

КАЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

Физический факультет

А.В.Христофоров, К.С.Сайкин

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ
РАЗНОСТИ ФАЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Учебно-методическое пособие

Казань 2006

Печатается по решению
редакционно-издательского совета физического факультета
Казанского государственного университета

Рецензент
к.ф.-м.н., доцент
Ю.К.Ситников

А.В.Христофоров, К.С.Сайкин

Методы измерения разности фаз электрических колебаний. Учебно-методическое пособие к специальному лабораторному практикуму для студентов старших курсов и магистрантов кафедр радиофизического направления. – Казань, Казанский государственный университет, 2006. – 26 с.

В пособии описываются методы и устройства формирования и измерения разности фаз электрических колебаний. Особое внимание уделяется устройствам формирования и измерения разности фаз радиоимпульсов на поверхностных акустических волнах. Приводится описание лабораторной установки для изучения устройств формирования и измерения разности фаз несущей частоты радиоимпульсов при помощи линий задержки на поверхностных акустических волнах, на которой студентам предлагается самостоятельно выполнить ряд практических заданий.

© Казанский государственный
университет, 2006

СОДЕРЖАНИЕ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИИ РАЗНОСТИ ФАЗ.....	4
1.1 КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ.....	5
1.2 ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РАЗНОСТИ ФАЗ ПРИ УМНОЖЕНИИ И ГЕТЕРОДИННОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ.....	6
1.3 МЕТОД, ОСНОВАННЫЙ НА ПРЕОБРАЗОВАНИИ РАЗНОСТИ ФАЗ В НАПРЯЖЕНИЕ.....	9
1.4 СХЕМЫ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ.....	11
1.5 МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ В ИНТЕРВАЛ ВРЕМЕНИ.....	14
1.6 ФАЗОМЕТРИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО НА ПОВЕРХНОСТНЫХ УПРУГИХ ВОЛНАХ.....	18
1.7 ФОРМИРОВАТЕЛЬ РАДИОИМПУЛЬСОВ С РЕГУЛИРУЕМОЙ РАЗНОСТЬЮ ФАЗ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ УПРУГИХ ВОЛНАХ.....	22
2. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ.....	25
ЛИТЕРАТУРА.....	26

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИЗМЕРЕНИИ РАЗНОСТИ ФАЗ

Необходимость в измерении разности фаз возникает в радиотехнике, например, при исследовании фазовых характеристик электрорадиоцепей, усилителей, фильтров, трансформаторов, антенных решеток, при измерении электромагнитных параметров веществ. Измерение разности фаз приобрело большое значение в связи с развитием фазовых систем радиолокации и радионавигации; в современных системах радиосвязи, определения координат объектов (GPS – глобальная система определения координат), слежения за объектами на поверхности Земли и в околоземном пространстве и т.д.

Разностью фаз $\Delta\varphi$ называют разность начальных фаз $\varphi_{1,2}$ двух гармонических колебаний одинаковой частоты

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{m1} \sin(\Phi_1) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \text{и } U_2 &= U_{m2} \sin(\Phi_2) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2); \\ \Delta\varphi &= \varphi_1 - \varphi_2. \end{aligned} \quad (1)$$

Разность фаз относится к параметрам взаимодействия сигналов. Если φ_1 и φ_2 постоянны во времени, то $\Delta\varphi$ от времени не зависит. При $\Delta\varphi = 0$ колебания считаются синфазными, при $\Delta\varphi = \pi$ – противофазными, а при $\Delta\varphi = \pi/2$ или $3\pi/2$ – колебания находятся в квадратуре.

Разность фаз можно выразить через разность моментов времени $t_2 - t_1$, в которые эти колебания имеют одинаковые фазы. Приравняем фазы $\Phi_1 = \Phi_2$, $\omega t_1 + \varphi_1 = \omega t_2 + \varphi_2$, откуда

$$\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \omega(t_2 - t_1) = 2\pi f(t_2 - t_1) = 2\pi(t_2 - t_1)/T. \quad (2)$$

Определение разности фаз из соотношения (2) распространяют также на два периодических колебания несинусоидальной формы, если в моменты перехода колебаний через нуль их напряжения будут иметь одинаковые направления изменений (например, от отрицательных к положительным значениям). В радиоизмерительной технике пользуются понятием фазовый сдвиг, под которым понимают модуль разности фаз.

Приборы для измерения разности фаз называют фазометрами. Мерами разности фаз служат средства измерений, называемые фазовращателями. Последние представляют собой четырёхполосники, которые имеют известную постоянную или регулируемую разность фаз между входным и выходным сигналами.

Для измерения разности фаз применяются следующие основные методы: компенсационный, преобразования в постоянное напряжение, преобразования во временной интервал. Рассмотрим эти методы подробнее.

1.1 КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ

Сущность метода состоит в том, что измеряемую разность фаз с помощью специального измерительного средства – фазовращателя, включаемого в цепь одного из сигналов, изменяют так, что результирующий эффект воздействия двух сигналов на устройство сравнения доводят до нуля. Зная изменение разности фаз, вносимое фазовращателем, можно определить разность фаз между сигналами. Данная разновидность метода сравнения называется нулевым или компенсационным методом и измерительные приборы, реализованные на его основе – компенсационными.

На рис.1 показана структурная схема компенсационного фазометра. В качестве индикатора фиксированного фазового сдвига применяют электронный осциллограф, фазовый детектор и измерительную линию (на СВЧ). При использовании осциллографа за рабочий уровень, обеспечивающий наибольшую точность сравнения, принимают 0° (360°). Для фазового детектора целесообразен уровень разности фаз, равный 90° , а для измерительной линии – 180° .

Подавая на оба входа фазометра одно и то же напряжение, с помощью установочного фазовращателя φ_U устанавливают на индикаторе рабочий уровень разности фаз. Затем, подавая исследуемые напряжения u_1 и u_2 на вход фазометра, с помощью измерительного фазовращателя φ_I изменяют фазу сигнала u_1 до тех пор, пока не получат прежнюю разность фаз на индикаторе.

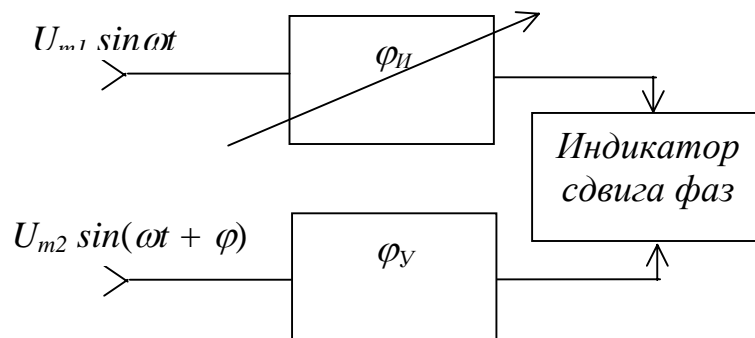


Рис.1

Обозначим значения фазового сдвига, вносимые установочным и измерительным фазовращателями при калибровке соответственно φ_{U0} и φ_{I0} , а рабочий уровень индикатора как φ_P . При измерении изменится лишь фазовый сдвиг, вносимый измерительным фазовращателем. Он станет равным φ_{II} . Фазовые соотношения при калибровке и измерении можно записать так:

$$\begin{aligned}\varphi_{U0} + \varphi_{I0} + \varphi_P &= 0, \\ \varphi_{U0} + \varphi_{II} + \varphi_P &= 0.\end{aligned}$$

Вычтя из второго уравнения первое, получим $\varphi_{II} - \varphi_{I0} = 0$. Измеряемая разность фаз равна изменению фазового сдвига измерительного фазовращателя. Погрешность измерения обусловлена погрешностью измерительного

фазовращателя, неточностью настройки на рабочий уровень разности фаз, нестабильностью фазового сдвига, вносимого установочным фазовращателем и составляет величину порядка десятых долей градуса.

Схема мостового RC – фазовращателя приведена на рис.2,а. Принцип действия схемы поясняет векторная диаграмма (рис.2,б). Диаметр окружности ab изображает входное напряжение U_{BX} , диаметр $вг$ – выходное $U_{ВЫХ}$. Это напряжение приложено к двум параллельным одинаковым RC – цепям. Через каждую из них протекают одинаковые токи $I_1 = I_2$. Векторные диаграммы напряжений на цепочках показаны на верхней и нижней полуокружностях. Точки $в$ и $г$ на диаграмме соответствуют точкам $в$ и $г$ на схеме. Фазовый сдвиг между U_{BX} и $U_{ВЫХ}$ определяется углом между стрелками ab и $вг$. Если сопротивление каждого из

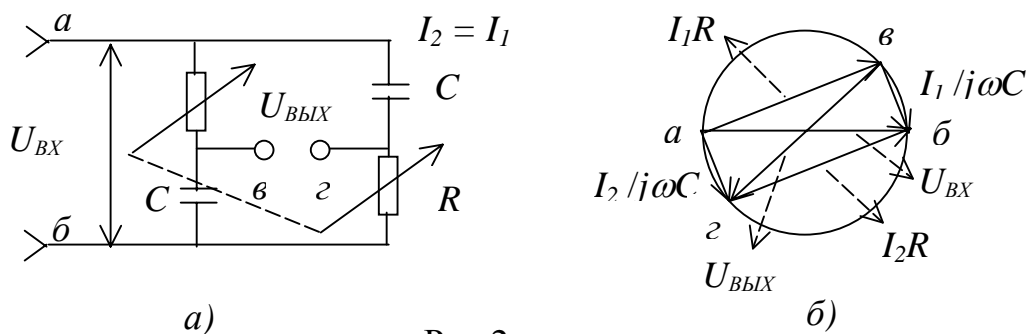


Рис.2

переменных резисторов R в RC - цепях имеет одно и то же значение, то фаза выходного напряжения будет изменяться от 0 при $R \rightarrow 0$ до 180° при $R \rightarrow \infty$ относительно фазы входного напряжения. Напряжение $U_{ВЫХ}$, будет оставаться неизменным и равным напряжению U_{BX} , если нагрузка, подключаемая к выходным зажимам $в$ и $г$, имеет достаточно большое сопротивление.

Недостатком схемы является отсутствие общей точки у входной и выходной цепей. Этот недостаток может быть устранен, в частности, если входное напряжение на фазовращатель подать не непосредственно, а через трансформатор. Другой недостаток состоит в том, что градуировочная характеристика фазовращателя, т.е. зависимость φ от R и C является функцией частоты и справедлива на той частоте, на которой она произведена.

