

ФИЗИЧЕСКИЙ ФАКУЛЬТЕТ  
КАЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

ХРИСТОФОРОВ А.В.

# МЕТОДЫ АНАЛИЗА СПЕКТРА СИГНАЛА

(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 543.42

**Христофоров А.В.** Методы анализа спектра сигнала. Учебно-методическое пособие к специальному лабораторному практикуму для студентов старших курсов и магистрантов кафедр радиофизического направления. Казань 2004, 21 с.

#### Аннотация

Пособие содержит основные сведения о методах анализа и принципах построения анализаторов спектра сигнала. Основное внимание уделяется дисперсионно-временному методу анализа спектров, реализуемому на основе устройств на поверхностных акустических волнах. Приводится описание лабораторной установки для исследования спектра при помощи дисперсионной линии задержки на ПАВ на поверхностных акустических волнах, на которой студентам предлагается самостоятельно выполнить ряд практических заданий для закрепления теоретического материала.

#### Рецензент:

Бойко Б.П., к.ф.-м.н., доцент кафедры радиофизики Казанского государственного университета

© Физический факультет Казанского государственного университета, 2004.

## СОДЕРЖАНИЕ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНАЛИЗЕ СПЕКТРА.....	4
2. МЕТОДЫ АНАЛИЗА СПЕКТРА СИГНАЛА .....	7
2.1 Цифровой анализ спектра.....	7
2.2 Анализ спектра методом фильтрации.....	9
2.3 Ускоренный анализ спектра.....	11
3. ДИСПЕРСИОННО-ВРЕМЕННОЙ МЕТОД АНАЛИЗА СПЕКТРА.....	12
3.1 Общая характеристика метода.....	12
3.2 Устройство и принцип работы дисперсионного анализатора на поверхностных акустических волнах.....	14
4. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ.....	18
4.1 Измерение характеристик дисперсионных линий задержки.....	18
4.2 Анализ спектра радиоимпульсов.....	19
Литература.....	21

## 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ АНАЛИЗЕ СПЕКТРА

Анализ формы электрических сигналов, т.е. зависимости напряжения или тока от времени, широко используется для получения информации о качестве различных устройств. Однако зависимость от времени в ряде случаев не обладает достаточно высокой чувствительностью к изменениям сигнала. Значительно более чувствительной является форма спектра сигнала. Представление сигнала в частотной области как суммы гармонических составляющих с различными частотами, амплитудами и начальными фазами, необходимо также при решении проблемы электромагнитной совместимости, т. е. обеспечения работы многих радиоэлектронных средств в ограниченном диапазоне частот. Использование преобразователей неэлектрических величин в электрические позволяет распространить радиотехнический спектральный анализ на области механики, акустики, медицины и других наук.

Как известно, любой периодический сигнал можно представить в виде комбинации гармонических колебаний. Совокупность амплитуд и частот гармоник в разложении Фурье называют спектром сигнала.

Рассмотрим разложение периодических функций в ряд Фурье.

Известно, что произвольная функция, имеющая на интервале  $(t_1, t_2)$  не более конечного числа точек разрыва и абсолютно интегрируемая на этом интервале, может быть представлена рядом по ортонормированной системе функций – ортонормированному базису. Свойство ортонормированности функций означает, что для любой пары функций из последовательности выполняется условие

$$\int_{t_1}^{t_2} v_k(t)v_m(t)dt = \begin{cases} 0 & \text{при } k \neq m \\ 1 & \text{при } k = m \end{cases} \quad (1)$$

Пусть  $u(t)$  - произвольный сигнал, действующий на отрезке времени  $(t_1, t_2)$ , а  $v_1(t), v_2(t), \dots, v_k(t), \dots$  представляют ряд ортонормированных функций на том же интервале. Тогда  $u(t)$  может быть представлена в виде обобщенного ряда Фурье [1]:

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} c_k v_k(t), \quad (2)$$

где  $c_k$  - постоянные коэффициенты. Для нахождения  $c_k$  умножаем обе части (2) на  $v_k(t)$  и интегрируем в пределах  $(t_1, t_2)$ . В полученном равенстве справа будет единственный член суммы (для которого  $k = m$ ) не равный нулю. Для него находим

$$c_m = \int_{t_1}^{t_2} u(t)v_m(t)dt. \quad (3)$$

Возьмем в качестве базиса разложения совокупность тригонометрических функций кратных аргументов:

$$v_0 = 1/\sqrt{T}, \quad v_1(t) = \sin(\omega_0 t)\sqrt{(2/T)}, \quad v_2(t) = \cos(\omega_0 t)\sqrt{(2/T)}, \\ v_3(t) = \sin(2\omega_0 t)\sqrt{(2/T)}, \quad v_4(t) = \cos(2\omega_0 t)\sqrt{(2/T)} \dots,$$

где  $\omega_0 = 2\pi/T$  - основная частота последовательности функций  $v_k(t)$ ;  $T$  - период функций. Вычисляя интегралы (1) можно убедиться, что система тригонометрических функций является ортонормированной на периоде  $T$ .

В соответствии с (2) для произвольного периодического сигнала  $u(t)$  ряд Фурье в базисе гармонических функций записывают в виде

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (4)$$

или

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 t + \varphi_n). \quad (5)$$

Коэффициенты (4) и (5) в соответствии с (3) вычисляются по формулам:

$$a_n = \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \cos(n\omega_0 t) dt, \quad b_n = \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \sin(n\omega_0 t) dt \quad (6)$$

$$c_n = \sqrt{(a_n^2 + b_n^2)}, \quad \varphi_n = \text{arctg}(b_n/a_n).$$

Здесь  $c_n$  - амплитуды,  $\varphi_n$  - фазы гармоник в разложении Фурье.

Разложение сигнала в ряд по гармоническим функциям (4) или (5) называют его спектральным представлением или спектром сигнала в базисе гармонических функций. Спектр периодического сигнала состоит из отдельных линий, соответствующим дискретным частотам и называется линейчатым.

