

ФИЗИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ
КАЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

ХРИСТОФОРОВ А.В.

СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ
СИГНАЛА УСТРОЙСТВАМИ НА ПАВ

(учебно-методическое пособие)

Казань 2004

Печатается по решению Редакционно-издательского совета физического факультета

Утверждено на заседании каф. радиоэлектроники.
Протокол № 5-04 от 01.07. 04

УДК 621.38

Христофоров А.В. Согласованная фильтрация сигналов устройствами на ПАВ (учебно-методическое пособие). Пособие к специальному лабораторному практикуму для студентов старших курсов и магистрантов кафедр радиофизического направления. Казань 2004, 20 с.

Аннотация

Пособие содержит основные сведения о согласованной фильтрации сигналов. На примере устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ) показано, как практически реализуется согласованная фильтрация сигналов с внутриимпульсной частотной и фазовой модуляцией. Приводится описание лабораторной установки для наблюдения согласованной фильтрации сигналов и измерения их характеристик, на которой студентам предлагается самостоятельно выполнить ряд практических заданий.

Рецензент:

Нугманов И.С., к.ф.-м.н., доцент кафедры радиофизики Казанского госуниверситета

© Физический факультет Казанского государственного университета, 2004.

СОДЕРЖАНИЕ

1. ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛА	4
1.1 Общие сведения	4
1.2 Задача оптимальной фильтрации	6
1.3 Спектр сигнала с линейной частотной модуляцией	9
1.4 Согласованный фильтр для ЛЧМ - импульса	12
2. СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ в УСТРОЙСТВАХ НА ПАВ.....	14
2.1 Сигналы с линейной частотной модуляцией.....	14
2.2 Сигналы с модуляцией фазы	16
3. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ	18
3.1 Измерение характеристик дисперсионных линий задержки	18
3.2 Согласованная фильтрация ЛЧМ и ФМ сигналов	19
Литература	20

1. ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛА

1.1 Общие сведения

Обеспечение помехоустойчивости одна из важнейших радиотехнических задач. Помехи возникают как в среде, через которую передается сигнал, так и в устройствах преобразующих сигнал. Целью теории является получение математического выражения, описывающего такие преобразования входного воздействия, чтобы выделение полезного сообщения из смеси, образованной сигналом и шумом осуществлялось наилучшим образом. Нахождение такого алгоритма принципиально решает задачу синтеза оптимального приемного устройства. Это направление радиотехники получило название теории оптимальных методов радиоприема.

Техническая сторона заключается в проектировании устройства, обеспечивающего наилучший прием полезного сообщения. В зависимости от того, что является полезным сообщением требуется решение различных проблем:

1. Обнаружение сигнала. (Есть ли полезный сигнал? - Да/нет).
2. Оценка параметров, когда требуется с наибольшей точностью определить значение одного или нескольких параметров полезного сигнала, таких, как амплитуда, частота и т. п.
3. Различение сигналов, когда возможно наличие на входе нескольких сигналов и нужно указать, какие именно сигналы присутствуют.
4. Воспроизведение формы сигнала, искаженной действием шумов, в ее первоначальном виде.
5. Предсказание сигнала, когда нужно, располагая «историей» сигнала, предсказать его наиболее вероятные значения в будущем.

Задачи обнаружения, оценки параметров, различения сигналов возникают, например, в радиолокации, радиоастрономии, когда амплитуда полезного сигнала соизмерима с эффективным напряжением шума на входе приёмной системы. Обнаружение принятого сигнала в радиолокационных приёмниках не связано с сохранением его формы, а сводится к получению узкого "выброса" полезного сигнала над уровнем шума. Задачи воспроизведения и предсказания характерны для систем автоматического управления.

Частотно-избирательная цепь, выполняющая обработку смеси сигнала и шума наилучшим образом называется оптимальным фильтром. Критерием оптимальности в радиотехнике принято считать обеспечение максимума отношения сигнал/шум. Это требует выбора такой формы частотного коэффициента передачи фильтра, которая обеспечивает максимум отношения сигнал/шум на его выходе.

Частотный коэффициент передачи (или комплексная частотная характеристика) является основной характеристикой линейной стационарной цепи. Его можно определить как отношение спектральных плотностей входного и выходного сигнала:

$$\bar{K}(\omega) = \bar{S}_{\text{ВЫХ}}(\omega) / \bar{S}_{\text{ВХ}}(\omega). \quad (1)$$

Спектральная плотность сигнала определяется как прямое преобразование Фурье:

$$\bar{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t)e^{-i\omega t} dt, \quad (2)$$

где функция $U(t)$ определяет форму сигнала. Спектральная плотность также может быть записана в виде:

$$\bar{S}_{\text{ВХ}}(\omega) = S_{\text{ВХ}}(\omega)e^{i\varphi_c(\omega)}, \quad (3)$$

где $S_{\text{ВХ}}(\omega)$ - амплитудно-частотная характеристика, $\varphi_c(\omega)$ - ФЧХ сигнала.

На рис.1 изображены некоторые типичные сочетания сигнала и шума. Пусть $S(\omega)$ – амплитудно-частотная характеристика сигнала, $W(\omega)$ - энергетический спектр помехи. В зависимости от вида этих функций можно определить АЧХ фильтра $K(\omega)$, осуществляющего оптимальную фильтрацию сигнала на фоне помехи. Если $S(\omega)$ и $W(\omega)$ не перекрываются, то оптимальный фильтр представляет собой полосно-пропускающий фильтр, настроенный на спектр сигнала (рис.1,а).