Фазовращатели подобного типа могут применяться как на низких, так и на высоких частотах.

1.2 ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РАЗНОСТИ ФАЗ ПРИ УМНОЖЕНИИ И ГЕТЕРОДИННОМ ПРЕОБРАЗОВАНИИ ЧАСТОТЫ ИССЛЕДУЕМЫХ СИГНАЛОВ

Для измерения разности фаз в очень широком диапазоне частот (коэффициент перекрытия диапазона до 1000) с приемлемой точностью, применяют преобразования сигналов: умножение и гетеродинное преобразование частоты. Таким образом фазовый сдвиг может быть перенесен на более высокую частоту.

Умножение частоты целесообразно применять при измерении малых разностей фаз для повышения точности измерений. Предположим, проведено умножение частоты двух гармонических колебаний в n раз. Как изменится разность фаз? Обратимся к выражению (2).

При умножении частоты период уменьшается в n раз, а временной интервал $t_2 - t_1$, не зависящий от фазы, останется неизменным, т. е. $\varphi_Y = 2\pi (t_2 - t_1) / T = \varphi n$. Значит, разность фаз при умножении частоты увеличивается в n раз.

Пусть подлежит измерению разность фаз двух гармонических колебаний $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$. Перед тем как подавать на фазометр, пропустим оба колебания через идентичные множители частоты на n . Разность фаз, которую покажет фазометр, будет $\varphi = n(\varphi_1 - \varphi_2) = n\varphi$, измеряемая разность фаз $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_Y / n$, а погрешность измерений: $\Delta\varphi = \Delta\varphi_Y / n$.

Таким образом, если выполнить предварительное умножение частоты, погрешность измерений разности фаз уменьшится в n раз. С умножением частоты связаны два важных недостатка. Первый обусловлен наличием систематической погрешности, связанной с неидентичностью фазовых характеристик двух множителей. Однако эта погрешность может быть исключена введением поправки. Методика определения поправки состоит в том, что на входы обоих множителей подается одно и то же напряжение. Измеренная фазометром разность фаз будет равна поправке с обратным знаком.

С учетом поправки φ_{VO} на неидентичность фазовых характеристик множителей уравнение измерения: $\varphi = n(\varphi_1 - \varphi_{VO})/n$. Такую коррекцию следует осуществлять на каждой частоте диапазона.

Другой недостаток связан с многозначностью отсчета разности фаз в условиях высокой частоты на выходе множителей. Так, поскольку диапазон измерения фазового угла для фазометра составляет $360^\circ (\pm 180^\circ)$, то, например, отсчет по шкале, равный 25° при коэффициенте умножения $n = 5$, соответствует измеряемой разности фаз $\varphi = 25^\circ/5 = 5^\circ$, а также $\varphi = (360^\circ + 25^\circ)/5 = 77^\circ$. В связи с этим стремятся сохранить частоту на входе фазометра и в то же время получить уменьшение погрешности, достигаемое умножением частоты. Такой результат может быть получен в специальных схемах преобразования частоты.

Гетеродинное преобразование частоты применяется на очень высоких частотах, когда необходимо измерить разность фаз с помощью низкочастотного фазометра, а также в случаях, когда узкодиапазонный фазометр необходимо использовать в широком диапазоне частот.

Рассмотрим, как будет преобразовываться разность фаз двух сигналов. Структурная схема измерителя показана на рис.3.

Пусть на входы подаются соответственно высокочастотные напряжения $U_1 = U_{m1} \sin \omega t$ и $U_2 = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$. Разность фаз φ между этими напряжениями необходимо измерить.

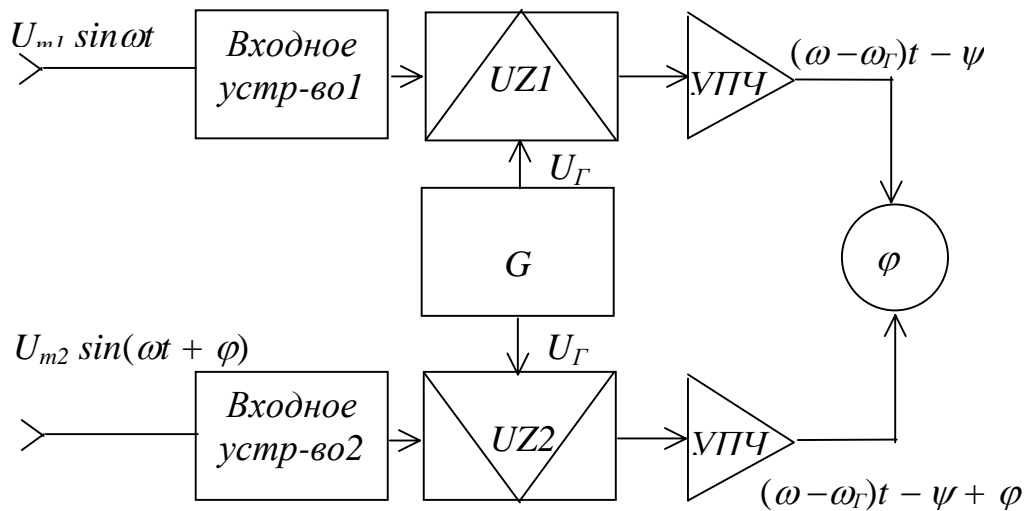


Рис.3

На смесители $UZ1$ и $UZ2$, имеющие вольтамперную характеристику $i = a_0 + a_1U + a_2U^2$, кроме сигналов U_1 и U_2 подается напряжение гетеродина G : $U_\Gamma = U_{m\Gamma} \sin(\omega_\Gamma t + \psi)$. На смеситель $UZ1$ будет действовать напряжение $u' = U_{m1} \sin \omega t + U_{m\Gamma} \sin(\omega_\Gamma t + \psi)$, а на $UZ2$ – $u'' = U_{m2} \sin \omega t + U_{m\Gamma} \sin(\omega_\Gamma t + \psi)$. Среди прочих колебаний на выходе каждого из смесителей нас будут интересовать самые низкочастотные – колебания разностной частоты. Если сопротивление нагрузки в цепи смесителя обозначить как R , то напряжение разностной частоты на выходе смесителей после простых преобразований можно записать в виде:

$$\begin{aligned}
 u'_{\text{ВЫХ}} &= a_2 R U_{m1} U_{m2} \cos[(\omega - \omega_\Gamma) t - \psi] = a_2 R U_{m1} U_{m2} \cos[\omega_{\text{ПЧ}} t - \psi], \\
 u''_{\text{ВЫХ}} &= a_2 R U_{m1} U_{m2} \cos[(\omega - \omega_\Gamma) t + \varphi - \psi] = \\
 &= a_2 R U_{m1} U_{m2} \cos[\omega_{\text{ПЧ}} t + \varphi - \psi]. \quad (3)
 \end{aligned}$$

Из (3) следует, что разность фаз между напряжениями промежуточной частоты равна разности фаз между измеряемыми ВЧ напряжениями. Перестраивая частоту гетеродина, разностную частоту можно поддерживать постоянной в широком диапазоне частот входных напряжений. Измерение разности фаз в этом случае будет производиться на одной частоте.

Гетеродинное преобразование частоты дает возможность использовать не только разностную частоту между исследуемыми колебаниями и колебаниями гетеродина, но также разностную частоту между гармониками указанных колебаний.

Пусть частота напряжений U_1 и U_2 умножается в n раз, а частота гетеродина – в k раз. Тогда фазы напряжений $u'_{\text{ВЫХ}}$ и $u''_{\text{ВЫХ}}$ на выходах смесителей $UZ1$ и $UZ2$:

$$\begin{aligned}
 \Phi' &= n\omega t - k(\omega_\Gamma t + \psi) = (n\omega t + k\omega_\Gamma) t - k\psi = \omega_{\text{ПЧ}} t - k\psi, \\
 \Phi'' &= n(\omega t + \varphi) - k(\omega_\Gamma t + \psi) = (n\omega - k\omega_\Gamma) t - n\varphi - k\psi = \\
 &= \omega_{\text{ПЧ}} - n\varphi - k\psi. \quad (4)
 \end{aligned}$$

Можно видеть, что фазовый сдвиг между напряжениями ПЧ на выходах смесителя получается в n раз больше, по сравнению со случаем использования основных частот напряжений u_1 и u_2 , что может повысить точность измерений.

1.3 МЕТОД, ОСНОВАННЫЙ НА ПРЕОБРАЗОВАНИИ РАЗНОСТИ ФАЗ В НАПРЯЖЕНИЕ

В 1.3 рассматривался фазовый детектор, основанный на преобразовании «разность фаз - напряжение». Главным недостатком схемы балансного фазового детектора является нелинейная зависимость выходного постоянного напряжения от измеряемой разности фаз, а также само наличие зависимости между выходным напряжением и амплитудами входных напряжений.

Рассмотрим схему аналогового фазометра с предварительным преобразованием входных напряжений в напряжения прямоугольной формы.

