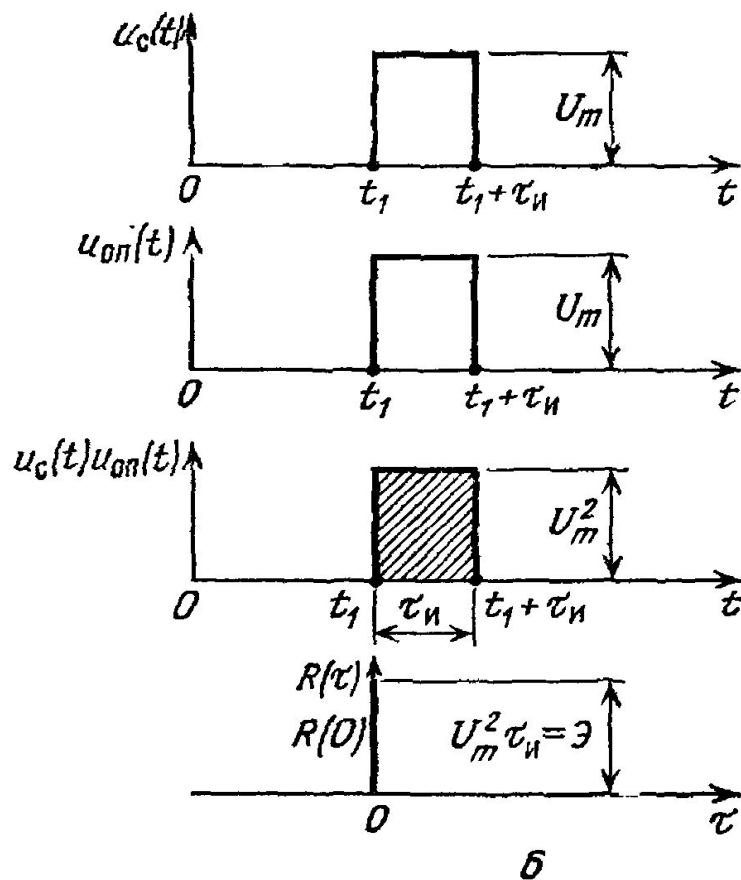
Допустим, что напряжения шумов нет: $u_{\text{ш}}(t) = 0$. Тогда $u_{\text{вх}}(t) = u_c(t)$ и $u_{\text{оп}}(t) = u_c(t - \tau) = u_{\text{вх}}(t - \tau)$, т. е. опорный сигнал является аналогом всего входного напряжения. Это частный случай взаимной корреляции, который называется **автокорреляцией**.

Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.



К вычислению автокорреляционной
функции
прямоугольного видеоимпульса

Автокорреляционная функция прямоугольного видеосигнала.



К вычислению автокорреляционной функции

прямоугольного видеосигнала

Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

Если входной импульс $u_c(t)$ начинается в момент времени t_1 , а опорный $u_{оп}(t)$ запаздывает на τ_1 , то до момента $t = t_1 + \tau_1$ (когда $u_{оп} = 0$) и после $t = t_1 + \tau_1$ (когда $u_c = 0$) их произведение равно нулю. Только в течение времени $\tau_{и} - \tau_1$, когда каждое напряжение равно U_m , их произведение $u_c(t) \cdot u_{оп}(t) = U_m^2$.

Площадь заштрихованного прямоугольника, которая выражает значение корреляционного интеграла для временного сдвига $\tau = \tau_1$, равна

$$B(\tau_1) = U_m^2(\tau_{и} - \tau_1)$$

Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

На графике корреляционной функции $B(\tau)$ этот результат представлен вертикальной линией высотой $B(\tau_1)$, проведённой из точки с координатой $\tau = \tau_1$ на оси абсцисс.