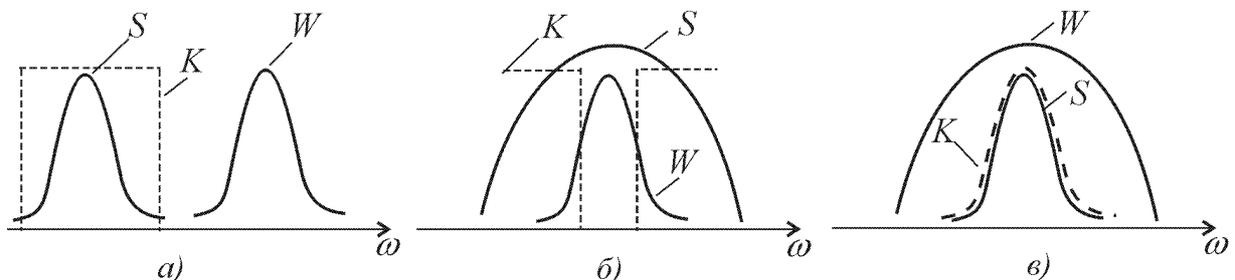


Рис.1 Примеры согласованной фильтрации при одновременном действии сигнала и помехи

Если спектральная плотность сигнала значительно шире спектральной плотности помехи, то оптимальную фильтрацию сигнала можно осуществить с помощью полосно-заграждающего фильтра, вырезающего часть спектра сигнала вместе с полным спектром помехи (рис.1,б).

Когда спектральная плотность помехи перекрывает весь спектр сигнала, то АЧХ фильтра должна по виду масштабированно повторять спектральную плотность сигнала (рис.1,в). В этом случае ослабление сигнала из-за неравномерности $K(\omega)$ выражено меньше, чем ослабление помехи, поскольку $K(\omega)$ повторяет $S(\omega)$ по форме. $K(\omega)$ стремится к нулю на тех участках частотного спектра, вклад которых в энергию сигнала мал.

В результате на выходе фильтра помеха ослаблена по отношению к сигналу и обеспечено максимально возможное отношение сигнал /шум.

Рассмотренные примеры показывают, что оптимальная фильтрация строится на принципе согласования амплитудно-частотной характеристики фильтра с формой спектральной плотности сигнала. Поэтому оптимальный фильтр называют согласованным и говорят о согласованной фильтрации по отношению к известной форме входного сигнала.

1.2 Задача оптимальной фильтрации [1, Ч.2]

Будем считать, что на вход линейного стационарного четырехполюсника подается аддитивная смесь сигнала и шума. Математическая задача состоит в нахождении такого частотного коэффициента передачи фильтра $K_{ОПТ}(\omega)$, который обеспечивает максимум отношения сигнал/шум на выходе фильтра : $|U_{ВЫХ}(t)| / \sqrt{N}$, где $|U_{ВЫХ}(t)|$ - модуль мгновенного значения сигнала, N - средняя мощность шума на выходе фильтра.

Будем считать, что фильтр, осуществляющий обработку смеси сигнала $U_{ВХ}(t)$ и шума имеет частотный коэффициент передачи

$$\bar{K}(\omega) = K(\omega)e^{i\varphi_K(\omega)}, \quad (4)$$

где $K(\omega)$ - амплитудно-частотная характеристика, $\varphi_K(\omega)$ - фазочастотная характеристика четырехполюсника. В соответствии с (1) спектральная

плотность сигнала на выходе фильтра $\bar{S}_{ВЫХ}(\omega) = \bar{S}_{ВХ}(\omega) \cdot \bar{K}(\omega)$. Используя соотношения (3) и (4) получим

$$\bar{S}_{ВЫХ}(\omega) = S_{ВХ}(\omega) \cdot K(\omega)e^{i(\varphi_C(\omega)+\varphi_K(\omega))}. \quad (5)$$

Допустим, что пик сигнала получается на выходе фильтра в какой-то (пока неизвестный) момент времени $t = t_0$. Используя (5) и формулу обратного преобразования Фурье для момента t_0 получим

$$U_{ВЫХ}(t_0) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ВХ}(\omega)K(\omega)e^{i(\varphi_C(\omega)+\varphi_K(\omega)+\omega t_0)} d\omega. \quad (6)$$

Допустим, что действующая на входе четырехполюсника помеха имеет вид белого шума с равномерным энергетическим спектром $W_{П}(\omega) = W_0$. Средняя мощность шума

$$N = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_{П}(\omega)K^2(\omega)d\omega = \frac{W_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega)d\omega \quad (7)$$

Эффективное значение шума равно половинной степени N .

Используя выражения (6) и (7) получаем, что отношение сигнал/шум равно

$$\frac{|U_{BBLX}(t)|}{\sqrt{N}} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{BX}(\omega) K(\omega) e^{i(\varphi_C + \varphi_K + \omega t_0)} d\omega}{\left(\frac{W_o}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K^2(\omega) d\omega \right)^{\frac{1}{2}}}. \quad (8)$$

Оптимальный коэффициент передачи фильтра максимизирует это выражение и может быть найден на основе неравенства Коши-Шварца для определенных интегралов:

$$\left| \int_a^b f(x) \varphi^*(x) dx \right| \leq \left(\int_a^b |f(x)|^2 dx \int_a^b |\varphi(x)|^2 dx \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (9)$$

где $f(x)$ и $\varphi(x)$ - функции комплексной переменной. Знак равенства имеет место в случае, если функции $f(x)$ и $\varphi(x)$ равны или в общем случае связаны соотношением $f(x) = C \varphi^*(x)$, где C - постоянная.