В теории сигналов широко применяется комплексная форма ряда Фурье, к которой можно перейти на основании формулы Эйлера:

$$\cos(n\omega_0 t + \varphi_n) = \frac{1}{2} e^{j\varphi_n} e^{jn\omega_0 t} + \frac{1}{2} e^{-j\varphi_n} e^{-jn\omega_0 t}.$$

Подставляя это выражение в (5), получаем

$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{c_n}{2} e^{j\varphi_n} e^{jn\omega_0 t} = \sum_{n=1}^{\infty} \bar{c}_n e^{jn\omega_0 t}, \quad (7)$$

где  $\bar{c}_n = \frac{c_n}{2} e^{j\varphi_n}$  - комплексная амплитуда  $n$ -й гармоники. Эта амплитуда находится путем умножения обеих частей (7) на комплексно-сопряженную величину  $\exp(-jn\omega_0 t)$  (ортогональную  $\exp(jn\omega_0 t)$ ) и

интегрирования на интервале  $T$ . Проведя преобразования можно получить

$$\bar{c}_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) e^{-jn\omega_0 t} dt. \quad (8)$$

Например, рассчитанный с помощью (7) и (8) спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов будет иметь огибающую вида  $\sin x/x$  с максимумом на нулевой частоте и с узлами в точках  $\omega_k = k2\pi/t_H$ , где  $t_H$  – длительность импульсов,  $k = 1, 2, 3, \dots$ . Расстояние между соседними линиями в спектре равно  $2\pi/T$ , где  $T$  – период следования импульсов.

При анализе спектра непериодических импульсных сигналов можно использовать следующий прием: импульс продлевается на оси времени так, чтобы получилась периодическая последовательность с периодом  $T$ . Затем период  $T$  устремляется к бесконечности. При этом частота основной гармоники ряда Фурье  $\omega_0 = 2\pi/T$  будет стремиться к нулю. Соседние спектральные составляющие ряда Фурье станут сколь угодно близки друг к другу и дискретный спектр превращается в сплошной. Поэтому в (7) сумма заменяется на интеграл, а  $\omega$  на  $d\omega$ . Тогда для формы импульса можно записать

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{S} e^{j\omega t} d\omega. \quad (9)$$

Здесь

$$\bar{S}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega t} dt \quad (10)$$

- спектральная плотность импульса. Формулы (9) и (10) - обратное и прямое преобразования Фурье. По ним можно восстановить форму импульса и найти его спектральную плотность соответственно.

Комплексная функция (10) может также быть записана в виде

$$\bar{S}(\omega) = S(\omega) e^{j\varphi(\omega)}. \quad (11)$$

Модуль спектральной плотности  $S(\omega)$  называют амплитудно-частотной характеристикой импульсного сигнала, а  $\varphi(\omega)$  – его фазо-частотной характеристикой.

Измерительные приборы, предназначенные для анализа спектров и измерения его параметров, называются спектроанализаторами (СА). Известны два основных метода измерения характеристик спектра сигналов [2]:

- метод фильтрации;

- вычисление преобразования Фурье (ПФ) цифровыми средствами.

Существует несколько разновидностей анализаторов первого типа:

- анализ спектра набором полосовых фильтров (параллельный анализ);
- анализ спектра с помощью перестраиваемого фильтра или гетеродинированием (последовательный анализ);
- анализ с помощью дисперсионных линий задержки.

Вычисление ПФ имеет определенные достоинства при анализе спектров низких частот (до  $10^7$  Гц) связанные с тем, что выборка сохраняется в электронной памяти анализатора и над ней можно производить любые операции.

Все анализаторы в зависимости от способа измерения разделяют на приборы последовательного и одновременного (параллельного) анализа. Приборы последовательного типа содержат фильтр, а анализ спектра производится путём перестройки фильтра по частоте или гетеродинного преобразования исследуемого спектра.

Приборы второго типа отличаются тем, что спектр анализируемого процесса на определенном участке частот, определяемом "окном", воспроизводится почти одновременно с исследуемым процессом. Поэтому говорят, что они работают в реальном масштабе времени. К ним относятся анализаторы параллельного действия, дисперсионные анализаторы спектра и вычислительные анализаторы.

## 2. МЕТОДЫ АНАЛИЗА СПЕКТРА СИГНАЛОВ

### 2.1 Цифровой анализ спектра

Этот метод является наилучшим в диапазоне частот от нуля до нескольких сотен мегагерц. Он отличается высокой точностью, хорошим разрешением, линейностью и динамическими амплитудными характеристиками. Метод непосредственного преобразования Фурье основан исключительно на цифровой обработке данных. Сначала берётся выборка анализируемого сигнала через интервал времени  $\Delta t$ , затем элементы выборки преобразуются в цифровую форму и при помощи быстрых цифровых преобразований вычисляется Фурье-образ сигнала. Верхний предел частоты в спектре анализируемого сигнала должен быть равен  $1/(2\Delta t)$  (частота Найквиста или Шеннона).

На рис.1 приведена упрощенная схема фурье-анализатора. Все операции выполняются в анализаторе в цифровом виде, за исключением предварительной фильтрации входного сигнала. Фильтр (ФНЧ) отсекает все частоты, превышающие половинную частоту дискретизации, так как они отражаются относительно неё и переносятся на более низкие частоты.