Синусоидальные напряжения u_1 и u_2 одинаковой частоты $\omega = 2\pi/T_0$, имеющие разность фаз φ , подаются на входы 1 и 2 фазометра (рис.4). После прохождения через усилительно-ограничительные каскады $A1$, $A2$ сигналы

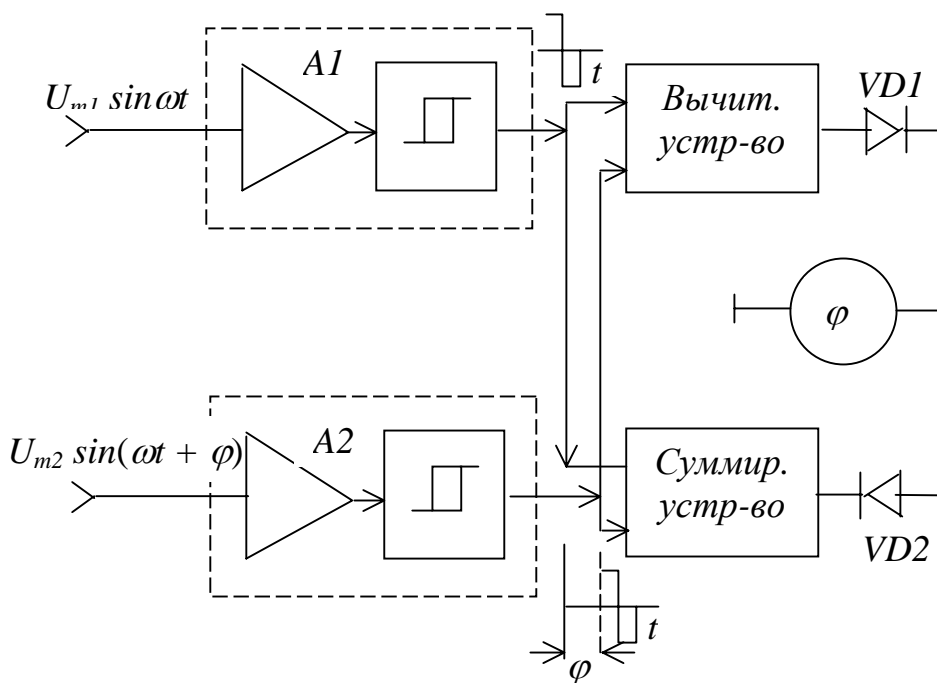


Рис.4

приобретают прямоугольную форму. Их амплитуды становятся равными. Обозначим их U_0 . Разность фаз на основании выражения (2) можно записать, как $\varphi = (T_1/T_0) 360^\circ$, где T_1 – разность моментов времени, в которые колебания имеют одинаковую фазу. Выразим разность фаз φ через ток, протекающий через магнитоэлектрический измерительный прибор. Показание прибора будет равно среднему значению разности токов, вызываемых напряжениями на выходах суммирующего и вычитающего устройств (рис.5). Вычислим среднее значение тока за период, считая равными прямые сопротивления диодов $R_{д1} = R_{д2} = R_{д}$:

$$I_{CP} = I_{1CP} - I_{2CP} = \frac{1}{T_0} \left\{ \int_0^{0.5T_0 - T_1} I_0 dt - \int_0^{T_1} I_0 dt \right\} = I_0 \left[\frac{\varphi}{180} - \frac{1}{2} \right], \quad (5)$$

$$\varphi = \left(I_{CP} / I_0 + 1/2 \right) 180^\circ,$$

где $I_0 = 2U_0/R$ - амплитуды импульсов токов на выходе суммирующего и вычитающего устройств; $R = R_D + R_H$ - сопротивление цепи; R_D - прямое сопротивление диода; R_H - сопротивление рамки измерительного магнитоэлектрического прибора.

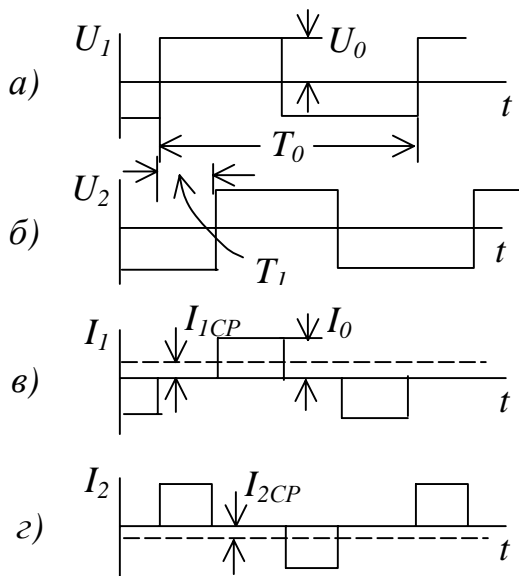


Рис.5

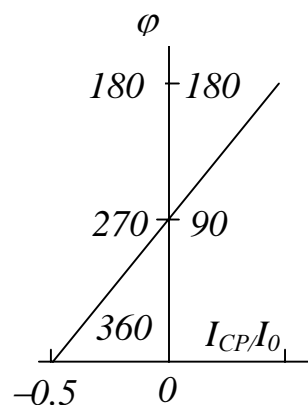


Рис.6

На рис.6 показан график зависимости $\varphi(I_{CP}/I_0)$. Пределы изменения I_{CP}/I_0 составляют ± 0.5 . Зависимость φ от I_{CP} не является однозначной в пределах периода. Возникающую двужначность устраняют, регистрируя совпадение положительных фронтов напряжения и тока (рис.5,а,г). Если $0 < \varphi < \pi$ - фронты совпадают, при $\pi < \varphi < 2\pi$ фронты не совпадают. Для определения момента совпадения используется специальная схема совпадения с выходом на индикатор. По свечению индикатора определяют пределы значений φ , соответствующих показаниям прибора.

Каково ограничение по частоте для применения подобных устройств? В настоящее время при формировании импульсов с помощью полупроводниковых приборов длительность фронта τ_ϕ обычно превышает 0.01 мкс. Чтобы длительность фронта не влияла на работу, период колебаний должен быть $T > (50 \dots 100) \tau_\phi$. Таким образом, $f_{max} = 1/T_{min} = 1 \dots 2$ МГц. Погрешность фазометра обусловлена погрешностью формирования напряжения прямоугольной формы, погрешностью преобразования в сумму-разность и погрешностью измерения среднего тока.

Систематические погрешности уменьшают, проводя градуировку шкалы прибора в двух точках. Отметке, где $I_{CP}/I_0 = 0$, приписывают $\varphi = 90^\circ$, а значение

$\varphi = 0$ приписывают отклонению стрелки, когда на оба входа подается одно и то же напряжение.

Удается выполнить фазометр с погрешностью, не превышающей 1%, при частоте в несколько десятков килогерц.

1.4 СХЕМЫ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

Описанные выше фазометры работают на частотах примерно до 1 МГц. На более высоких частотах применяется гетеродинное преобразование частоты (см. рис.2). С помощью гетеродина и смесителей, включенных на входе каждого канала, информация об амплитудах и фазах входных сигналов переносится на промежуточную частоту. Фиксированное значение ПЧ устанавливается автоматической подстройкой частоты гетеродина (АПЧ). Система АПЧ исключает возможность настройки на зеркальный канал, что позволяет избежать ошибки в определении знака фазы. Преобразованные по частоте сигналы с перенесенной на промежуточную частоту разностью фаз поступают на относительно низкочастотный фазометр, на котором измеряется разность фаз.

В таких фазометрах требуется высокая стабильность ПЧ, поэтому она поддерживается равной частоте источника опорного высокостабильного колебания с помощью фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Принцип работы ФАПЧ основан на том, что разность фаз двух колебаний постоянна во времени только в том случае, если их частоты равны, и наоборот. Это непосредственно следует из физического и математического определения частоты и фазы колебаний.

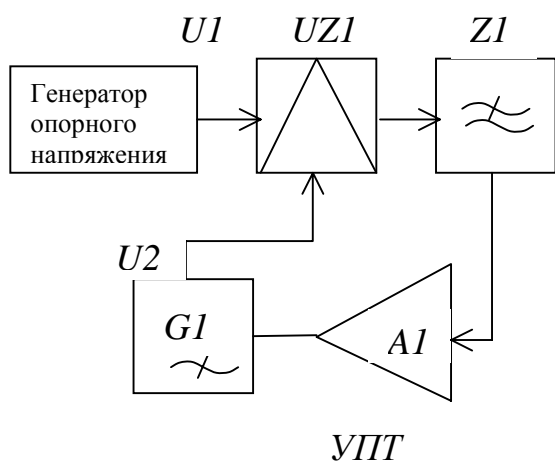


Рис.7

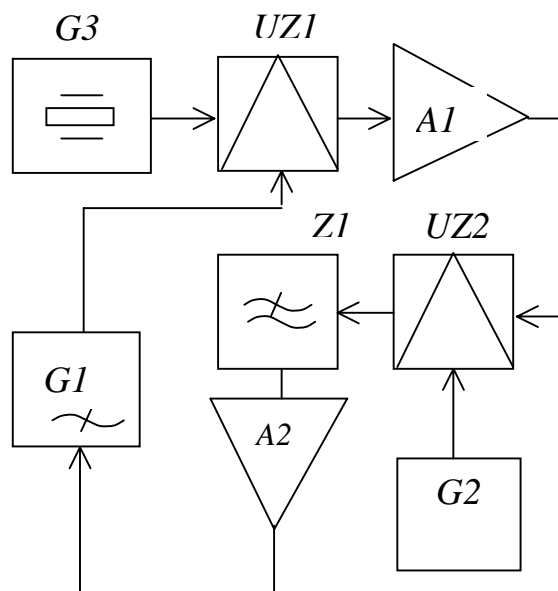


Рис.8

Принцип работы системы ФАПЧ поясняется с помощью структурной схемы, изображенной на рис.7. Напряжение с выхода фазового детектора $UZ1$, определяемое разностью фаз его входных напряжений u_1 и u_2 и видом характеристики детектора, через фильтр нижних частот $Z1$ поступает на вход усилителя $A1$, управляющего частотой генератора $G1$. При равенстве частот

генератора опорного напряжения и генератора $G1$ и неизменном во времени фазовом сдвиге их напряжений выходное напряжение детектора UZI равно нулю. Уход частоты генератора $G1$ и обусловленное этим изменение разности фаз вызывает появление управляющего напряжения, компенсирующего этот уход. Фильтр нижних частот ZI пропускает только составляющие низкой разностной частоты, он исключает прохождение ВЧ составляющих, а также комбинационных составляющих, которые могут возникнуть в фазовом детекторе, на управляющий вход генератора $G1$.

Основные параметры системы ФАПЧ - полоса удержания Δf_y , в пределах которой стабилизируемый генератор после первоначального введения в синхронизм поддерживается на эталонной частоте, и полоса захвата Δf_z , т. е. максимально допустимая расстройка стабилизируемого генератора относительно опорного, при которой обеспечивается введение в синхронизм. Эти параметры определяются амплитудой выходного напряжения фазового детектора U_m , параметрами ФНЧ и крутизной характеристики S управляющего элемента стабилизируемого генератора. Так, полоса удержания $\Delta f_y = k S U_m$, где k — коэффициент передачи ФНЧ. Полоса захвата $\Delta f_z = a \Delta f_y$, где $a < 1$ — коэффициент, зависящий от вида ФНЧ и полосы его пропускания.