Будем считать, что

$$\begin{aligned} \bar{f}(x) &= \bar{S}_{BX}(\omega) = S_{BX}(\omega) e^{i\varphi_C(\omega)}, \\ \bar{\varphi}(x) &= K(\omega) e^{i(\varphi_K(\omega) + \omega t_0)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Воспользуемся неравенством (9) применительно к числителю выражения (8). Максимум отношения сигнал/шум достигается при условии

$$\bar{S}_{BX}(\omega) = C \cdot K(\omega) e^{-i(\omega t_0 + \varphi_K(\omega))}. \quad (11)$$

Используя (3), получаем

$$S_{BX}(\omega) e^{i\varphi_C(\omega)} = C \cdot K(\omega) e^{-i(\omega t_0 + \varphi_K(\omega))}. \quad (12)$$

Если два комплексных числа равны, то равны их модули и аргументы:

$$\begin{aligned} S_{BX}(\omega) &= C \cdot K(\omega), \\ \varphi_C(\omega) &= -(\varphi_K(\omega) + \omega t_0). \end{aligned} \quad (13)$$

Используя выражения (12) и (4) получим оптимальный частотный коэффициент передачи фильтра

$$\bar{K}_{ОПТ}(\omega) = C^{-1} \cdot S_{BX}(\omega) e^{-i\varphi_C(\omega)} e^{-i\omega t_0} = C^{-1} \cdot \bar{S}_{BX}^*(\omega) e^{-i\omega t_0}. \quad (14)$$

Полученный результат подтверждает вывод о том, что частотный коэффициент передачи согласованного фильтра определяется

спектральной плотностью сигнала, для выделения которого он предназначен. Амплитудно-частотная характеристика фильтра является масштабной копией АЧХ сигнала:

$$K_{\text{ОПТ}}(\omega) = C^{-1} \cdot S_{\text{ВХ}}(\omega). \quad (15)$$

Фазочастотная характеристика фильтра в соответствии с (13) имеет вид:

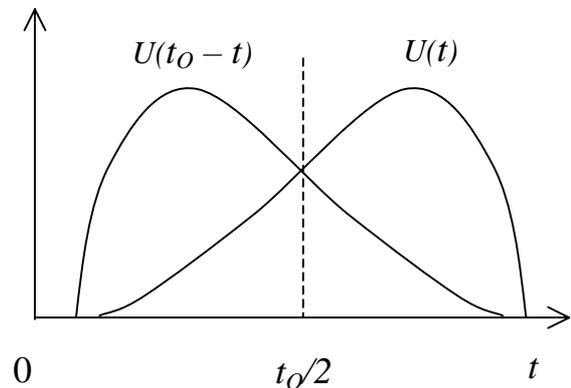
$$\varphi_K(\omega) = -(\varphi_C(\omega) + \omega t_0). \quad (16)$$

Физический смысл последнего выражения состоит в том, что начальные фазы спектральных составляющих на выходе согласованного фильтра должны быть скомпенсированы таким образом, чтобы в момент времени t_0 все они имели одинаковую фазу. Компенсацию фаз обеспечивает первое слагаемое в правой части выражения (16) равное $-\varphi_C(\omega)$. Действительно, при прохождении через оптимальный фильтр начальная фаза $\varphi_C(\omega)$ любого из компонентов спектра входного сигнала уничтожается равным, но противоположным по знаку фазовым сдвигом $-\varphi_C(\omega)$, создаваемым фильтром. Если бы не второе слагаемое $-\omega t_0$, то сложение всех компонентов спектра с нулевыми начальными фазами должно было бы привести к образованию пика сигнала в момент $t = 0$ (так как при нулевых начальных фазах все гармонические составляющие спектра равны амплитудному значению в момент $t = 0$). Очевидно, что максимальное значение выходного сигнала может быть достигнуто не ранее, чем к моменту окончания действия сигнала на входе фильтра. Из этого следует, что четырехполосник с фазовой характеристикой $-\varphi_C(\omega)$ как отдельное, самостоятельное устройство физически не реализуем.

Можно, однако, для некоторых сигналов осуществить четырехполосник с фазовой характеристикой вида $-(\varphi_C(\omega) + \omega t_0)$. Линейная часть фазовой характеристики $-\omega t_0$ обеспечивает сдвиг момента образования пика сигнала из точки $t = 0$ в точку $t = t_0$, которая отвечает условию $t_0 \geq T$, где T - длительность входного сигнала. Это условие определяет выбор момента времени в выражении (6).

Иными словами, элементарные спектральные составляющие при условии (16) складываются когерентно и в момент времени $t = t_0$ образуют "всплеск" выходного сигнала. Это возможно, если задержка сигнала при прохождении фильтра не меньше, чем полная длительность сигнала. Отсюда следует вывод, что использование согласованной фильтрации для увеличения отношения сигнал/шум возможно при импульсном сигнале или при ограниченной по длительности пачке импульсов.

Поскольку коэффициент передачи оптимального фильтра $K(i\omega)$ является функцией, сопряженной по отношению к спектральной функции $S(\omega)$, то существует тесная связь также и между временными характеристиками фильтра и сигнала. Если задан сигнал $U(t)$, то импульсная характеристика согласованного фильтра $g(t)$ определяется как функция $g(t) = A_0 U(t_0 - t)$. Функция $U(t_0 - t)$ зеркальна по отношению к исходному сигналу $U(t)$ с осью симметрии, проходящей через точку $t_0/2$ на оси абсцисс, как показано на рисунке.



Выше рассмотрен формальный подход к решению задачи оптимальной фильтрации сигналов. Выбор конкретного вида сигнала для решения практической задачи связан с необходимостью определить его АЧХ и ФЧХ, чтобы иметь возможность подобрать соответствующий ему тип оптимального фильтра. Ниже рассматривается подход к решению этой задачи для сигналов с внутриимпульсной частотной модуляцией.

1.3 Спектр сигнала с линейной частотной модуляцией

Сигналы с изменяющимися в пределах радиоимпульса частотой или фазой высокочастотной несущей называют сигналами с внутриимпульсной

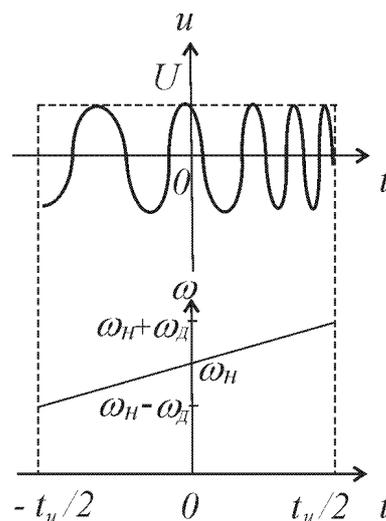


Рис.2 Прямоугольный ЛЧМ импульс и его дисперсионная характеристика модуляцией. Они находят широкое применение, например, в радиолокации для помехоустойчивого кодирования и распознавания сигналов, выделения

сигналов на фоне шума, то есть там, где согласованная фильтрация необходима.