Возникает так называемый эффект наложения, искажающий исходный спектр. Частотная характеристика фильтра должна иметь в этой области крутой излом. Отфильтрованный сигнал сначала подвергается дискретизации, затем элементы выборки преобразуются в цифровой код

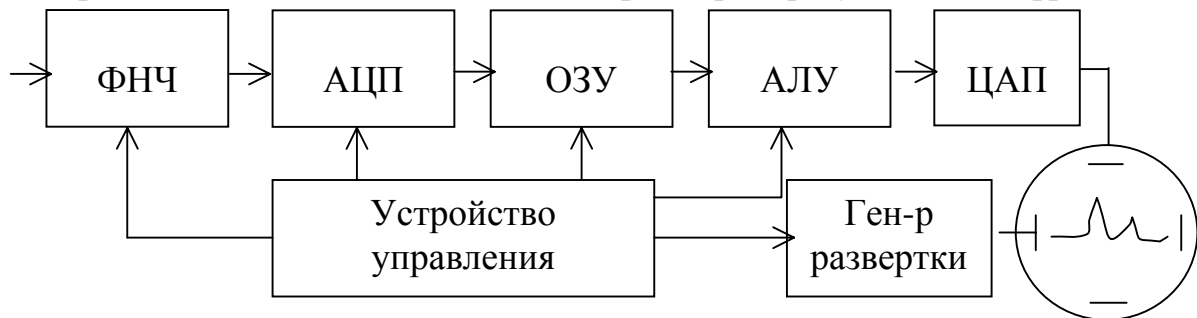


Рис.1

(АЦП) и поступают в память (ОЗУ). За интервал времени, в течение которого анализатор открыт для приёма входного сигнала, в память записывается  $N$  элементов выборки. Преобразование Фурье сигнала, представленного выборкой выполняется по формуле:

$$S(m) = \sum_{k=0}^{N-1} u(k) \left( \cos \frac{2\pi mk}{N} - j \sin \frac{2\pi mk}{N} \right), \quad (12)$$

где  $u(k)$  - случайный сигнал,  $S(m)$  - его спектр;  $m, k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$  ( $m$  соответствует частоте,  $k$  - времени).

Вычисления проводятся с помощью арифметического устройства (АЛУ), в котором находятся заранее протабулированные значения синусов и косинусов всех необходимых углов в пределах  $0 \dots 360^\circ$ . Необходимо хранить в памяти лишь  $N/4$  значений каждой из функций для первого квадранта, из которых легко получаются все остальные.

После поступления цифрового кода амплитуды элемента выборки в память арифметическое устройство производит его умножение на соответствующие тригонометрические функции для всех значений  $m$ , образуя действительную и мнимую части преобразования и выполняет другие действия по алгоритму быстрого Фурье-преобразования. Спектр мощности входного сигнала, вычисляется затем по формуле:

$$W(m) = [\operatorname{Re} S(m)]^2 + [\operatorname{Im} S(m)]^2. \quad (13)$$

$N$  элементов выборки дают  $N/2$  действительных и  $N/2$  мнимых компонент, т.е. из выборки объёмом 1024 получится спектр из 512 точек. Действительные компоненты преобразования несут информацию об амплитуде, а мнимые о фазе образа Фурье. Если  $N$  объём выборки, то требуемая длительность сигнала равна  $T = N\Delta t$ , спектральное разрешение  $\Delta\nu = 1/T = 1/N\Delta t$ .

После преобразования в аналоговую форму (ЦАП) спектр выводится на экран ЭЛТ. Развёртка по оси частот осуществляется пилообразным



напряжением (Ген. развертки), величина которого пропорциональна частоте.

Для получения  $N$  точек Фурье-образа необходимо выполнить  $N^2$  комплексных операций умножения и сложения. Для уменьшения числа операций используется алгоритм быстрого ПФ (алгоритм Кули-Тьюки), который устраняет избыточность и использует соображения симметрии в расчётах. По этому алгоритму требуется только  $N \log_2 N$  операций, если число элементов в выборке представляет собой степень числа 2. Таким образом, скорость вычислений возрастает в  $N/\log_2 N$  раз. Если, например  $N = 2^{10} = 1024$ , то  $N^2 = 1\ 043\ 576$ ,  $N \log_2 N = 10\ 240$  и выигрыш во времени составляет 102 раза.

Длительность временного интервала, в течение которого фурье-анализатор принимает входную информацию (временное окно) влияет на результаты анализа. Конечная длительность временного окна при обработке периодического сигнала приводит к тому, что каждая спектральная линия сопровождается боковыми выбросами. Причина их образования подключение и отключение сигнала от входа анализатора.

Пульсации в спектре можно сильно подавить устраняя резкие перепады сигнала на границах окна путём умножения его на плавно меняющуюся функцию, обращающуюся в нуль на границах окна (весовая функция). Недостаток этого приема заключается в существенном уширении спектральной линии.

## 2.2 Анализ спектра методом фильтрации

Метод фильтрации состоит в выделении спектральных составляющих сигнала с помощью узкополосного фильтра. Метод реализуется путем параллельного (одновременного) или последовательного анализа. Параллельный анализ осуществляется с помощью ряда узкополосных фильтров, каждый из которых выделяет одну составляющую спектра. Последовательный анализ состоит в выделении отдельных составляющих либо с помощью одного узкополосного перестраиваемого фильтра, либо путем такого преобразования частоты исследуемого сигнала, при котором в полосу фильтра поочередно попадают спектральные составляющие сигнала с различными частотами.

При параллельном анализе для анализа сигнала с полосой  $\Delta f$  необходимо  $n$  фильтров с полосой  $\Delta f_\phi = \Delta f/n$ . Полоса пропускания и форма АЧХ фильтра определяют статическую разрешающую способность СА. Только при идеальной прямоугольной частотной характеристике фильтра разрешающая способность анализатора равна  $\Delta f_\phi$ . На практике можно говорить лишь о приближении к идеальной прямоугольной форме.

Поэтому  $\Delta f_{\phi}' = q\Delta f_{\phi}$ , где  $q > 1$ . Скорость анализа  $\nu = n\Delta f_{\phi}^2$  резко снижается при сужении полосы фильтра.

Структурная схема спектроанализатора параллельного типа проста. Выходные напряжения, снимаемые с каждого фильтра, подаются на свой детектор. Напряжения с нагрузок детекторов коммутируются и подаются на вертикально отклоняющие пластины осциллографа. На X-пластины подают напряжение развертки. На экране появляется изображение спектра.

Достоинства анализатора параллельного действия: малое время анализа и возможность анализировать спектры одиночных импульсов. Однако из-за сложности системы фильтров они не получили широкого распространения.