Если $\tau = 0$, т. е. входной и опорный импульсы по всей их длительности $\tau_{\text{и}}$ совпадают во времени, то произведение этих сигналов, представленное площадью заштрихованного прямоугольника, равно энергии импульса:

$$B(0) = U_m^2 \tau_{\text{и}} = \mathcal{E}$$

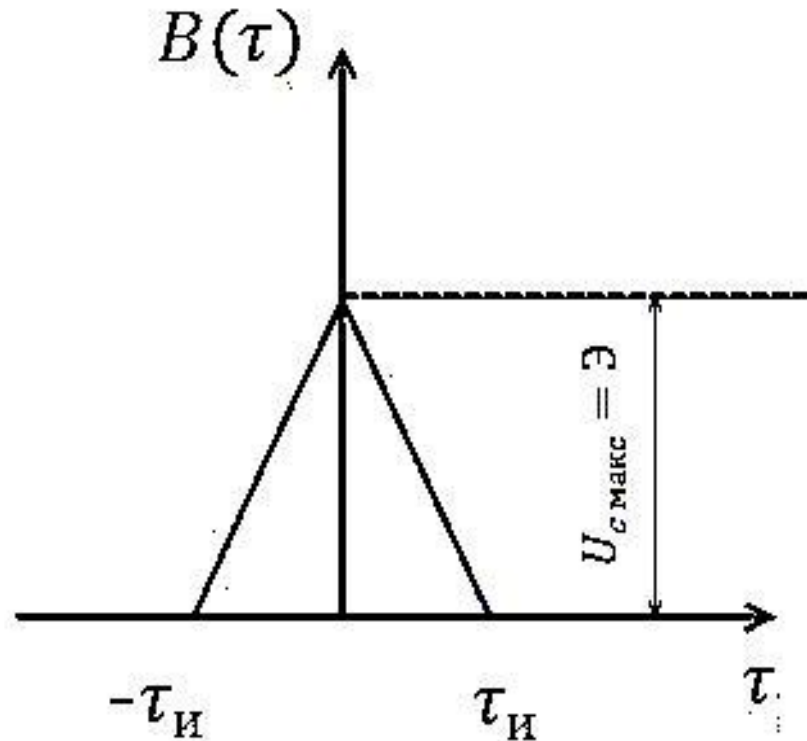
Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

При временном сдвиге опорного сигнала в сторону опережения ($\tau < 0$) интеграл $B(\tau)$ уменьшается по сравнению с интегралом $R(0)$, соответствующим $\tau = 0$. Это иллюстрируется рис. в, где $\tau = -\tau_2$ и пропорциональное заштрихованной площади выходное напряжение коррелятора

$$B(\tau_2) = U_m^2 (\tau_{\text{и}} - \tau_2).$$

Совершив аналогичные операции для всевозможных временных сдвигов (от $-\infty$ до $+\infty$), получим автокорреляционную функцию $B(\tau)$ прямоугольных видеоимпульсов.

Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

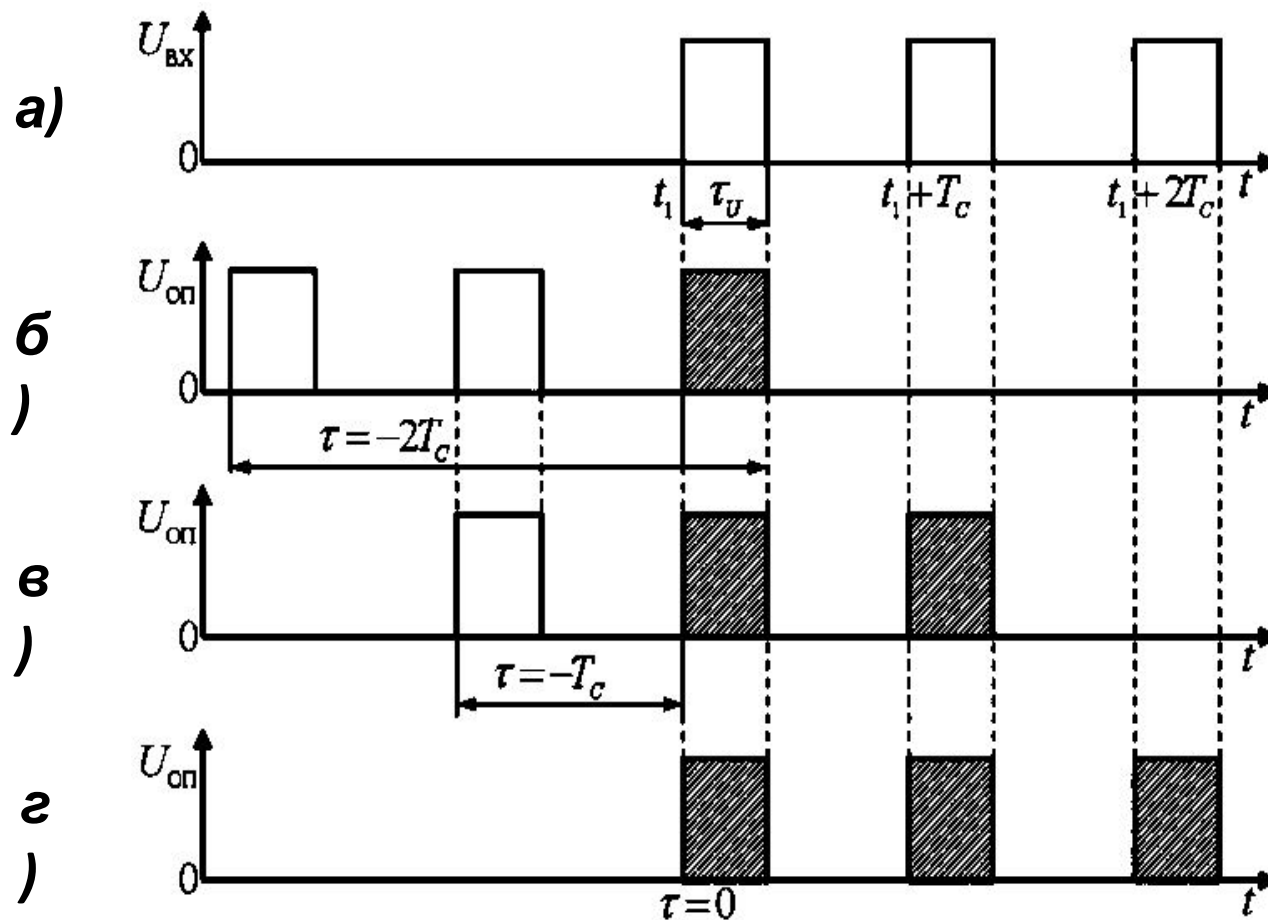


Автокорреляционная функция прямоугольного
видеоимпульса

Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

В данном случае, очевидно, область интегрирования можно ограничить значениями $\pm \tau_{\text{и}}$. Полученная функция $B(\tau)$ имеет форму треугольника с пиковым значением, равным энергии входного сигнала: $B(0) = \mathcal{E}$.

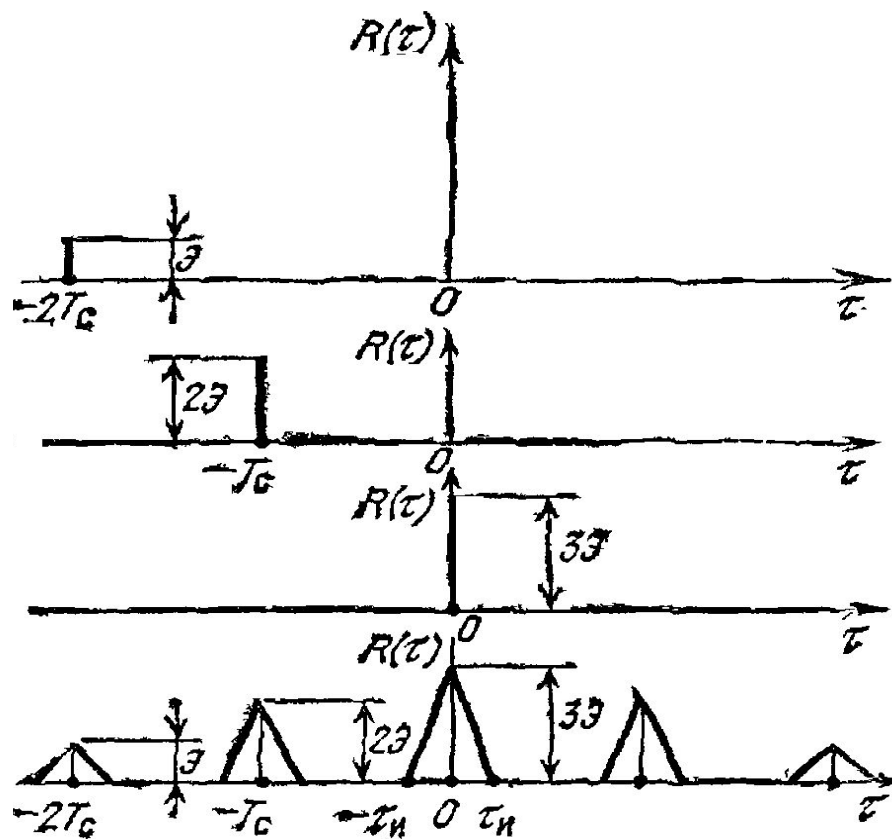
Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.