Рассмотрим задачу нахождения спектра прямоугольного радиоимпульса длительностью t_H с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), для которого частота линейно изменяется внутри радиоимпульса в пределах от $\omega_H - \omega_D$ до $\omega_H + \omega_D$ (рис.2).

Запишем выражение для сигнала в виде: $U(t) = U \cos[\omega(t)t]$ (в пределах $-t_H/2 < t < t_H/2$), а закон изменения мгновенной частоты колебаний в виде $\omega(t) = \omega_H + \gamma t$, где ω_H - несущая частота, $\gamma = 2\omega_D / t_H$ - скорость изменения частоты, ω_D - девиация частоты.

Спектральная плотность прямоугольного ЛЧМ-импульса в соответствии с (2) равна:

$$\bar{S}(\omega) = U \int_{-t_H/2}^{t_H/2} \cos\left(\int_0^t \omega(t) dt\right) e^{-i\omega t} dt. \quad (17)$$

Подставив сюда $\omega(t) = \omega_H + \gamma t$ получим:

$$\bar{S}(\omega) = U \int_{-t_H/2}^{t_H/2} \cos\left(\omega_H t + \frac{\gamma t^2}{2}\right) e^{-i\omega t} dt. \quad (18)$$

Используя формулу Эйлера, находим:

$$\begin{aligned} \bar{S}(\omega) = & U/2 \int_{-t_H/2}^{t_H/2} \exp\left\{i\left[\left(\omega_H - \omega\right)t + \frac{\gamma t^2}{2}\right]\right\} dt \\ & + U/2 \int_{-t_H/2}^{t_H/2} \exp\left\{-i\left[\left(\omega_H + \omega\right)t + \frac{\gamma t^2}{2}\right]\right\} dt. \end{aligned} \quad (19)$$

Полученное выражение точно описывает спектральную плотность ЛЧМ-импульса. Как и для всех модулированных сигналов оно содержит два всплеска вблизи $\omega = \omega_H$ и $\omega = -\omega_H$. Девиация частоты определяет частотную ширину этих всплесков. В области положительных частот

$$\bar{S}(\omega) = \frac{U}{2} \int_{-t_H/2}^{t_H/2} \exp\left\{i\left[\left(\omega_H - \omega\right)t + \frac{\gamma t^2}{2}\right]\right\} dt = S(\omega) e^{i\varphi(\omega)}. \quad (20)$$

Отсюда могут быть получены модуль и фаза спектральной плотности ЛЧМ-импульса [1, Ч.1]:

$$S(\omega) = \sqrt{(\pi/4B) \cdot \sqrt{\{[C(u_1) - C(u_2)]^2 + [F(u_1) - F(u_2)]^2\}}}, \quad (21)$$

$$\varphi(\omega) = -(\omega - \omega_0)^2/2B + \text{arctg}\{[F(u_1) - F(u_2)]/[C(u_1) - C(u_2)]\}. \quad (22)$$

Здесь $F(u)$ и $C(u)$ – интегралы Френеля;

$$\begin{aligned} u_1 &= [1 - (\omega - \omega_0)/\omega_D] \sqrt[3]{(\pi m/4)}, \\ u_2 &= - [1 - (\omega + \omega_0)/\omega_D] \sqrt[3]{(\pi m/4)}, \\ m &= 2 f_D t_H. \end{aligned} \quad (23)$$

Эти выражения могут быть положены в основу синтезирования фильтра. Однако создание четырехполюсника, точно реализующего столь сложные амплитудную и фазовую характеристики фильтра, представляет собой задачу трудную или вообще невыполнимую. Поэтому используют упрощающие предположения. При $m \gg 1$ (что обычно выполняется на практике) и $\omega = \omega_0$ получаем $u_1 \gg 1$, $u_2 \gg 1$, $C(u_1) \approx 1/2$, $C(u_2) \approx -1/2$, $S(u_1) \approx 1/2$ и $S(u_2) \approx -1/2$. Тогда спектральная плотность сигнала с достаточной степенью точности описывается прямоугольной функцией вида:

$$S(\omega) \cong \begin{cases} 0 & 0 < \omega < \omega_H - \omega_D \\ U \sqrt{\frac{\pi}{2\gamma}} & \omega_H - \omega_D < \omega < \omega_H + \omega_D \\ 0 & \omega > \omega_H + \omega_D \end{cases} \quad (24)$$

Согласно (24) модуль амплитудно-частотной характеристики ЛЧМ импульса - величина постоянная в пределах полосы $\Delta\omega = \gamma t_H$, где γ - скорость изменения частоты.

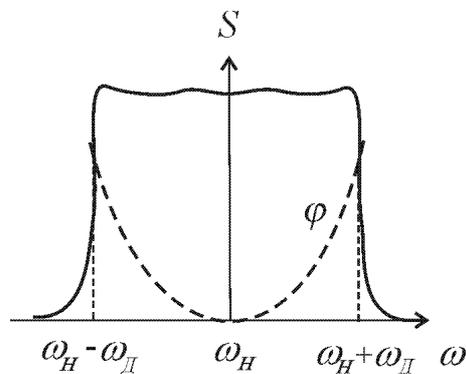


Рис.3 АЧХ и ФЧХ радиоимпульса с ЛЧМ

Фазо-частотная характеристика ЛЧМ-импульса в пределах частоты девиации имеет квадратичную зависимость от частоты (пунктир на рис.3):

$$\varphi(\omega) \approx - (\omega - \omega_H)^2 / 2\gamma. \quad (25)$$

Таким образом, точные выражения (21) и (22) заменяются приближенными (24) и (25). Графики АЧХ и ФЧХ изображены на рис.3.