Спектроанализаторы последовательного типа наиболее широко используются на практике. Структурная схема анализатора изображена на рис.2.

Исследуемый сигнал в виде радиоимпульсов поступает на вход преобразователя частоты (ПЧ). На выходе смесителя образуются радиоимпульсы длительностью  $\tau$ , с частотой заполнения  $f_{СИГН} - f_{ГЕТ}$ . При изменении частоты гетеродина все составляющие спектра последовательно будут попадать в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты (УПЧ). Таким образом, с выхода усилителя будут сниматься радиоимпульсы с частотой заполнения, равной промежуточной частоте, и с

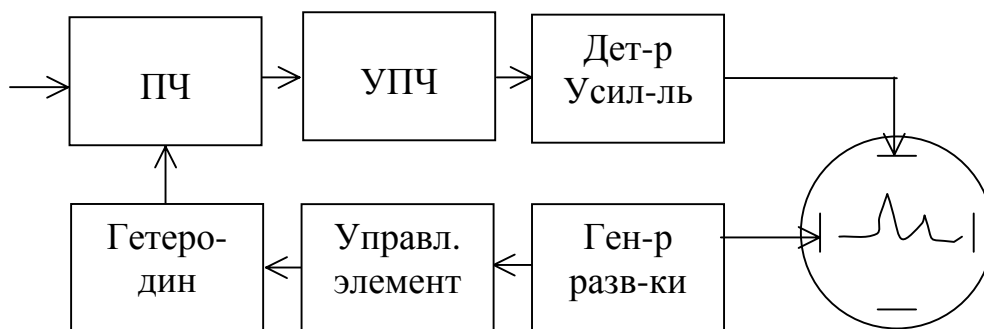


Рис.2

амплитудой, пропорциональной спектральной составляющей сигнала. После детектирования и усиления видеоимпульсы подаются на Y-пластины ЭЛТ. На X-пластины подается линейное напряжение генератора развертки, которое является модулирующим напряжением при частотной модуляции гетеродина. На экране ЭЛТ составляющие спектра будут представляться как выбросы, имеющие конечную ширину, определяемую формой АЧХ усилителя промежуточной частоты. Амплитуда выбросов на экране будет пропорциональна спектральной плотности импульсов разностной частоты, а их огибающая представляет собой искомую спектральную характеристику. Если детектор квадратичный, то получается огибающая спектра мощности.

Разрешающая способность при последовательном анализе такая же, как при параллельном. Время анализа зависит от ширины исследуемой области частот и избирательности анализирующего фильтра. Если анализ в полосе частот фильтра  $\Delta f_{ПЧ}$  происходит за время  $\tau = 1/\Delta f_{ПЧ}$ , то полное время анализа в диапазоне частот  $\Delta f = f_B - f_H$  будет в  $\Delta f/\Delta f_{ПЧ}$  больше, т. е.

$$T_{МИН} = \Delta f/\Delta f_{ПЧ} \cdot 1/\Delta f_{ПЧ} = \Delta f/\Delta f_{ПЧ}^2 \quad (14),$$

где  $T_{МИН}$  - минимальная продолжительность анализа, при которой не ухудшается разрешающая способность анализатора. Видим, что время анализа с уменьшением ширины полосы анализирующего фильтра резко возрастает. Поэтому для обеспечения разрешающей способности в несколько единиц герц последовательный анализ не применяется. Нижний предел частотного диапазона анализаторов последовательного типа ограничивается частотой 5 ... 10 Гц.

### 2.3 Ускоренный анализ спектра

Существуют способы анализа спектров, позволяющие уменьшить время анализа без ухудшения разрешающей способности. Рассмотрим два способа.

Первый состоит в автоматическом управлении скоростью перестройки гетеродина. Пусть исследуемый спектр дискретный. Интервал между соседними линиями спектра может во много раз превышать ширину полосы пропускания анализирующего фильтра.

Идея состоит в том, чтобы уменьшить время анализа за счет увеличения скорости перестройки частоты гетеродина в промежутках между выбросами на экране. Скорость перестройки устанавливается автоматически с помощью напряжения, снимаемого с нагрузки детектора. Когда составляющие спектра находятся вне полосы пропускания УПЧ, напряжение на выходе детектора близко к нулю. В эти промежутки времени скорость устанавливается большой, соответствующие участки спектра просматриваются быстро, за короткое время. Когда в полосу УПЧ попадает составляющая спектра, на выходе детектора появляется управляющий сигнал, который после усиления и ограничения до определенного значения подается на перестраиваемый гетеродин. Воздействие управляющего сигнала на гетеродин приводит к уменьшению скорости перестройки до уровня, при котором осуществляется анализ. Такая скорость будет сохраняться в течение времени, пока составляющая спектра будет находиться в пределах полосы пропускания УПЧ. Приведенный способ позволяет уменьшить время анализа в 20-25 раз.

Другой способ состоит в преобразовании исследуемого сигнала во времени. Возникающие на низких и инфранизких частотах трудности спектрального анализа требуют применения такого преобразования, при котором исследуемый сигнал сжимается во времени.

Принцип действия преобразователя состоит в предварительном преобразовании сигнала, поступающего в анализатор спектра. Из анализируемого сигнала берутся выборки мгновенных значений. Частота выборок определяется по теореме Котельникова максимальной частотой спектра сигнала. Выборки мгновенных значений сигнала с помощью аналого-цифрового преобразователя преобразуются в цифровой код и последовательно заносятся в запоминающее устройство (ЗУ). Записанная в ЗУ информация считывается, но со скоростью, значительно превышающей скорость записи. Затем считанная информация преобразуется в аналоговую форму. Получаем, таким образом, сжатую во времени копию сигнала, которая может быть исследована анализатором последовательного типа.