Реальные системы ФАПЧ выполняются в соответствии со структурной схемой, изображенной на рис. 8. В них разность частот стабилизируемого $G1$ и опорного $G2$ генераторов поддерживается постоянной, равной сравнительно невысокой промежуточной частоте, источником которой является дополнительный опорный генератор $G3$ с кварцевой стабилизацией. Выделенное на выходе смесителя UZI напряжение ПЧ усиливается и ограничивается в усилителе $A1$. Фазовый детектор $UZ2$ работает на постоянной ПЧ при большой неизменной амплитуде на его входе. Управляющее напряжение с выхода ФНЧ ZI дополнительно усиливается в усилителе $A2$. Все это позволяет расширить полосы захвата и удержания, обеспечить эффективную работу системы ФАПЧ в широком диапазоне частот и амплитуд напряжений подстраиваемого и опорного генераторов.

В фазометрах с предварительным преобразованием частоты применяют также стробоскопическое преобразование частоты, которое позволяет создать фазометры, имеющие очень широкий частотный диапазон с перекрытием до 1000 без большого числа сменных элементов смесителей и гетеродинов. Гетеродин при этом работает в одном частотном поддиапазоне, т.е. без переключения поддиапазонов.

Принцип работы стробоскопического преобразования частоты поясняется с помощью структурной схемы, показанной на рис.9. Гетеродин с электронной перестройкой частоты $G1$ служит для создания гармонического напряжения с частотой f_l (рис.10,а), он работает в одном поддиапазоне с коэффициентом перекрытия по частоте, равном 2. В формирователе перепадов, содержащем, например, диод с накоплением заряда, форма напряжения изменяется, в нем создается крутой перепад (рис.10,б). Далее с помощью формирователя импульсов это напряжение преобразуется в периодическую, последовательность коротких импульсов с частотой повторения f_l (рис.10,в). Эта последовательность импульсов в качестве гетеродинного напряжения поступает на смеситель UZI , нагрузкой

которого служит полосовой фильтр $Z1$ промежуточной частоты ($f_{ПЧ} \ll f_1$). Спектр последовательности для случая импульсов прямоугольной формы показан на рис.10,г, он содержит составляющие с частотами nf_1 , где $n = 1,2,3...$. С учетом такого спектрального состава гетеродинного напряжения в тракт ПЧ будут проходить все входные сигналы, имеющие частоты вида $nf_1 \pm f_{ПЧ}$.

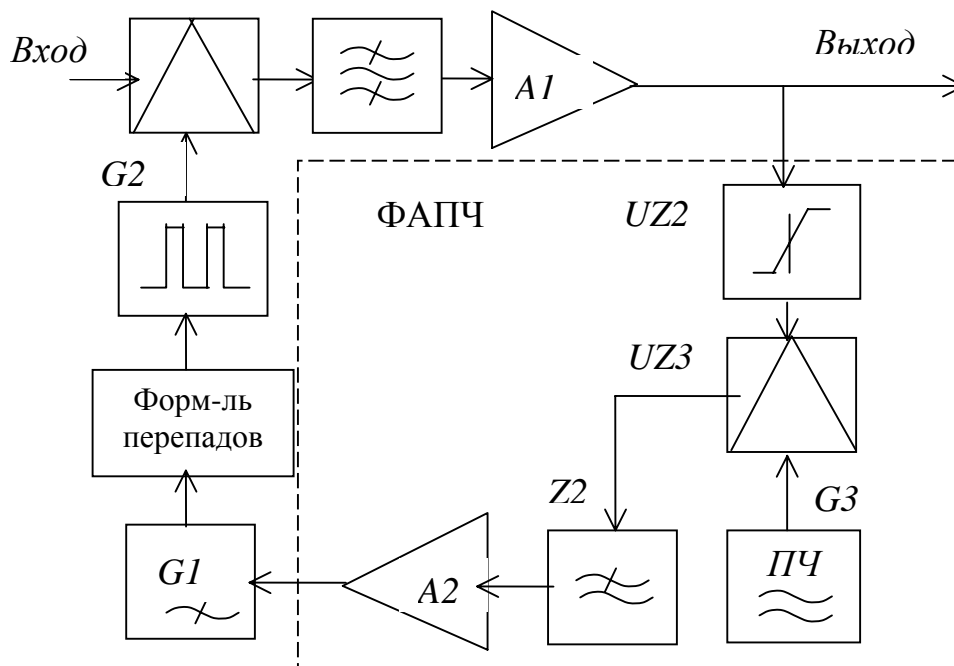


Рис.9

Оценим ширину спектра гетеродинного напряжения. Его огибающая, соответствующая спектральной плотности одиночного прямоугольного импульса длительностью τ , пропорциональна $(\sin \pi f \tau) / \pi f \tau$. Она спадает до уровня 0.7 при $f = 0.45/\tau$ и обращается первый раз в нуль при $f = 1/\tau$. При $\tau \ll T = 1/f$ спектр последовательности импульсов содержит большое число гармоник, занимая полосу частот, отсчитываемую на уровне 0.7 от f_1 до $nf_1 \approx 0.45/\tau$. Современные импульсные устройства позволяют формировать импульсы длительностью $0.45 \cdot 10^{-9}$ с, т. е. получать $nf_1 > 1000$ МГц. В этом случае при $f_1 = 1$ МГц спектр гетеродинного напряжения содержит тысячу гармоник основной частоты f_1 . При плавной перестройке частоты гетеродина с перекрытием 2 (от 1 до 2 МГц) с помощью гармоник будет плавно перекрыт широкий диапазон частот 1...1000 МГц (перекрытие 10^3). Для перекрытия диапазона частот 1...1024 МГц при использовании только первой гармоники гетеродина, имеющего перекрытие 2, потребовалось бы иметь 10 поддиапазонов, что резко усложнило бы конструкцию гетеродина и систему управления его частотой. Рассмотренный стробоскопический преобразователь частоты удобно сочетается с системой ФАПЧ, выделенной на рис. 9 пунктиром. Это позволяет во всем широком рабочем диапазоне частот преобразователя получить постоянную высокостабильную ПЧ.

Базовый фазометр, подобный рассмотренному выше, непосредственно измеряющий разность фаз, работает в условиях постоянной частоты $f_{ПЧ}$, не превышающей 50 кГц. В преобразователе частоты используются стробоскопические смесители $UZ1$, $UZ2$ и задающий перестраиваемый гетеродин, из сигнала которого с помощью специального генератора формируются очень

короткие (менее 0.5нс) стробирующие однополярные импульсы. На выходе смесителя получается сигнал с частотой $f_{ПЧ} = f_C - nf_G$, где n – номер гармоники гетеродина. Частота перестраиваемого гетеродина $G2$, как указывалось, перестраивается в полосе с перекрытием в октаву. Это обстоятельство, а также интенсивно представленные в спектре строб-импульса гармоники позволяют осуществить настройку прибора на очень широкий диапазон частот исследуемых сигналов. Информация о форме, амплитуде и фазовых соотношениях исследуемых сигналов переносится на промежуточную частоту. Для уменьшения влияния изменений амплитуд входных сигналов на фазовые измерения в каждый канал включаются ограничители.

В систему ФАПЧ фазометра входят опорный генератор, фазовый детектор с электронным коммутатором, с помощью которого на фазовый детектор поступают $f_{ПЧ1}$ или $f_{ПЧ2}$, перестраиваемый гетеродин, генератор строб-импульсов и стробоскопический преобразователь. Эта система подстраивает сигналы ПЧ под частоту опорного генератора с кварцевой стабилизацией. Обычно ПЧ выбирается достаточно низкой из условий нормальной работы базового фазометра. Стробоскопическое преобразование частоты, например, используется в аналоговом измерителе разности фаз ФК2-12, который позволяет измерять разность фаз в пределах $\pm 180^0$ на частотах 1 ... 1000 МГц с погрешностью $\pm 2.5^0$ (при равных сигналах) и $\pm 5^0$ (при любом соотношении напряжений сигналов), а также в фазометре ФК2-14 (диапазон частот 0.11 ... 7 ГГц).

1.5 МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ РАЗНОСТИ ФАЗ В ИНТЕРВАЛ ВРЕМЕНИ

Сущность метода состоит в преобразовании исследуемых синусоидальных напряжений в периодические последовательности коротких импульсов, формируемых в моменты перехода этих напряжений через нуль с производными одинакового знака (рис.10,а,б). Интервал времени между ближайшими импульсами $t_2 - t_1$ прямо пропорционален измеряемой разности фаз. Интервал времени может быть измерен как путем аналогового измерительного преобразования, так и цифрового. Сначала рассмотрим измерение с помощью аналоговых приборов.

Аналоговый фазометр на основе преобразования во временной интервал. Структурная схема фазометра изображена на рис.11. Исследуемые синусоидальные напряжения U_1 и U_2 поступают на формирующие устройства, которые состоят из усилителя - ограничителя, дифференцирующей цепи и одностороннего ограничителя. Напряжения преобразуются в серию коротких импульсов положительной полярности с крутыми фронтами (см. рис.10,в,г). Из соседних пар импульсов с помощью триггера формируются прямоугольные импульсы, длительность которых $\tau_{И}$ пропорциональна времени между переходами через нуль напряжений в канал 1 и 2 (рис.10,д). Если эту последовательность импульсов подать на магнитоэлектрический прибор, то его показания будут соответствовать среднему значению тока I_{CP} (рис. 10,е).