1.4 Согласованный фильтр для ЛЧМ - импульса

Фильтр, согласованный с ЛЧМ-импульсом, в соответствии с (24) должен иметь постоянную амплитудно-частотную характеристику в пределах $2\omega_d$. Фазовая характеристика, в соответствии с (16) и (25) должна описываться выражением

$$\varphi(\omega) = -(\omega - \omega_H)^2/2\gamma - \omega t_0. \quad (26)$$

Требуемую АЧХ и ФЧХ (26) можно реализовать на основе дисперсионной линии задержки (ДЛЗ) с линейной зависимостью времени задержки сигнала от частоты несущей. Такие линии задержки выполняют и прямую и обратную задачу, т.е. используются и для формирования импульсов с линейной частотной модуляцией и как согласованные фильтры для этих сигналов.

Как известно, ФЧХ четырехполюсника и время задержки сигнала, проходящего через него связаны соотношением $t_3 = -d\varphi_K(\omega)/d\omega$. Используя (26) находим время задержки:

$$t_3 = -[\omega(t) - \omega_H]/\gamma + t_0.$$

Здесь t_0 - время появления сигнала на выходе. Подставляя $\omega(t) = \omega_H + \gamma t$ находим $t_3 = t_0 - t$, где t - время подачи импульса на вход. Отсюда видим, что все спектральные составляющие сигнала задерживаются на одинаковое время t_3 , и появляются на выходе ДЛЗ одновременно в момент времени t_0 , что и требуется при согласованной фильтрации.

Найдем выражение для сигнала на выходе согласованного фильтра. Для этого используем обратное преобразование Фурье:

$$U_{ВЫХ}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ВЫХ}(\omega) e^{i\omega t} d\omega. \quad (27)$$

Подставив в (27) соотношения (1), (3) и (15), получим

$$U_{ВЫХ}(t) = \frac{C^{-1}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ВХ}^2(\omega) e^{i\omega(t-t_0)} d\omega. \quad (28)$$

Используя выражение для АЧХ ЛЧМ- импульса (24), находим

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ}(t) &= \frac{C^{-1}U^2}{4\gamma} \int_{\omega_H - \omega_d}^{\omega_H + \omega_d} e^{i\omega t'} d\omega = \frac{C^{-1}U^2}{4\gamma} \int_{\omega_H - \omega_d}^{\omega_H + \omega_d} \cos(\omega t') d\omega + \\ &+ i \frac{C^{-1}U^2}{4\gamma} \int_{\omega_H - \omega_d}^{\omega_H + \omega_d} \sin(\omega t') d\omega, \end{aligned} \quad (29)$$

где $t' = t - t_0$. Второй интеграл в (29) равен нулю, так как нечётная функция $\sin \omega t'$ интегрируется на симметричном интервале.

Полагаем для простоты, что $U = 1$ и модуль передаточной функции фильтра $K(\omega) = 1$. С учетом (24) и (13) получаем $C = S(\omega)/K(\omega) = S(\omega) = \sqrt{(\pi/2)\gamma}$. Преобразуя (29) находим

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{t_0}{2} \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi}} \frac{\sin[\omega_D(t-t_0)]}{\omega_D(t-t_0)} \cos[\omega_H(t-t_0)] \quad (30)$$

Учитывая, что $\frac{t_0}{2} \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi}} = \frac{t_0}{2} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sqrt{\frac{2\omega_D}{t_0}} = \sqrt{2f_D t_0} = \sqrt{m}$ окончательно получаем

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \sqrt{m} \frac{\sin[\omega_D(t-t_0)]}{\omega_D(t-t_0)} \cos[\omega_H(t-t_0)] \quad (31)$$

Вид выходного сигнала изображен на рис.4. Сигнал представляет

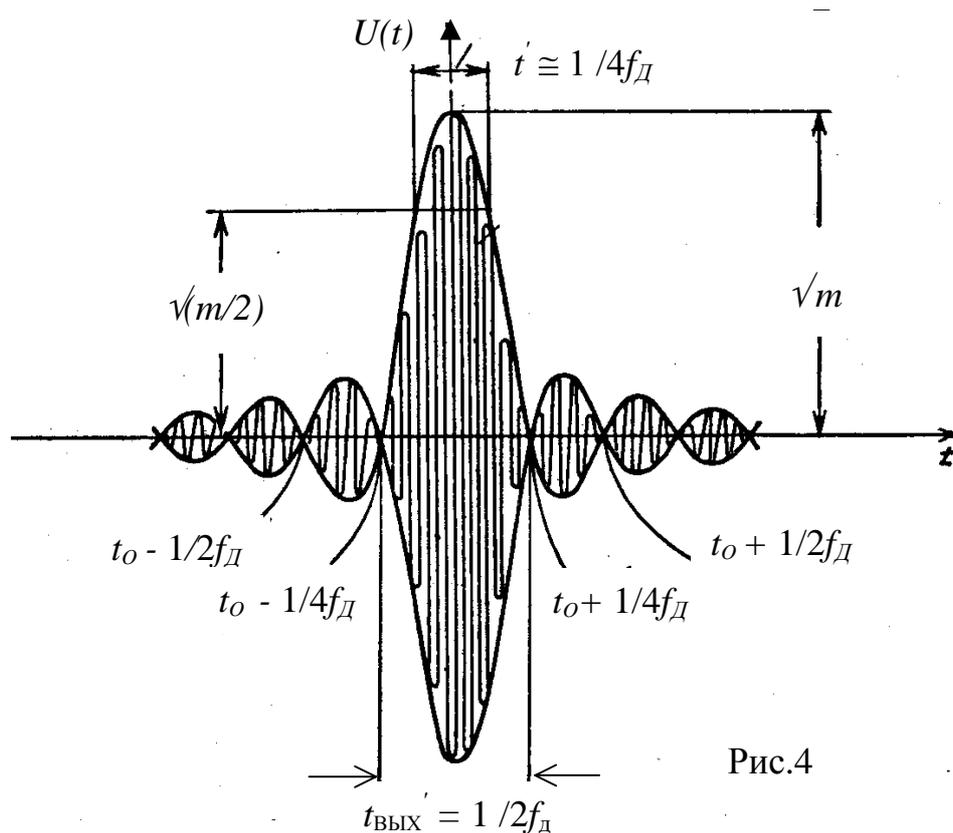


Рис.4

собой "всплеск" с высокочастотным заполнением на частоте ω_H . Наибольшая амплитуда равна $U(t) = \sqrt{m}$ вольт (при $U = 1$ В на входе), а длительность основного лепестка между первыми двумя нулями обратно пропорциональна удвоенной частоте девиации $t'_{\text{вых}} = \pi/\omega_D = 1/2f_D$.