Если получена копия, длительность которой в  $n$  раз меньше оригинала, спектр ее увеличивается в  $n$  раз. Соответственно можно увеличить полосу пропускания анализирующего фильтра и, тем самым, уменьшить время анализа. Применяя фильтр ПЧ с полосой  $n\Delta f_{ПЧ}$  можно в соответствии с выражением (14) уменьшить время требуемое для анализа в  $n$  раз.

Применение временного сжатия сигнала на низких и инфранизких частотах позволяет получать результаты анализа спектра в темпе поступления входной информации, т. е. работать в реальном времени даже при дальнейшем последовательном анализе.

### 3. ДИСПЕРСИОННО-ВРЕМЕННОЙ МЕТОД АНАЛИЗА СПЕКТРА

#### 3.1 Общая характеристика метода

Сущность метода состоит в использовании для анализа спектра дисперсионной линии задержки (ДЛЗ), т. е. устройства, в котором задержка сигнала зависит от его частоты. Различные частотные составляющие спектра исследуемого сигнала задерживаются в ДЛЗ на различное время и в результате снимаются с выхода линии в различные моменты времени. Выделенная детектором огибающая отклика, наблюдаемая на экране осциллографа, представляет собой спектр входного сигнала.

Применение дисперсионно-временного метода позволяет упростить устройство анализаторов параллельного типа, построить анализатор в реальном масштабе времени, т. е. получать результаты в темпе поступления входного сигнала, а также обеспечить анализ спектров одиночных и редко повторяющихся импульсов.

В дисперсионных спектроанализаторах используются дисперсионные линии задержки, обладающие постоянством модуля коэффициента передачи  $K(\omega) = const$  и квадратичной фазовой характеристикой  $\varphi(\omega) = \tau_1(\omega - \omega_1) + (\omega - \omega_1)^2 / 2\mu$ , где  $\omega_1$  - нижняя граничная частота рабочего диапазона;  $\tau_1$  - задержка на частоте  $\omega_1$ ;  $\mu = B/T$  - скорость изменения частоты,  $B$  - полоса пропускания,  $T$  - длительность импульсной характеристики ДЛЗ. Групповое время задержки сигнала  $\tau_3 = d\varphi(\omega) / d\omega = (\omega - \omega_1) / \mu + \tau_1$  является линейной функцией его частоты  $\omega$ . Пределы линейного изменения задержки берутся намного большими, чем длительность входного радиоимпульса.

При анализе одиночных и редко повторяющихся радиоимпульсов (с большой скважностью) исследуемый импульс проходит через ДЛЗ без предварительного преобразования. Развертка осциллографа запускается исследуемым импульсом. На экране наблюдается огибающая выходного напряжения -  $U(t) = (K(\omega) / \sqrt{\pi / 2\mu}) S(\omega)$ , которая воспроизводит модуль спектральной функции импульса  $S(\omega)$ , развёрнутый во времени.  $K(\omega)$  - модуль коэффициента передачи фильтра.

Масштаб частоты по оси времени на экране составляет  $d\omega/dt = \mu$ . Время анализа сигнала с эффективной полосой  $\Delta\omega$  записывается так:  $T_{мин} = \Delta\omega / d\omega/dt = \Delta\omega / \mu$ . Для неискаженной передачи формы спектра необходимо выполнение условия  $(\tau_1^2 \mu) / 2 \ll 1$ . В противном случае возникают искажения обусловленные нелинейностью ФЧХ.

Для импульсов произвольной скважности приведенное выше условие неискаженной передачи может не выполняться. Для уменьшения искажений перед подачей импульсов на вход ДЛЗ осуществляется модуляция несущей частоты по линейному закону со скоростью  $\nu = -\mu$ , которая компенсирует фазовые искажения при прохождении импульса в ДЛЗ. Поэтому возможна работа с импульсными сигналами, скважность которых близка к единице. Однако паузы принципиально необходимы, так как во время паузы наблюдается отклик от предыдущего импульса.

### 3.2 Устройство и принцип работы дисперсионного анализатора на поверхностных акустических волнах

Дисперсионные линии задержки сравнительно легко реализуется в устройствах на поверхностных акустических волнах [3].

Устройство и принцип работы дисперсионных акустических линий задержки (ДАЛЗ) поясняется на рис.3а. 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

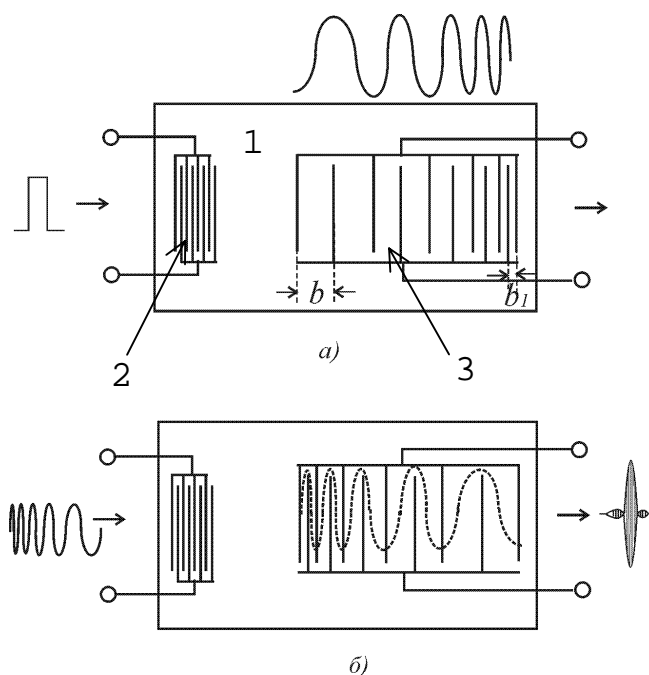


Рис.3

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.