К определению автокорреляционной функции пачки прямоугольных видеоимпульсов.

Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

д)



К определению автокорреляционной функции пачки прямоугольных видеоимпульсов.

Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

При сдвиге опорного сигнала $u_{\text{оп}}(t)$ относительно входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$ на время $\tau = -2T_c$ (рис. б) один опорный импульс (заштрихованный) полностью совпадает с входным и поэтому $B(\tau) = \mathcal{E}$. Если $\tau = -T_c$, то полностью совпадают два импульса и $B(\tau) = 2\mathcal{E}$, а при $\tau = 0$ – три импульса, что соответствует $B(\tau) = 3\mathcal{E}$ и т. д. Ясно, что вблизи этих значений τ корреляционная функция имеет вид равнобедренного треугольника с основанием $2\tau_{\text{и}}$.

Автокорреляционная функция прямоугольного видеоимпульса.

***Сопоставляя рис.12, д и рис.8, б, убеждаемся в полном совпадении выходных напряжений оптимального фильтра
и коррелятора. Это не случайно: оптимальная фильтрация
и корреляционная обработка сводятся по существу к внутрипериодному интегрированию одиночного импульса
и, кроме того, к межпериодному интегрированию в случае пачки импульсов.***

Выходные напряжения оптимального фильтра и коррелятора

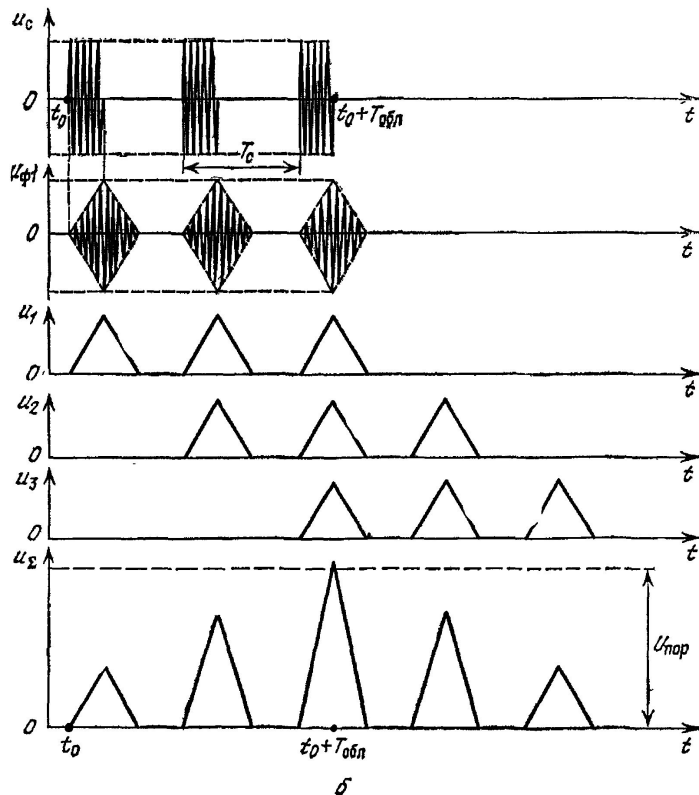


Рис.8,
б

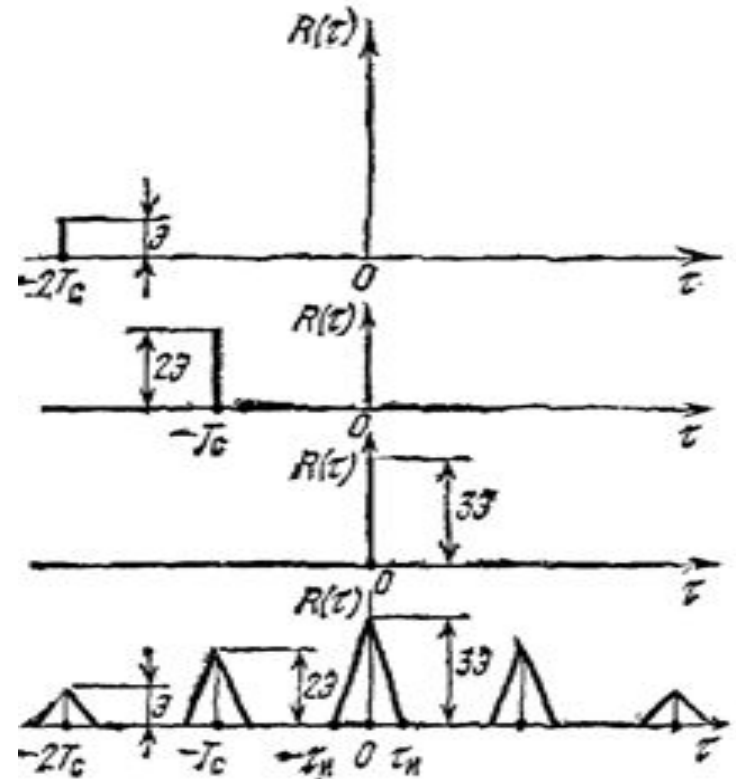
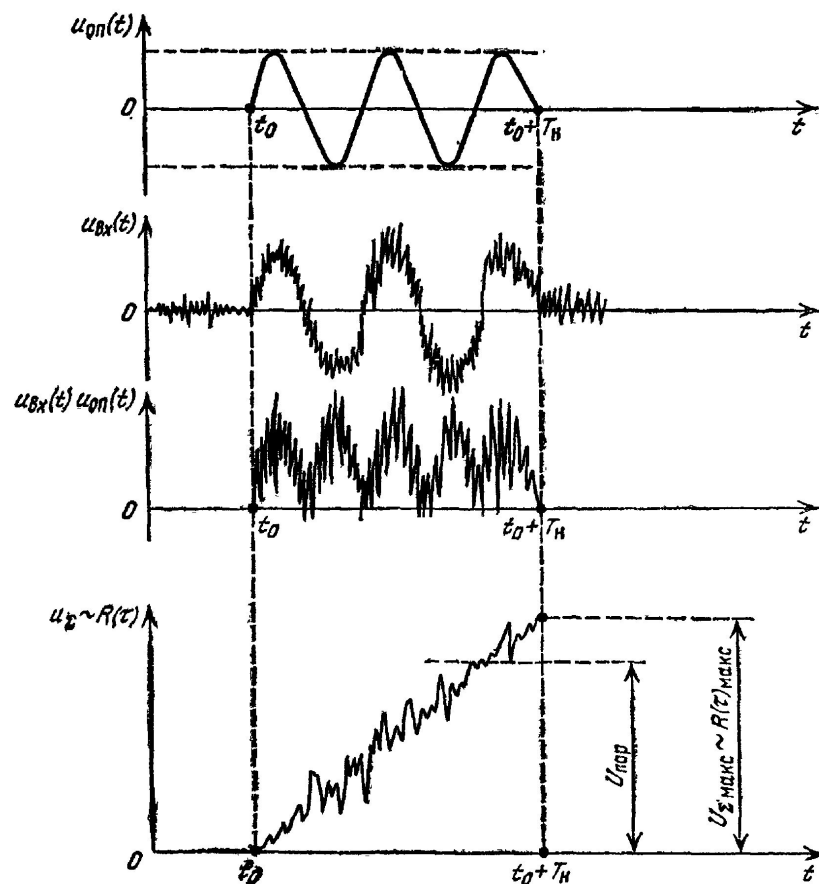