Длительность выходного импульса на уровне $1/\sqrt{2}$ от максимального значения получается приблизительно вдвое меньшая $t' \approx 1/4f_d$. Отношение $t_H / t'_{вых} \approx 2f_d t_H = m$ называется коэффициентом сжатия частотно - модулированного импульса в оптимальном фильтре. Практические значения m имеют порядок величины $10^3 \dots 10^4$, поэтому длительность сигнала на выходе согласованного фильтра может быть уменьшена в $10^2 \dots 10^3$ раз по сравнению с длительностью ЛЧМ-импульса.

Компенсация фаз спектра сигнала при согласованной фильтрации в рассматриваемом случае приводит к сокращению длительности импульса в m раз при одновременном увеличении амплитуды сигнала в \sqrt{m} раз. Это обстоятельство является весьма ценным в радиолокации, так как позволяет удлинять импульс, излучаемый передатчиком, и увеличивать его энергию без потери разрешающей способности. Это преимущество особенно сильно проявляется в тех случаях, когда увеличение амплитуды импульсов в передатчике ограничивается импульсной мощностью приборов, используемых в генераторе колебаний. Значительно проще повышать энергию сигнала путем удлинения импульсов при одновременном наложении частотной модуляции.

2. СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ В УСТРОЙСТВАХ НА ПАВ

2.1 Сигналы с линейной частотной модуляцией

Согласованная фильтрация сигналов с частотной и фазовой модуляцией сравнительно легко реализуется в устройствах на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [2,3]. Формирователь радиоимпульсов с внутриимпульсной линейной частотной модуляцией и согласованный фильтр для него представляют собой дисперсионные акустические линии задержки (ДАЛЗ).

Устройство и принцип работы ДАЛЗ поясняется на рис.3,а. На поверхности пьезоэлектрического звукопровода 1 методом напыления нанесены решетки металлических электродов 2 и 3 – встречно-штыревые преобразователи (ВШП). Входной преобразователь 2 - эквидистантный (с одинаковым расстоянием между электродами). Выходной преобразователь 3 - неэквидистантный. Шаг его электродов изменяется в некоторых пределах от b до b_1 . Электрический сигнал на входном ВШП возбуждает на поверхности звукопровода упругую волну за счет обратного пьезоэффекта. Волна распространяется по поверхности звукопровода в сторону выходного ВШП, где преобразуется в электрический сигнал за счет прямого пьезоэффекта.

Разные составляющие спектра входного сигнала получают на выходном преобразователе различные задержки. Величина задержки зависит от длины упругой волны (определяемой частотой входного

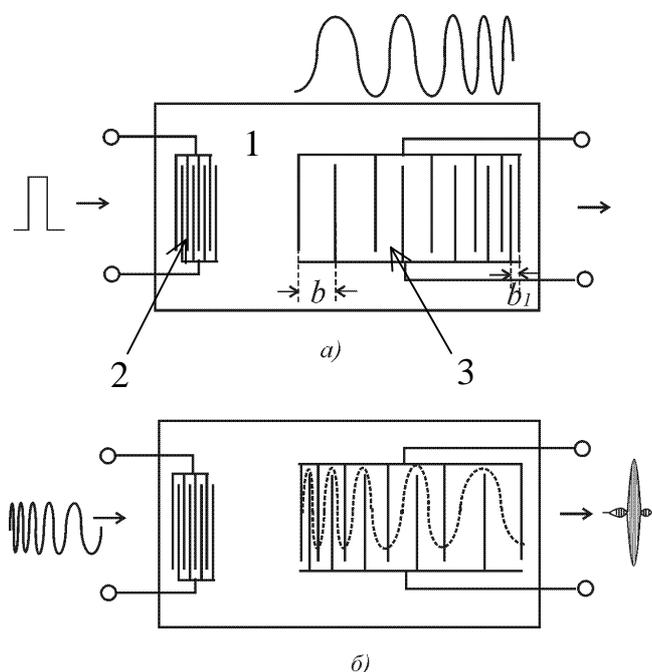


Рис.3

сигнала) и нарастает от $t_{МИН}$ для низкочастотной оставляющей спектра (для которой выполняется условие $2b = \lambda_{МАКС}$) до $t_{МАКС}$ для высокочастотной составляющей спектра ($2b_1 = \lambda_{МИН}$). Дисперсионная характеристика линии задержки, т.е. зависимость времени задержки от частоты может быть сделана линейной.

Если на входной ВШП линии задержки подается достаточно короткий видеоимпульс (т.е. его спектр настолько широкий, что захватывает полосу пропускания выходного преобразователя), то на выходе ЛЗ формируется импульс с линейной частотной модуляцией. Если для возбуждения используется радиоимпульс на несущей частоте, попадающей в полосу пропускания выходного преобразователя, то на выходе линии задержки формируется сигнал, имеющий вид спектральной характеристики радиоимпульса (рис.4).

На рис.3,б изображена линия задержки с дисперсионной характеристикой имеющей такой же наклон как на рис.3,а, но с обратным знаком. Она является согласованным фильтром для импульса, сформированного первой линией и может быть использована для «сворачивания» ЛЧМ-импульса в короткий интенсивный сигнал.