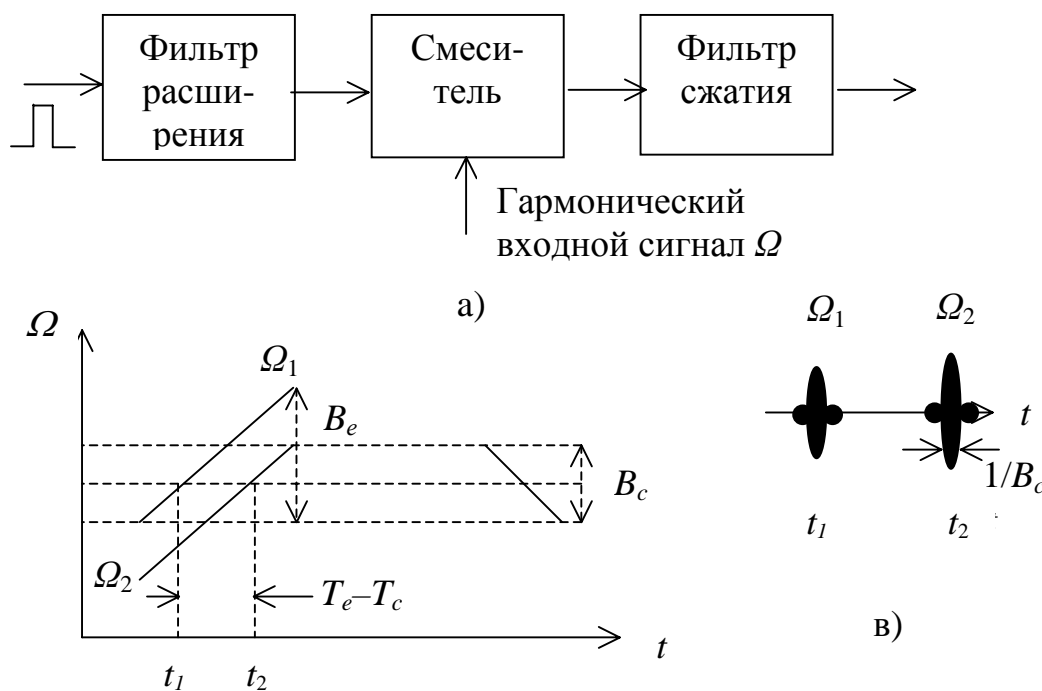
Разные составляющие спектра входного сигнала получают на выходном преобразователе различные задержки. Величина задержки зависит от длины упругой волны (определяемой частотой входного сигнала) и нарастает от  $t_{МИН}$  для низкочастотной составляющей спектра (для которой выполняется условие  $2b = \lambda_{МАКС}$ ) 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. Эта линия задержки в дальнейшем будет называться

фильтром расширения.

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.

На рис.3б изображена линия задержки с дисперсионной характеристикой, имеющей такой же наклон как на рис.3а, но с обратным знаком. Она является фильтром сжатия для импульса, сформированного первой линией задержки.

Структурная схема дисперсионного анализатора показана на рис.4а.



б) Рис.4

Будем считать, что огибающие импульсных характеристик обоих фильтров или ЛЗ, входящих в систему, прямоугольные; а наклоны их дисперсионных характеристик равны и имеют противоположный знак. Полоса пропускания фильтра расширения шире полосы пропускания фильтра сжатия.

Центральная частота и величина девиации частоты фильтра расширения выбирается таким образом, чтобы разностная частота после смесителя попадала в рабочий диапазон фильтра сжатия. Тогда верхний предел диапазона анализируемых частот не должен выходить за границы

интервала, равного разности полос пропускания обоих устройств. Рисунок 4б поясняет принцип действия устройства с помощью частотно-временных характеристик.

Входной гармонический сигнал с частотой  $\Omega$  смешивается с линейно-частотно-модулированным (ЛЧМ) импульсом, получаемым в результате подачи короткого видеоимпульса на вход фильтра расширения. После смешивания входной сигнал становится ЛЧМ импульсом с частотой заполнения «сдвинутой» на  $\Omega$ , который "сворачивается" после фильтра сжатия в узкий интенсивный отклик. Время появления отклика зависит от частоты входного сигнала, причем эта зависимость линейная, так как в системе используются ЛЧМ-фильтры.

Если анализируемый сигнал содержит две гармонические составляющие с частотами  $\Omega_1$  и  $\Omega_2$ , то, как видно из рис.4,б спектр расширенного импульса попадает в полосу пропускания фильтра сжатия в разные моменты времени. Поэтому на выходе фильтра сжатия появятся два всплеска, задержанные на разное время (рис.4,в). Величина всплесков пропорциональна амплитуде соответствующей спектральной составляющей. Если известен наклон дисперсионной характеристики фильтра сжатия  $\mu = B_C / T_C$ , где  $B_C$  - полоса пропускания фильтра сжатия,  $T_C$  - длительность импульсной характеристики фильтра сжатия, то время задержки выходного сигнала  $t_3$  находится из соотношения  $\Omega = -2\mu t_3 + const.$

Важными параметрами устройства являются разрешающая способность по частоте и число разрешаемых точек. Разрешающая способность анализатора оценивается половиной ширины лепестка спектра выходного сигнала  $1/\tau_{ВЫХ}$ , где  $\tau_{ВЫХ}$  - длительность выходного сигнала, так как при такой разности частот между гармоническими составляющими входного напряжения отклики разделяются. Длительность выходного сигнала приближенно равна  $\tau_{ВЫХ} = 1/B_C$ , следовательно, разрешающая способность устройства  $\Delta f = |\mu|/B_C = 1/T_C$ . Полоса анализируемых частот  $(B_e - B_c)$ , где  $B_e$  - полоса пропускания фильтра расширения, поэтому число разрешаемых точек равно  $N = (B_e - B_c) T_C$ .

Чтобы с помощью ДЛЗ проанализировать спектры непрерывных колебаний, их преобразовывают в последовательность радиоимпульсов, называемых выборками. Выборки чередуются с паузами, длительность которых должна превышать время анализа. За время паузы происходит наблюдение отклика от предыдущего импульса.