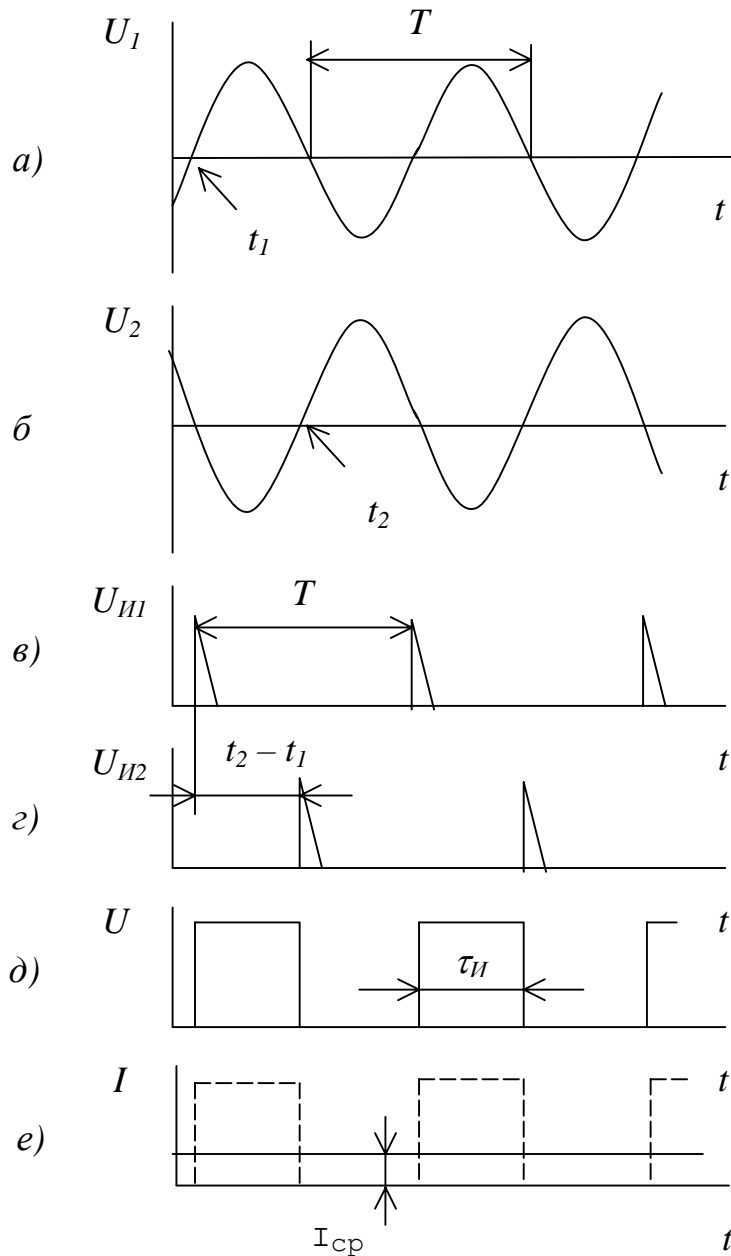


Рис.10

Покажем, что среднее значение тока равно разности фаз между u_1 и u_2 . Его можно выразить, как $I_{CP} = I_m \tau_{ш} / T$, где $\tau_{ш} = t_2 - t_1$. Тогда, подставив выражение $\tau_{ш} / T = I_{CP} / I_m$ в (1), получим уравнение измерения

$$\varphi = 360 I_{CP} / I_m . \quad (6)$$

Можно видеть, что зависимость $\varphi(I_{CP})$ линейна, показания прибора не зависят от частоты. Шкалу магнитоэлектрического микроамперметра можно проградуировать в градусах, поскольку максимальный ток постоянен для данного фазометра. Измеритель можно сделать цифровым если постоянную составляющую тока преобразованных прямоугольных импульсов измерять с помощью цифрового прибора.

Обратим внимание, что средний ток является результатом усреднения тока за время измерения, равное многим периодам исследуемого напряжения. Поэтому

измеренное значение разности фаз будет также средним ее значением за время измерения. Для исключения неопределенности отсчета фазового сдвига при его значении, близком к нулю, из-за конечной длительности импульсов на выходе формирователя и ограниченного быстродействия триггера, вводится фазовый сдвиг 180° в одном из каналов. В этом случае малые значения φ будут наблюдаться на фоне общего фазового сдвига около 180° .

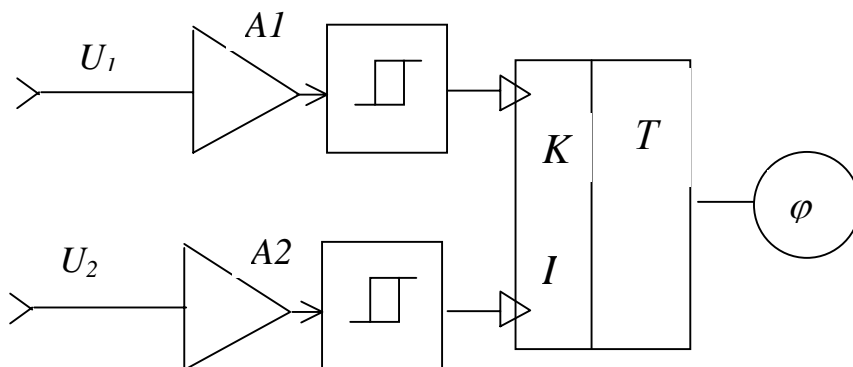


Рис.11

Измерение методом дискретного счета. Разность фаз φ в соответствии с выражением (1) линейно связана с длительностью прямоугольных импульсов: $\varphi = 360\tau_H/T$. Обозначив, как и ранее, $T_{CЧ}$ - период следования счетных импульсов, можно записать $\tau_H = NT_{CЧ} - \Delta\tau_D$. Здесь N - число счетных импульсов, которое укладывается в интервал τ_H , а $\Delta\tau_D$ - погрешность дискретности. Подставляя значения τ_H в выражение для разности фаз, будем иметь:

$$\varphi = 360 (NT_{CЧ} - \Delta\tau_D) / T = 360 (T_{CЧ}N/T - \Delta\tau_D/T). \quad (7)$$

С точностью до погрешности дискретности $\Delta\tau_D$ получаем уравнение измерения разности фаз методом дискретного счета

$$\varphi = 360 T_{CЧ}N/T = 360 fN/f_{CЧ}. \quad (8)$$

Из уравнения (8) следует, что здесь мы имеем случай косвенного измерения φ по прямым измерениям числа импульсов N и частоты сигнала. Частота повторения счетных импульсов $f_{CЧ}$ для данного прибора есть величина постоянная и входит в уравнение как постоянный параметр. Это не позволяет реализовать преимущество, свойственное методу дискретного счета.

Для устранения этого недостатка частоту повторения счетных импульсов принимают равной $f_{CЧ} = 360f$, т. е. счетные импульсы формируют из частоты сигнала, умножая ее на 360. Учитывая это соотношение в выражении (7) получаем $\varphi = N - 360\Delta\tau_D/T = N - \Delta\tau_D^\phi$, поэтому $\varphi = N$ с погрешностью дискретности. Разность фаз в градусах численно равна числу импульсов. Это уравнение в отличие от (7) - уравнение прямого измерения.

На рис.12,а изображена структурная схема фазометра, в котором реализован метод дискретного счета. Счетные импульсы формируются из напряжения U_1 . В схеме предусмотрен умножитель частоты сигналов $f/360f$.

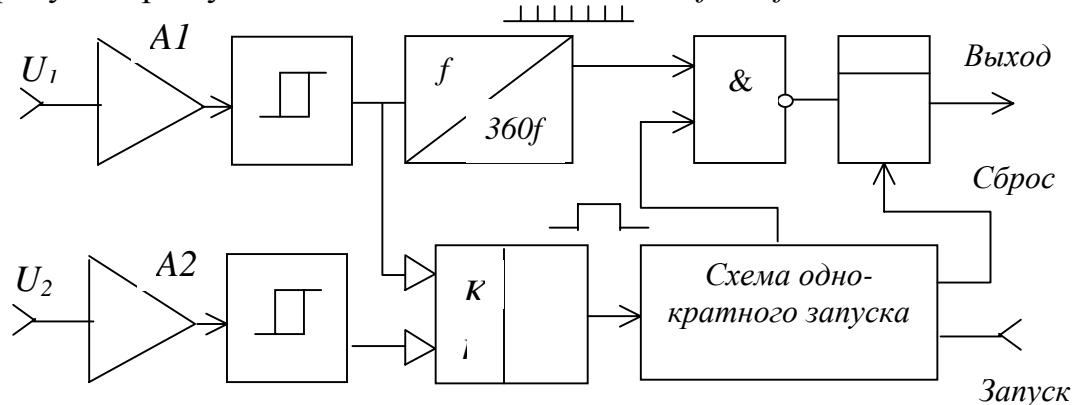


Рис.12,а

Для широкодиапазонного фазометра необходим широкодиапазонный умножитель. На выходе триггера формируется прямоугольный импульс с длительностью $\tau_{И}$ пропорциональный разности фаз между входными напряжениями U_1 и U_2 .

Во время действия этого импульса на входе селектора счетные импульсы проходят на счетчик. Поскольку счетные импульсы формируются из напряжения сигнала, уменьшается погрешность дискретности за счет исключения случайной составляющей погрешности начала $\Delta\tau_{ДН}$. Систематическую составляющую погрешности дискретности начала можно устранить, компенсируя ее систематической погрешностью дискретности конца счета. Это достигается

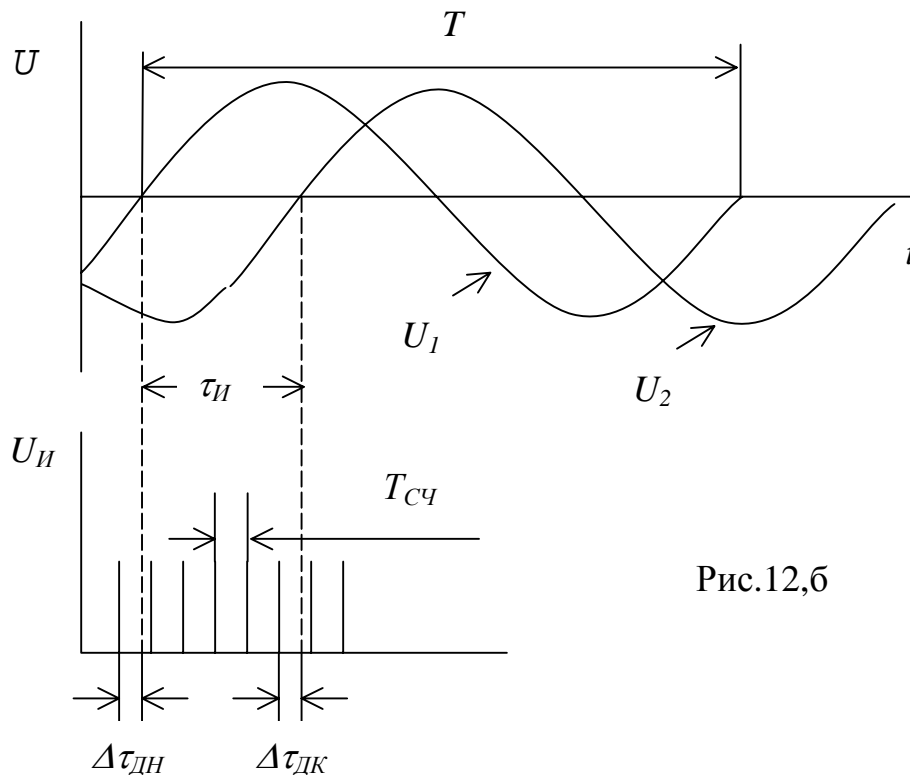


Рис.12,б

регулировкой момента открытия селектора. Значительно успешнее метод

дискретного счета может быть реализован при измерении среднего значения разности фаз. Сущность измерения состоит в том, что дискретным методом определяется длительность не одного интервала времени T_1 , а нескольких интервалов T_1 , за некоторый известный промежуток времени, не зависящий от частоты сигнала.