2.2 Сигналы с модуляцией фазы

Для формирования радиоимпульсов с внутриимпульсной модуляцией фазы (ФМ) также применяются акустические линии задержки. Отличие от дисперсионной линии задержки состоит в конструкции выходного преобразователя (рис.6,а), где строгая упорядоченность в чередовании электродов противоположной полярности (+--+--) местами нарушается (+--+--). Таким образом можно произвольно задавать фазу высокочастотной несущей внутри выходного радиоимпульса.

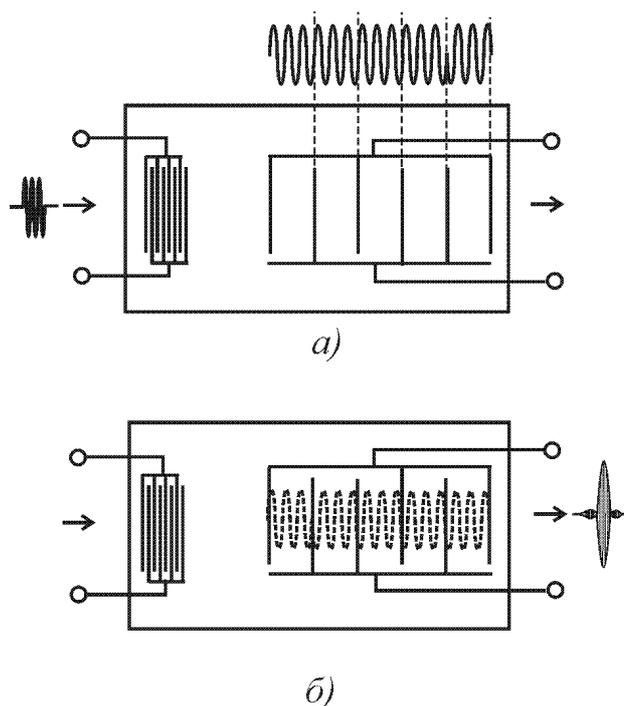


Рис.6

Входной формирователь возбуждается коротким радиоимпульсом с несущей частотой f_H . Упругая волна формирует на выходном ВШП протяжённый радиоимпульс также на несущей частоте f_H . Для изображённого на рис.6,а случая изменение фазы несущей внутри радиоимпульса может принимать два значения - 0° и 180° .

Таким образом, выходной сигнал содержит последовательность из одинаковых по длительности отрезков высокочастотной несущей, фаза которых изменяется в соответствии с чередованием электродов ВШП. Этой последовательности можно сопоставить позиционный двоичный код, разрядам "0" и "1" которого соответствуют фазы " 0° " и " 180° " отрезков высокочастотной несущей. Такой код называют бифазным. Число элементов кода в импульсе определяется числом пар электродов в выходном ВШП и может достигать $10^2..10^3$.

Для согласованной фильтрации такого сигнала используется аналогичная линия задержки, в которой выходной преобразователь

является зеркальным отображением (ось симметрии – ось ординат) выходного преобразователя формирующей ДАЛЗ (рис.6,б). В момент, когда упругая волна от принимаемого фазомодулированного сигнала полностью пространственно "наложится" на выходной преобразователь все элементы кода формируют электрические сигналы суммирующиеся на нагрузке преобразователя синфазно. Это обеспечивает интенсивный "всплеск" выходного сигнала устройства. Амплитуда выходного сигнала и степень сжатия пропорциональна числу элементов бифазного кода n . При $n \sim 10^2 \dots 10^3$ можно достичь усиления сигнала при согласованной обработке в $10^2 \dots 10^3$ раз.

Вопросы для самоконтроля

1. Критерий оптимальности фильтра. Что означает согласованная фильтрация?
2. Записать выражения для частотной, фазовой и импульсной характеристик согласованного фильтра и объяснить их физический смысл.
3. Каковы ограничения на длительность импульсных сигналов при согласованной фильтрации?
4. Вывести выражение для выходного сигнала при согласованной фильтрации импульса с линейной частотной модуляцией.
5. От чего зависит длительность и амплитуда выходного сигнала при согласованной фильтрации ЛЧМ импульса?
6. Как реализуются фильтры ЛЧМ и ФМ импульсов устройствами на поверхностных акустических волнах?
7. Рассчитать АЧХ фильтра согласованного с видеоимпульсом и радиоимпульсом. Предложить схемное решение фильтров.

3. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

3.1 Измерение характеристик дисперсионных линий задержки

А. Измерение дисперсионных характеристик

Схема соединения измерительных приборов изображена на рис.7. Генератор Г4-107 используется для формирования **радиоимпульсов с регулируемой частотой несущей** для возбуждения дисперсионной акустической линии задержки. Радиоимпульсы возбуждают ДАЛЗ, на выходе которой формируется сигнал вида рис.4, представляющий собой спектральную характеристику радиоимпульса. Задержка максимума центрального лепестка спектральной характеристики относительно

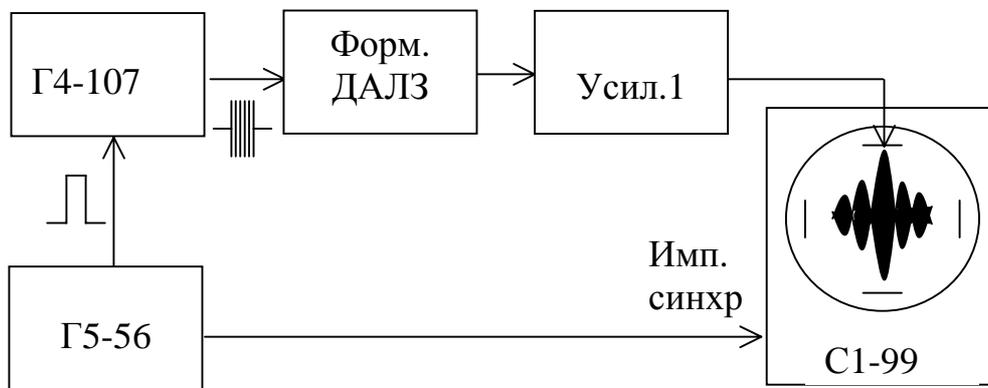


Рис.7

момента запуска развертки будет зависеть от несущей частоты радиоимпульса.