Анализаторы с дисперсионными линиями задержки по своей структуре сходны с гетеродинными анализаторами последовательного типа, а по быстродействию близки к анализаторам параллельного типа. К недостаткам можно отнести недостаточную полосу пропускания дисперсионных линий задержки и их малый динамический диапазон. Тем



не менее, благодаря их быстрдействию в сочетании с широкополосностью анализ спектра одиночных радиоимпульсов и радиоимпульсов с большой скважностью на частотах до  $10^9$  Гц в настоящее время возможен только такими приборами.

#### Вопросы для самоконтроля

1. Привести характеристики спектра периодических и непериодических сигналов.
2. Привести классификацию методов измерения характеристик спектра сигналов, их области применения и ограничения.
3. Объяснить принцип действия анализаторов параллельного и последовательного типа. Как достигается увеличение их быстрдействия?
4. Привести графики и основные характеристики спектральных функций прямоугольного видеоимпульса, радиоимпульса, радиоимпульса с внутриимпульсной ЛЧМ.
5. Пояснить принцип работы дисперсионно-временного анализатора спектра. Чем определяется его разрешающая способность и число разрешаемых точек?
6. Какие ограничения накладываются на скважность анализируемых импульсов в методе дисперсионно-временного анализа? Возможен ли анализ спектра непрерывных колебаний с помощью ДЛЗ?

## 4. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

### 4.1 Измерение характеристик дисперсионных линий задержки

#### А. Измерение ширины полосы линий задержки

Схема соединения измерительных приборов (без генератора Г5-56) приведена на рис.5.

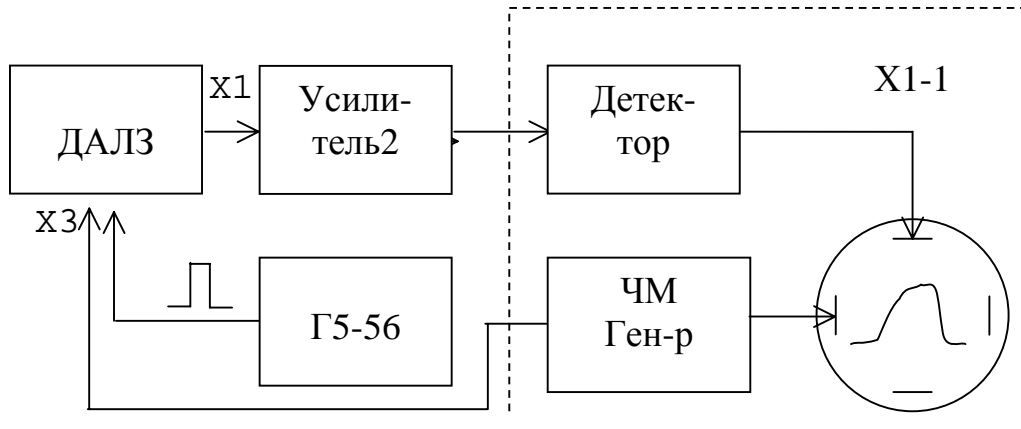


Рис.5

Линии задержки возбуждаются частотно-модулированным сигналом с выхода генератора качающейся частоты прибора **Х1-1**. При помощи ручки «Установка частоты» (~80 МГц) установить на экране измерителя частотных характеристик **Х1-1** изображение АЧХ линии задержки. Ширина полосы линий задержки оценивается при помощи внутреннего генератора меток (МЕТКИ, 1МГц) прибора **Х1-1**.

#### Задание

Измерить ширину полосы формирующей  $B_e$  и сжимающей  $B_c$  ДАЛЗ и определить ширину полосы частот, которую можно анализировать при помощи этих линий задержки. Зарисовать характеристики с учетом масштаба.

#### В. Измерение длительности импульсной характеристики фильтров

В схеме на рис.5 вместо измерителя **Х1-1** подключить осциллограф С1-99. Линии задержки возбуждаются коротким видеоимпульсом с выхода генератора Г5-56. Параметры импульса: длительность 13 нс, полярность  $\underline{\underline{\uparrow}}$ , амплитуда 6 в, временной сдвиг 1 мкс. Синхронизировать запуск развертки осциллографа по каналу **X** импульсом с выхода синхронизации генератора Г5-56. На экране осциллографа наблюдается радиоимпульс, соответствующий импульсной характеристике фильтра.

### Задание

Измерить длительности импульсных характеристик формирующей  $T_e$  и сжимающей  $T_c$  линии задержки и определить разрешающую способность анализатора  $\Delta f = 1/T_c$  и число разрешаемых точек  $N = (B_e - B_c) T_c$ .

## 4.2 Анализ спектра радиоимпульсов

### А. Анализ спектра радиоимпульса с несущей частотой, попадающей в полосу пропускания ДАЛЗ

Для анализа достаточно одной линии задержки. Различные составляющие спектра исследуемого сигнала задерживаются в ДАЛЗ на разное время и наблюдаются на экране осциллографа отдельно.

Схема соединения приборов для наблюдения и оценки параметров спектральных функций радиоимпульсов приведена на рис.6. Анализируемый радиоимпульс подается на ДАЛЗ с выхода генератора Г4-107. Режим работы генератора: модуляция внешняя, импульсная; выходной аттенюатор 20 Дб; диапазон изменения частоты несущей радиоимпульса должен попадать в полосу пропускания форм. ДАЛЗ. На

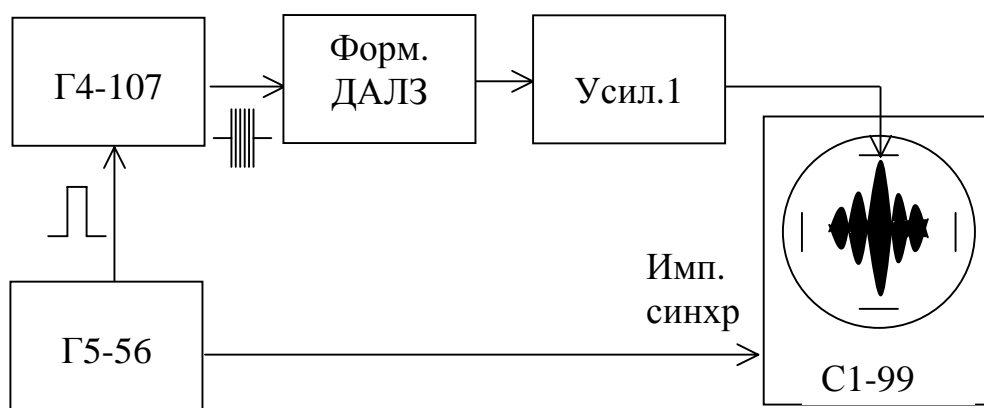


Рис.6

вход импульсной модуляции генератора Г4-107 подается видеоимпульс с генератора Г5-56 с параметрами: полярность  $\underline{\square}$ , амплитуда 6В, длительность импульса 1 мкс.