Рис.12,
д

Корреляционный приёмник



**Временные диаграммы процессов
в корреляционном приёмнике**

Корреляционный приёмник

Опорное напряжение $u_{\text{оп}}(t)$ является копией сигнала без шумов $[u_{\text{оп}}(t) = u_c(t)]$, наблюдаемого от $t = t_0$ до $t = t_0 + T_{\text{н}}$. Входное напряжение $u_{\text{вх}}(t)$ отличается от напряжения $u_c(t)$ наличием шумовой составляющей $u_{\text{ш}}(t)$, которая беспорядочно пульсирует относительно оси времени в отсутствие сигнала и относительно кривой $u_c(t)$ при наличии сигнала. На выходе перемножителя получается произведение

$$u_{\text{вх}}(t) \cdot u_{\text{оп}}(t) = [u_c(t) + u_{\text{ш}}(t)]u_c(t) = u_c^2(t) + u_{\text{ш}}(t) \cdot u_c(t)$$

которое равно нулю, когда нет опорного напряжения, а следовательно, и сигнала.

Корреляционный приёмник

Когда имеется сигнал, то за счёт составляющей, равной квадрату напряжения сигнала $u_c^2(t)$, это произведение преимущественно однополярное и, кроме того, несколько пульсирует за счёт шумовой составляющей

Интегратор коррелятора суммирует для каждого момента времени t вплоть до $t_0 + T_H$ произведение $u_{\text{ВХ}}(t) \cdot u_{\text{ОП}}(t)$ и выдает напряжение u_{Σ} , пропорциональное корреляционному интегралу:

$$B(\tau) = \int_{t_0}^{t_0+t} u_{\text{ВХ}}(t) \cdot u_{\text{ОП}}(t) dt = \int_{t_0}^{t_0+t} u_c^2(t) dt = \int_{t_0}^{t_0+t} u_{\text{Ш}}(t) \cdot u_c(t) dt$$

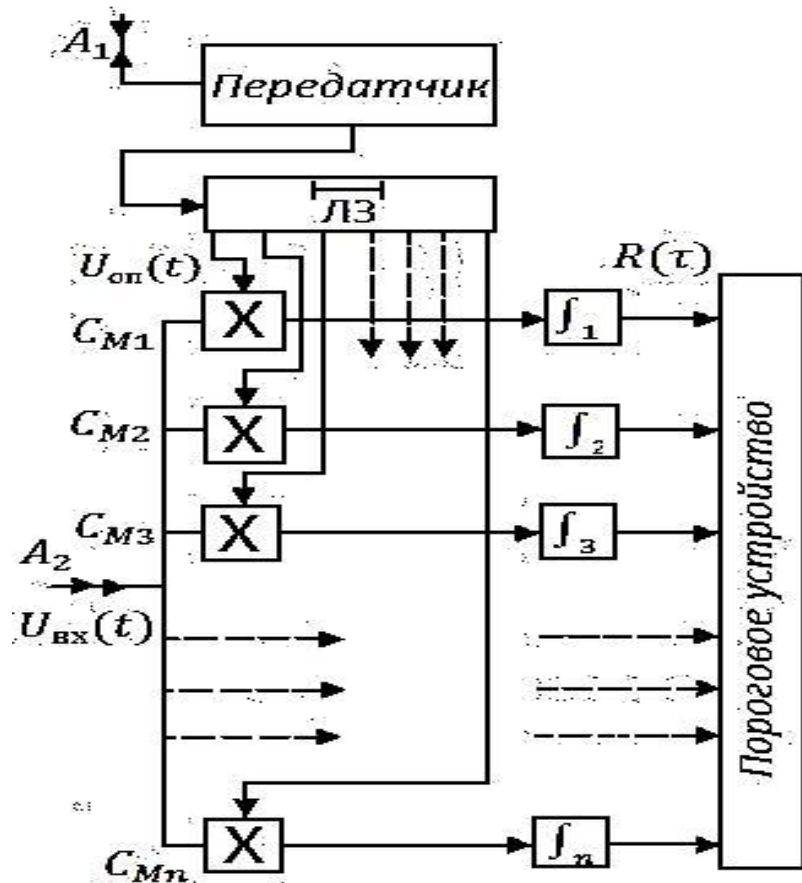
.....
(18)