1.6 ФАЗОМЕТРИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО НА ПОВЕРХНОСТНЫХ УПРУГИХ ВОЛНАХ

Применение акустических поверхностных волн позволяет создать принципиально новые фазометрические устройства, обладающие рядом преимуществ по сравнению с электронными устройствами аналогичного назначения. Схематически конструкция фазометрического устройства на ПАВ и временные диаграммы, поясняющие его работу, приведены на рис. 13. Здесь 1 – звукопровод из пьезоэлектрического материала; 2 – входной преобразователь ПАВ 1-го канала; 3 – входной преобразователь 2-го канала; 4 – выходной преобразователь ПАВ; 5 – звукопоглощающее покрытие.

Принцип действия устройства основан на последовательном сравнении фаз высокочастотного заполнения двух радиоимпульсов при ступенчатом сдвиге фазы одного из них относительно другого. Информация о фазовом сдвиге заложена во временном положении минимального уровня выходного сигнала, получаемого в результате взаимной компенсации радиосигналов при сдвиге фаз между ними, равном π .

На полированную поверхность пластины (1), нанесены две группы идентичных электродов, образующих два канала фазоизмерительного устройства. Имеется два входных преобразователя 2 и 3 (по одному в каждом канале), расположенных друг под другом и выходной преобразователь 4, образованный электрическим соединением электродных решеток первого и второго каналов.

Расстояния между входными преобразователями и первыми электродными решетками выходного преобразователя в каждом канале равны и определяют начальную задержку выходного сигнала t_0 . В первом (верхнем) канале электродные решетки выходного преобразователя отстоят друг от друга на одинаковое расстояние L , выбираемое так, чтобы время задержки сигнала между ними $t_3 = LV$ было больше максимальной длительности входных сигналов (V – скорость распространения ПАВ в материале звукопровода). Указанный выбор величины t_3 исключает возможность одновременного воздействия импульса акустических колебаний на две соседние электродные решетки выходных преобразователей.

Секции электродов I-го и II-го каналов располагаются парами друг под другом с определённым смещением одной относительно другой. Этот пространственный сдвиг меняется вдоль длины выходного преобразователя от $-\lambda_0/2$ до $+\lambda_0/2$, где λ_0 – длина акустической поверхностной волны ($\lambda_0 = V/f_0$, f_0 – рабочая частота преобразователей). Если количество секций выходного преобразователя N , то элементарное приращение смещения между соседними

секциями Δl определяется так: $\Delta l = \lambda/(N - 1)$. Смещение секций в m – ой паре верхнего и нижнего каналов выходного преобразователя вычисляется так

$$S_m = (m - 1)\Delta l = (m - 1)\lambda_0/(N - 1). \quad (9)$$

При подаче на вход фазометрического устройства двух радиоимпульсов, имеющих произвольный сдвиг фаз Ψ , с каждой m - й пары секций последовательно снимается суммарный электрический сигнал. В результате того, что смещение электродных решеток в парах изменяется от $-\lambda_0/2$ до $+\lambda_0/2$, вызываемый этим смещением дополнительный фазовый сдвиг φ ступенчато изменяется от 0 до 360° (начальный нулевой отсчет получается синфазным включением входных преобразователей).

$$\varphi = \Delta\varphi(m - 1) \quad (10)$$

Элементарное приращение сдвига фаз $\Delta\varphi$, равное шагу ступенчатого отсчета, соответствует приращению пространственного сдвига электродных решеток Δl и определяется как $\Delta\varphi = 360^\circ/(N - 1)$. Существует определённая пара решеток выходного преобразователя, на котором радиоимпульсы складываются в противофазе (с точностью до шага ступенчатого отсчета $\Delta\varphi$), т.е. $\Psi + \varphi = \pi \pm 2\pi m$. В этом случае суммарный сигнал имеет минимальную амплитуду. Сигнал максимальной амплитуды снимается с пары электродных решеток, обеспечивающих синфазное сложение радиоимпульсов. При изменении сдвига фаз между входными сигналами временное положение минимума огибающей выходного сигнала будет изменяться. Таким образом осуществляется преобразование «сдвиг фаз – время».

Проанализируем работу фазометрического устройства, когда на его входы поступают два радиоимпульса одинаковой амплитуды и длительности с произвольной разностью фаз. Считаем, что на входные преобразователи подаются радиоимпульсы, описываемые выражениями

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_0 \cos \omega_0 t, \\ u_2(t) &= U_0 \cos(\omega_0 t - \Psi), \end{aligned} \quad (11)$$

где Ψ – искомая разность фаз, $0 < t < \tau_u$, τ_u – длительность импульса. На секциях верхнего и нижнего каналов выходного преобразователя формируются сигналы вида

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_0 \cos \omega_0 [t - t_0 - (m - 1)(\tau_H + \tau_P)], \\ U_2(t) &= U_0 \cos \{ \omega_0 [t - t_0 - (n - 1)(\tau_H + \tau_P)] - \Psi - \pi + \Delta\varphi(m - 1) \}, \end{aligned} \quad (12)$$

где τ_P – время распространения упругой волны под одной секцией выходного преобразователя (рис.14).

При электрическом суммировании U_1 и U_2 на электродах выходного преобразователя для выходного сигнала получается следующее выражение:

$$\begin{aligned} U_1(t) + U_2(t) &= 2U_0 \cos [\Psi - \Delta\varphi(m - 1) + \pi] / 2 \cdot \cos \{ \omega_0 [t - t_0 - (m - 1)\tau_H - \\ &\quad - [\Psi + \Delta\varphi(m - 1)] / 2 \} \}. \end{aligned} \quad (13)$$

При противофазном сложении радиоимпульсов на секциях верхнего и нижнего каналов выходного преобразователя суммарный сигнал должен иметь минимальное значение. Тогда условие получения минимума огибающей выходного сигнала сводится к следующему:

$$[\Psi + \Delta\varphi(m - 1)]/2 = k\pi/2; \quad \Psi = \Delta\varphi(m - 1)k, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (14)$$

Если известно временное положение минимума огибающей выходного сигнала t_m , то фазовый сдвиг несущих колебаний входных радиоимпульсов может быть определён из выражения:

$$\Psi = E[(t_m - t_0)(t_0 + \tau_p)]\Delta\varphi, \quad (15)$$

где E – символ выделения целой части числа.

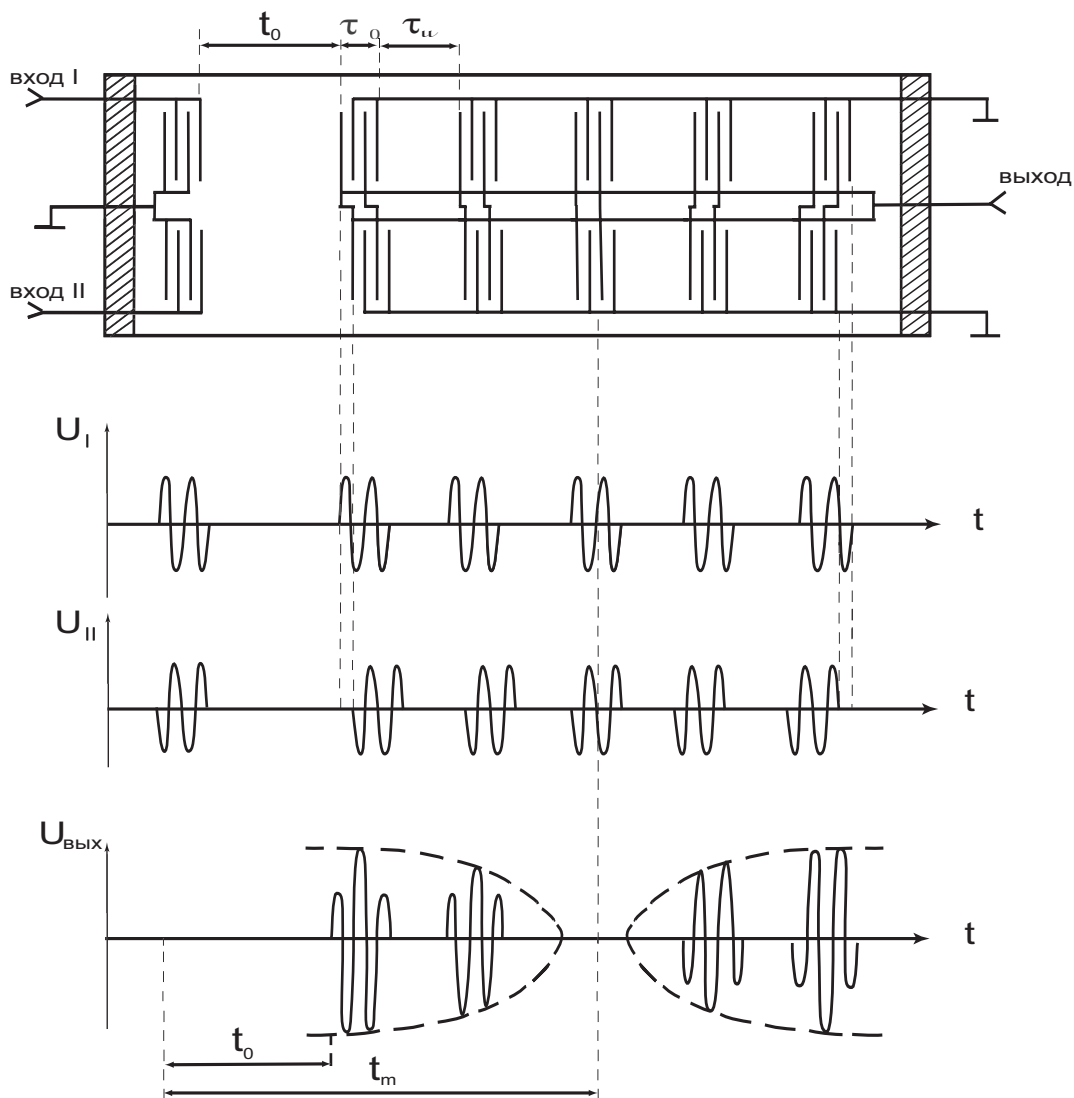


Рис. 14 Временные диаграммы фазометрического устройства на ПАВ.