Генератор Г4-107 работает в режиме внешней импульсной модуляции (ВНЕШ, ИМ); выходной разъем "dB"; выходной attenuator в положении "0"dB. На вход модуляции «ИМ» Г4-107 подаются видеоимпульсы с выхода I или II генератора Г5-56 (длительность 1мкс, полярность положительная, амплитуда 6В).

Задание

Изменяя несущую частоту радиоимпульса в диапазоне приблизительно от 75 до 95МГц измерить зависимость времени задержки **максимума отклика** на выходе ДАЛЗ (X1) от частоты для формирующей и сжимающей ДАЛЗ. Построить графики полученных зависимостей в координатах время задержки - несущая частота и определить наклоны дисперсионных характеристик (МГц/мкс).

В. Измерение амплитудно-частотных характеристик

Измерения проводятся согласно схемы и методики изложенной в п.3.1А. В данном случае измеряется амплитуда максимума центрального лепестка

спектральной характеристики в зависимости от несущей частоты радиоимпульса.

Задание

Измерить амплитудно-частотные характеристики формирующей и сжимающей ДАЛЗ. Построить полученные зависимости в координатах амплитуда отклика - несущая частота. По графикам определить полную девиацию частоты ЛЧМ сигналов – $2f_d$.

3.2 Согласованная фильтрация ЛЧМ и ФМ сигналов

А. Сжатие ЛЧМ импульсов

Соединить измерительные приборы (без генератора шума) согласно схемы на рис.8 . Формирующая ДАЛЗ возбуждается коротким **видеоимпульсом** длительностью 12 нс с выхода генератора Г5-56. В этом случае, в отличие

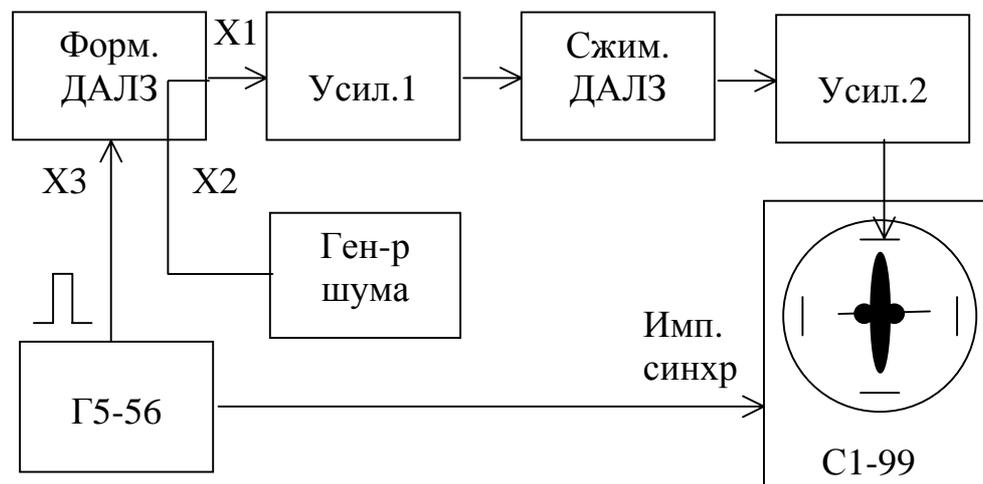


Рис.8

от п.3.1А, выходной сигнал линии задержки имеет вид радиоимпульса с линейной частотной модуляцией. Этот сигнал усиливается первым усилителем и подается на сжимающую линию задержки. Сжатый сигнал, усиленный вторым усилителем наблюдается на экране осциллографа в виде узкого интенсивного радиоимпульса с частотой несущей около 85 МГц.

Задание

Измерить характеристики сформированного сигнала. Для этого соединить вход осциллографа с выходом усилителя 1 в схеме 8 (без генератора шума) и измерить длительность $t_{И}$ и амплитуду U ЛЧМ сигнала после формирующей ДАЛЗ.

Измерить характеристики сжатого сигнала $U_{ВЫХ}$ и его длительность между первыми нулями $t'_{ВЫХ}$. Для измерения соединить приборы по схеме

8 (без генератора шума). Длительность измерять, переключив развертку осциллографа в режим "А и Б". Ручками "время/дел" и "множ. задержки" растянуть отклик по горизонтали до размеров удобных для измерения. Определить коэффициент сжатия $m = t_{II} / t'_{ВЫХ}$. Проверить выполнение равенств $t_{II} / t'_{ВЫХ} = 2f_{Д} t_{II}$ и $U_{ВЫХ} / U = \sqrt{m}$.

Б. Согласованная фильтрация при наличии шума на входе ЛЗ

Подключить вход осциллографа к выходу усилителя 1 в схеме на рис.8 и измерить амплитуду ЛЧМ импульса. Затем подключить ко входу X2 формирующей ЛЗ генератор шума и измерить эффективное значение шума (входы X1 и X2 внутри линии задержки соединены). Определить отношение сигнал/шум.

Восстановить соединение приборов в соответствии с рис.8 и измерить отношение сигнал/шум на выходе усилителя 2 после согласованной фильтрации.

В. Сжатие ФМ импульсов

Повторить измерения п.3.1 и 3.2 для ФМ фильтров. Измерив длительности сформированного ФМ сигнала (τ) и одного его элемента (τ') определить число элементов бифазного кода $N = \tau / \tau'$ для данного фильтра. Измерить длительность сжатого сигнала ($\tau_{СЖ}$) и определить степень сжатия: $m = \tau / \tau_{СЖ}$.

Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Уч. пособие для ВУЗов. В 2-х частях.- М: Сов.Радио, 1967.
2. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. - М: Радио и связь, 1990.- 416 с.
3. Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокомпоненты.- М:Радио и связь, 1987.