Корреляционный приёмник

Если бы не было шумовой составляющей, то выходное напряжение коррелятора u_{Σ} монотонно возрастало, но так как второе слагаемое интеграла $B(\tau)$ знакопеременное, то рост $B(\tau)$ сопровождается некоторыми пульсациями.

Ясно, что чем больше длительность корреляционного приёма сигналов, тем больше максимум выходного напряжения $U_{\Sigma \max}$, пропорциональный максимуму корреляционного интеграла $B(\tau)_{\max}$, и тем больше вероятность того, что этот максимум превысит порог $U_{\text{пор}}$.

Корреляционный приёмник



Функциональная схема корреляционного приёмника РЛС

Корреляционный приёмник

Опорное напряжение для коррелятора получают ответвлением незначительной части излучения передатчик в линию задержки. Значение задержки должно быть равно времени запаздывания отражённого сигнала (эхо-сигнала). Если это равенство не соблюдается, то опорный и отражённый сигналы не совпадают во времени, они не коррелируются и напряжение на выходе фильтра (интегратора) не достигает порогового. В связи с этим коррелятор должен быть многоканальным.

Корреляционный приёмник

В каждом канале имеется отдельный смеситель (перемножитель) $C_{M1}, C_{M2}, C_{M3}, \dots$ и интегратор в виде фильтра нижних частот. Задержка создаётся линией задержки, рассчитанной на перекрытие требуемого диапазона дальности. Число отводов (элементов) линии задержки определяется числом каналов, которое выбирают исходя из разрешающей способности РЛС по дальности.

Так как через пороговую схему проходят сигналы из тех каналов, где запаздывание эхо - сигнала совпадает с задержкой опорного напряжения, то имеется возможность использовать это устройство и как многоканальный измеритель дальности.

Импульсная характеристика оптимального фильтра

Чтобы определить импульсную характеристику оптимального фильтра, вычислим обратное преобразование Фурье от частотного коэффициента передачи.

$$K(\omega) = AS^*(\omega)e^{-j\omega t_0} = AS(\omega)e^{-j[\varphi_c(\omega)+\omega t_0]} \quad \dots\dots(1$$

Используя уже применяемую ранее формулу⁹⁾ для определения импульсной характеристики через коэффициент передачи

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad \text{получи}$$

М

Импульсная характеристика оптимального фильтра

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{K}(\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{A}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{S}^*(\omega) e^{-j\omega(t-t_0)} d\omega$$

.....(2
0)

Импульсная характеристика оптимального фильтра

Поскольку $S^*(\omega) = S(-\omega)$, то, переходя к новой переменной $\omega_2 = -\omega$, после несложных преобразований, запишем