Таким образом, длительность развертки луча индикатора, на котором наблюдается форма выходного сигнала фазометрического устройства на ПАВ, может быть проградуирована в единицах измерения фазового сдвига.

Рассмотрим амплитудно-частотную характеристику фазометрического устройства с дискретным отсчетом фазового сдвига.

Так как входные преобразователи представляют собой эквидистантные электродные решетки, содержащие малое число электродов (10 - 20), то они являются достаточно широкополосными и частотные характеристики устройства, в основном, определяются коэффициентом передачи выходного многоэлементного преобразователя. Для вычисления коэффициента передачи выходного преобразователя будем считать, что $\tau_p = \tau_H$. В этом случае при синфазном включении входных преобразователей импульсная характеристика устройства будет иметь вид (рис.15 а):

$$\begin{aligned} g(t) &= [U_0(1 + \cos \Omega t) \cos \omega_0 t] / 2 \\ g(t) &= 0 \quad \text{при} \quad -T/2 \geq t \geq +T/2 \\ g(t) &= g(t) \quad \text{при} \quad +T/2 \geq t > -T/2. \end{aligned} \quad (16)$$

Модуль коэффициента передачи определим как амплитудный спектр импульсной характеристики

$$K(\omega) = \frac{1}{2} U_0 \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [1 + \cos \Omega t] \cos \omega_0 t \cdot \cos \omega t dt. \quad (17)$$

Проделав несложные вычисления, в итоге получим

$$\begin{aligned} K(\omega) &= \frac{U_0 T \cdot \sin \left[(\omega - \omega_0) \frac{T}{2} \right]}{4(\omega - \omega_0) \frac{T}{2}} + \frac{U_0 T \cdot \sin \left[(\omega - \omega_0 + \Omega) \frac{T}{2} \right]}{8(\omega - \omega_0 + \Omega) \frac{T}{2}} \\ &+ \frac{U_0 T \cdot \sin \left[(\omega - \omega_0 - \Omega) \frac{T}{2} \right]}{8(\omega - \omega_0 - \Omega) \frac{T}{2}}. \end{aligned} \quad (18)$$

При проектировании импульсных фазометров амплитудно-частотная характеристика необходима для определения параметров следующих за фазометром каскадов, например полосового усилителя, компенсирующего потери, вносимые фазометрическим устройством.

Примерная методика расчета фазометрического устройства на ПАВ с дискретным отсчетом заключается в следующем. Исходя из заданного диапазона измерений фазового сдвига ΔF ($\Delta F \leq 360^\circ$) и допустимой величины шага ступенчатого отсчета сдвига фаз $\Delta \varphi$, определяется число пар секций N выходного преобразователя

$$N = (\Delta F / \Delta \varphi) + 1.$$

Максимальная длительность входных радиоимпульсов $\tau_{И}$ не должна превышать значения $\tau_{И} \leq L/2V(N - 1)$, где V – скорость ПАВ в материале звукопровода, L – выбранная длина звукопровода.

Число электродов элементарного преобразователя m , из которых состоит выходной преобразователь ПАВ, находится из условия $m = \tau_{И} \cdot 2f_0$ (при условии, что $\tau_{И} = \tau_{Р}$). Элементарное приращение смещения Δl решеток выходного преобразователя определяется так

$$\Delta l = V/2f_0(N - 1).$$

Согласно выражению (18) определяется АЧХ устройства, при этом $\Omega = 2\pi/T$; $T = \tau_0 \cdot 2(N - 1)$. Остальные характеристики фазометрического устройства (расстояние между электродами преобразователей ПАВ, величина области перекрытия смежных электродов, толщина звукопровода и т.д.) определяются также, как и для линий задержки и полосовых фильтров.

Минимальная величина дискретного отсчета сдвига фаз $\Delta\varphi$ зависит от точности расположения электродов ВШП друг относительно друга. Современный уровень технологии изготовления фотошаблонов, применяемых в процессе фотолитографии, позволяет выдерживать расстояния между электродами с точностью 1 мкм. В таблице приведены значения шага ступенчатого отсчета $\Delta\varphi$, соответствующего величине $\Delta l = 2$ мкм для различных рабочих частот фазометрического устройства.

f_0 , МГц	3	5	7	10	15	20	30	60
$\Delta\varphi$, град	0,67	1,125	1,525	2,25	3,375	4,5	6,75	13,5

1.7 Формирователь радиоимпульсов с регулируемой разностью фаз на ПАВ

Формирователи радиоимпульсов с регулируемой разностью фаз применяются, например, в системах управления излучающих и приемных фазированных антенных решеток.

Используя устройство, аналогичное фазометру на ПАВ, достаточно просто реализовать устройство формирования радиоимпульсов с регулируемой разностью фаз. Структурная схема такого устройства показана на рис. 15.

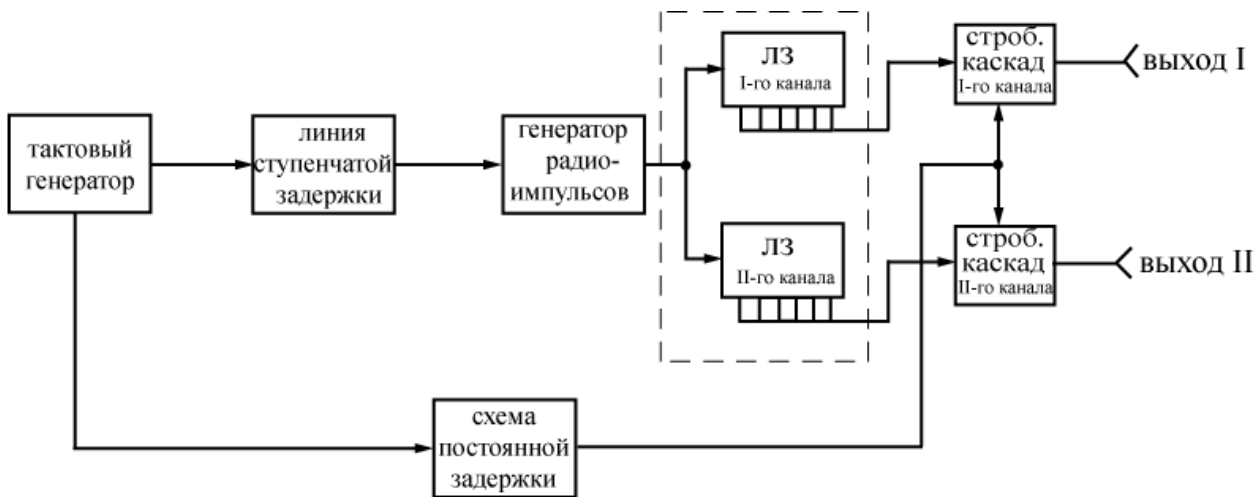


Рис.15 Структурная схема формирователя разности фаз импульсов на ПАВ

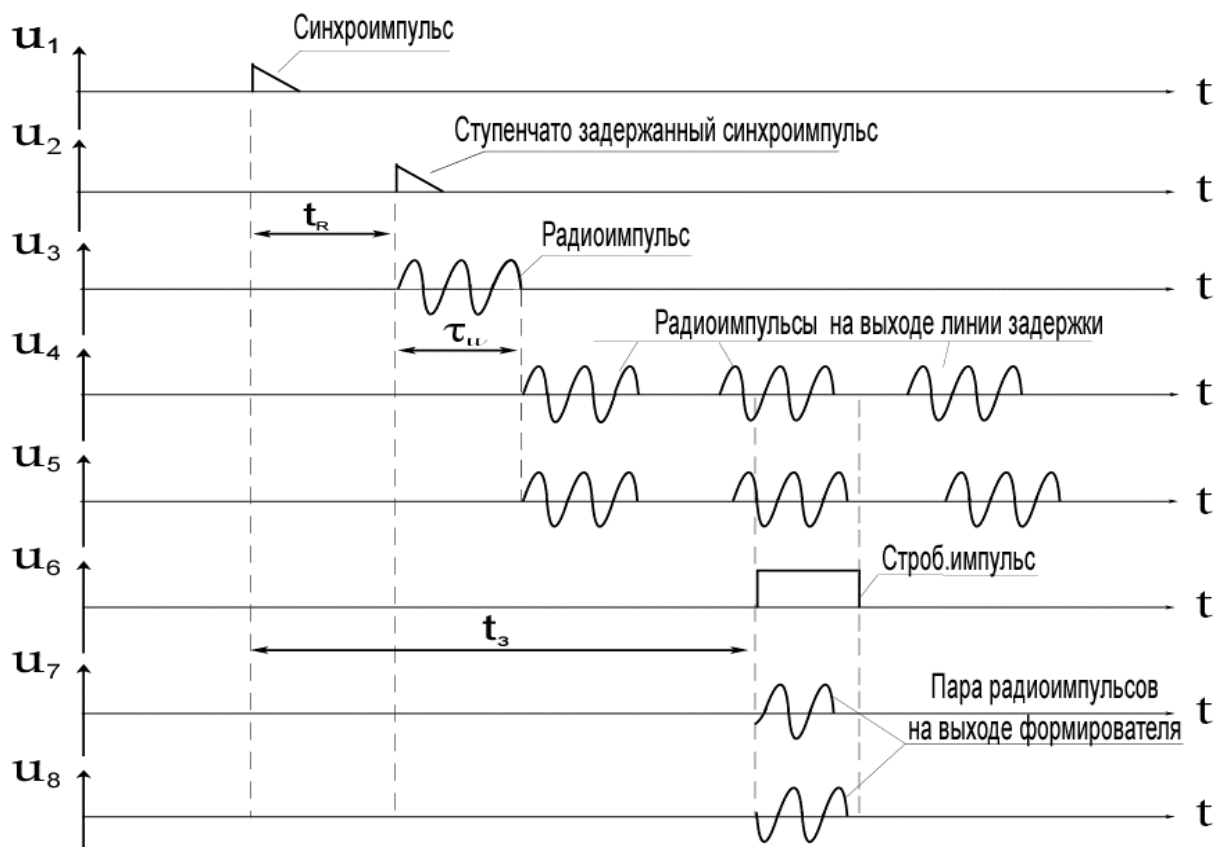


Рис.16 Временные диаграммы, поясняющие работу измерителя разности фаз на ПАВ

На рис.16 приведены временные диаграммы, поясняющие работу устройства. U_1 – напряжение на выходе тактового генератора; U_2 – напряжение на выходе схемы ступенчатой задержки; U_3 – напряжение на выходе генератора радиоимпульсов; U_4 – напряжение на выходе многоотводной линии задержки I-го канала; U_5 – напряжение на выходе многоотводной линии задержки II-го канала; U_6 – напряжение на выходе схемы постоянной задержки; U_7 – напряжение на выходе 1-ого канала устройства; U_8 – напряжение на выходе 2-ого канала устройства.