### Задание

- 1) Изменяя частоту несущей радиоимпульса в пределах 80 – 90 МГц, определить масштаб по горизонтальной оси экрана осциллографа в единицах частоты (МГц/см).
- 2) Используя полученный масштаб измерить ширину спектра радиоимпульса для двух значений его длительности - 0.3мкс и 1мкс. Сравнить полученный результат с рассчитанным по длительности радиоимпульсов.

## В. Анализ спектра радиоимпульса с несущей частотой, находящейся за пределами полосы пропускания линии задержки

Для этого необходимо осуществить перенос спектра анализируемого радиоимпульса в полосу пропускания анализирующей (сжимающей) линии задержки. Перенос спектра происходит при помощи формирующей ДАЛЗ (рис.7). После смешивания радиоимпульса и линейно-частотно модулированного импульса смесителем все спектральные составляющие анализируемого импульса сами становятся ЛЧМ-импульсами. При этом их несущие частоты попадают в полосу пропускания анализирующей ЛЗ. Поэтому они легко сжимаются и разделяются по времени при помощи сжимающей линии задержки.

Формирующая ДАЛЗ возбуждается видеоимпульсом (длительность 13нс, полярность  $\underline{\underline{}}$ , амплитуда 6В). Сформированный ЛЧМ импульс смешивается в смесителе с анализируемым радиоимпульсом. Анализируемый радиоимпульс формируется генератором непрерывных колебаний Г4-102 (генерация непрерывная, выход – мкВ, множитель амплитуды –  $10^5$ ) и модулятором. Длительность радиоимпульса 5мкс устанавливается на выходе канала I генератора Г5-56. Результирующий сигнал усиливается усилителем 2 и подается на вход осциллографа С1-99. Работа всех узлов анализатора синхронизируется генератором Г5-56.

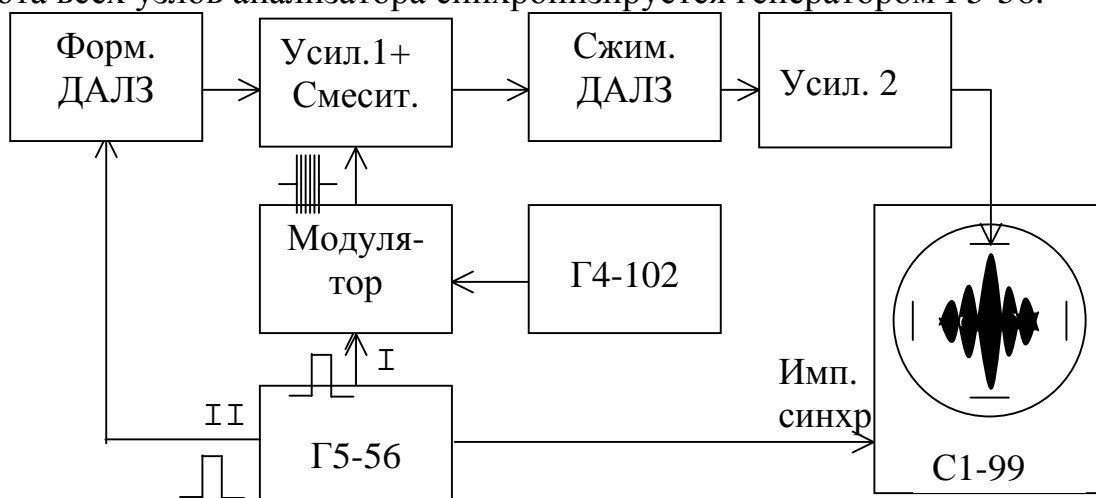


Рис.7

При выборе несущей частоты анализируемого радиоимпульса следует руководствоваться значением ширины полосы спектра анализируемых частот, определенной в п.п.1А (~ 3 МГц).

Радиоимпульс должен по времени «наложиться» на ЛЧМ импульс, поэтому требуется задержать его на время задержки распространения упругой волны в формирующей ДАЛЗ. Эта задержка (5мкс)

устанавливается переключателями «временной сдвиг» канала I генератора Г5-56 .

### Задание

1. Изменяя частоту несущей радиоимпульса в пределах 2 – 5 МГц, определить масштаб по горизонтальной оси экрана осциллографа в единицах частоты (МГц/см).
2. Используя полученный в п.1 масштаб измерить ширину полосы анализатора между точками, в которых амплитуда спектральной функции радиоимпульса уменьшается вдвое.
3. Измерить разрешающую способность анализатора, как половину ширины лепестка спектральной функции и определить число разрешаемых точек. Сравнить полученные значения с теми, что определены в п.п. 4.1В.

### Литература

1. Быстров Ю.А., Мироненко И.Г. Электронные цепи и устройства: Уч. пособие для ВУЗов. – М.:Высш.шк., 1989.- 287с.
2. Измерения в электронике: Справочник/ В.А.Кузнецов, В.А.Долгов, В.М.Коневских и др.; Под ред. В.А.Кузнецова. М.:Энергоиздат,1987.- 512с.
3. Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. –М.:Радио и связь, 1990. - 416с.