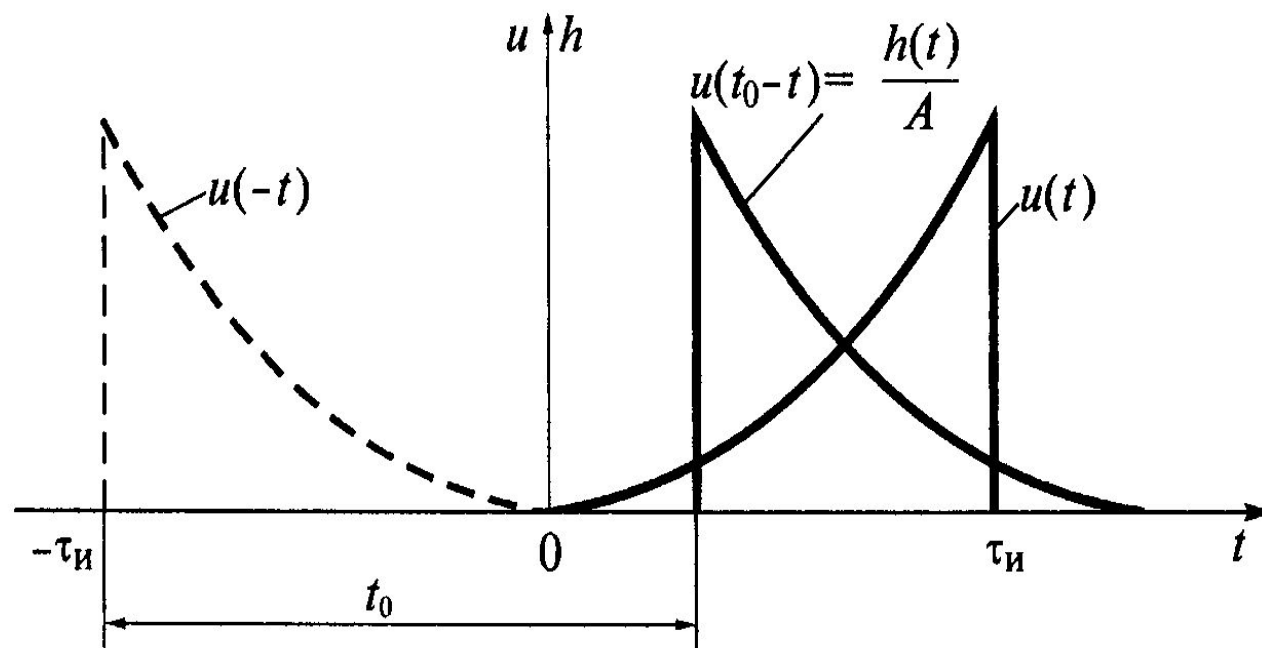
$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{A}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega_2) e^{-j\omega_2(t-t_0)} d\omega_2 = \\ &= \frac{A}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega_2) e^{j\omega_2(t_0-t)} d\omega_2 = Au(t_0 - t) \end{aligned}$$

**.....(2
1)**

Импульсная характеристика оптимального фильтра

Следовательно, импульсная характеристика оптимального фильтра совпадает с зеркально отражённой относительно оси ординат копией входного сигнала, сдвинутой на интервал t_0 по оси времени. Об этом говорит отрицательный знак при аргументе t в формуле (21).

Импульсная характеристика оптимального фильтра



К построению импульсной характеристики оптимального фильтра

Построение импульсной характеристики оптимального фильтра

Покажем принцип построения импульсной характеристики оптимального фильтра применительно к некоторому импульсному сигналу $u(t)$ длительностью $\tau_{\text{И}}$.

Поскольку при $t < 0$ импульсная характеристика линейной цепи не существует, то временная задержка t_0 между началом действия сигнала на входе фильтра и моментом образования максимального пика сигнала на его выходе должна быть не менее длительности сигнала $\tau_{\text{И}}$. Это одно (необходимое, но не достаточное) из условий физической реализуемости оптимального фильтра, показывающее, что для создания максимального пика сигнала на выходе надо провести обработку фильтром всего входного сигнала $u(t)$.

Свойства оптимального фильтра

Фундаментальной особенностью оптимального фильтра является то, что обнаружение с его помощью сигнала в шумах зависит не от формы, а от его энергии.

В частности, за счёт увеличения длительности входного импульса можно надёжно обнаруживать сигналы небольшой амплитуды в шумах. Однако при этом приходится проигрывать в скоростях обработки информации.