Работа устройства происходит следующим образом. Короткий видеоимпульс поступает с синхронизатора 1 на схему ступенчатой задержки 2 (рис.16 U_1). Эта схема под воздействием импульса синхронизатора вырабатывает видеоимпульс U_2 , который запускает генератор радиоимпульсов 3. Генератор радиоимпульсов формирует прямоугольный радиоимпульс фиксированной длительности τ_{II} U_3 , который подается на входы многоотводных линий задержки I и II. На выходах многоотводных линий задержки (отводы в каждой линии электрически соединены параллельно) образуются последовательности радиоимпульсов U_4 и U_5 , причем число импульсов равно числу отводов линии задержки. Радиоимпульсы, составляющие последовательность на выходе многоотводной линии задержки I (U_5 на рис. 16) сдвинуты относительно радиоимпульсов на выходе многоотводной линии задержки II U_4 . Этот сдвиг изменяется в зависимости от порядкового номера радиоимпульса в последовательности. Подобное смещение радиоимпульсов друг относительно друга достигается соответствующим расположением отводов в многоотводных линиях задержки 4 и 5.

Многоотводные линии задержки выполнены на одном звукопроводе и конструктивно представляют собой фазометрическое устройство, в котором выходной преобразователь имеет отдельные выходы для I-го и II-го каналов, а входной преобразователь является общим для обоих каналов. Последовательности радиоимпульсов поступают на отдельные входы стробирующих каскадов I и II. Импульс тактового генератора запускает схему постоянной задержки, которая вырабатывает задержанный на время t_3 прямоугольный видеоимпульс U_6 , поступающий на параллельно соединенные входы стробирующих каскадов I и II каналов.

Время постоянной задержки должно отвечать условию $t_3 \geq T_N$, где T_N – длительность отклика U_4 . Стробирующие каскады будут пропускать на выход устройства лишь пару радиоимпульсов (по одному в каждом канале U_7, U_8). В зависимости от времени задержки t_R , определяемой схемой ступенчатой задержки 2, на выходе устройства может появляться любая пара радиоимпульсов последовательностей U_4, U_5 (первая пара, вторая пара и т.д.). Временной сдвиг между радиоимпульсами последовательностей U_4 и U_5 возрастает в зависимости от порядкового номера пары импульсов. Это соответствует возрастающему фазовому сдвигу. Поэтому, изменяя время ступенчатой задержки t_R можно получить на выходе устройства два радиоимпульса с регулируемой разностью фаз.

2. ПРАКТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

А. Формирование пары радиоимпульсов с заданной разностью фаз несущей частоты

Схема соединения измерительных приборов приведена на рис.17.

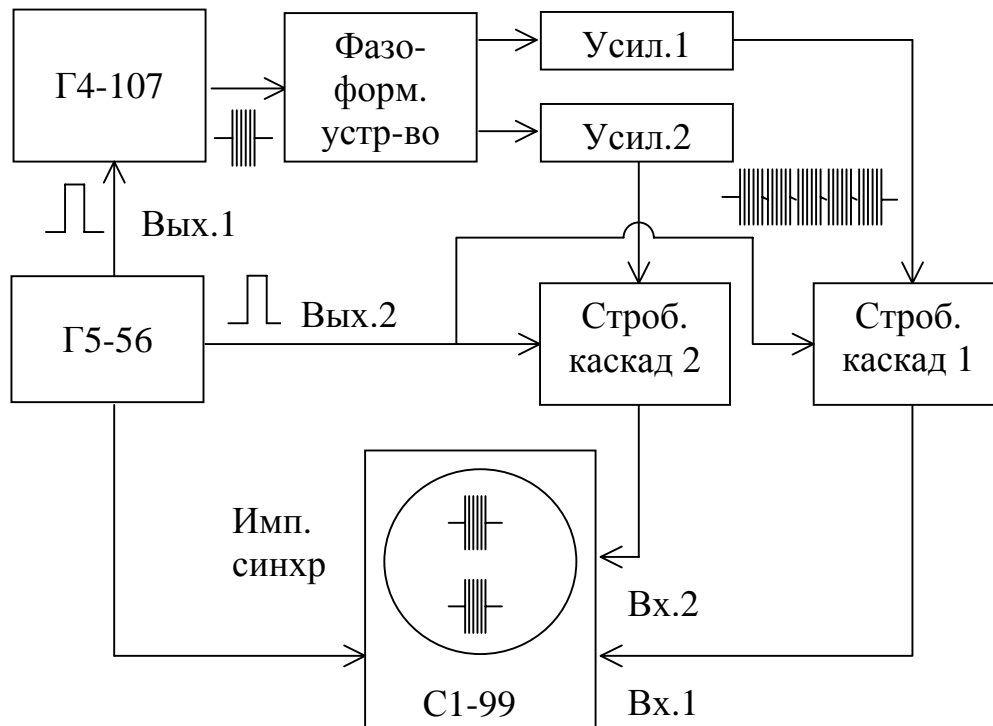


Рис.17

Линии задержки фазо-формирующего устройства возбуждаются радиоимпульсом с выхода генератора сигналов Г4-107 (длительность 1 мкс, несущая частота 30 МГц). Подключить выходы усилителей 1 и 2 ко входам 1 и 2 каналов осциллографа С1-99. На экране осциллографа можно наблюдать отклики в виде протяженных радиоимпульсов, состоящих из ряда фрагментов, число которых N определяет шаг ступенчатого изменения разности фаз – $\Delta\varphi = 360^\circ/N$. Каждая пара соответствующих фрагментов откликов будет иметь разность фаз высокочастотной несущей ступенчато изменяющуюся от -180° до $+180^\circ$ с шагом $\Delta\varphi$.

Восстановить соединения приборов по схеме рис.17. Установить длительность стробирующего импульса (полярность положительная, амплитуда 5 В) на выходе 2 генератора Г5-56 равной длительности одного фрагмента отклика. Регулируя задержку стробирующих импульсов (выход 2 Г5-56) относительно возбуждающих импульсов (выход 1 Г5-56), выделить из откликов фрагменты (радиоимпульсы) с последовательно изменяющимися разностями фаз несущей частоты -90° , 0 и $+90^\circ$. Разность фаз радиоимпульсов контролировать в режиме развертки А и Б осциллографа С1-99.

Задание

Измерить длительность всего отклика и одного его фрагмента и определить шаг ступенчатого изменения разности фаз.

В. Измерение разности фаз радиоимпульсов

Схема соединения измерительных приборов приведена на рис.18.

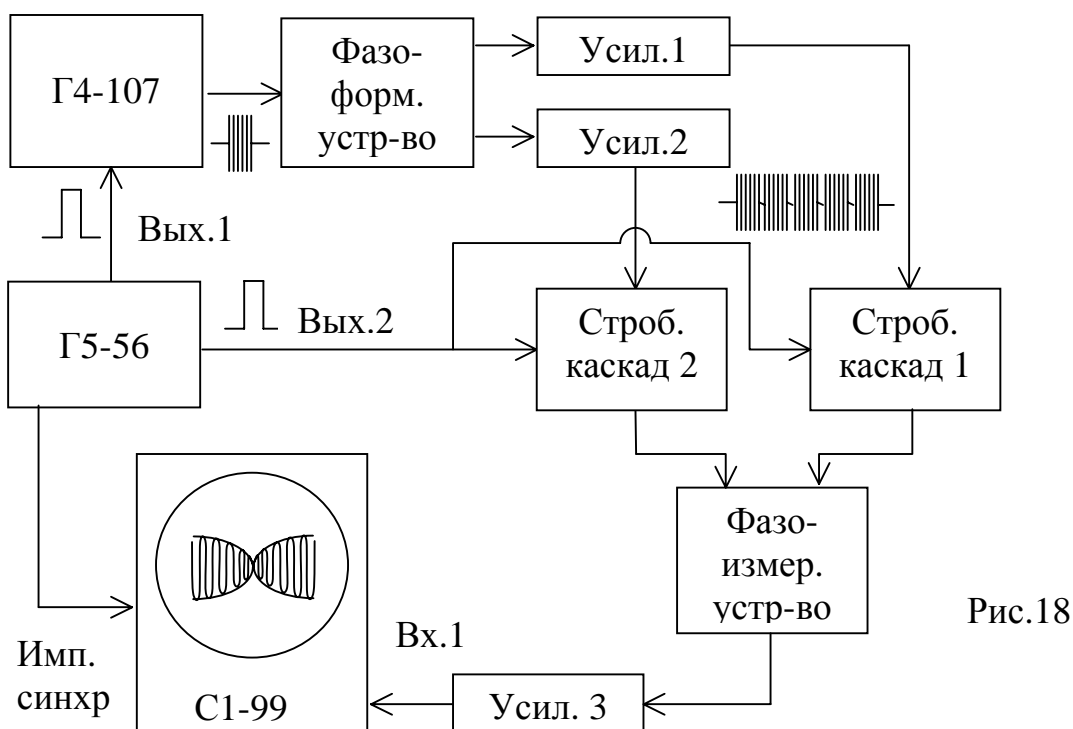


Рис.18

Подать на входы фазоизмерительного устройства сформированную пару радиоимпульсов. Регулируя задержку стробирующих импульсов (выход 2 Г5-56) относительно возбуждающих импульсов (выход 1 Г5-56), наблюдать на экране осциллографа смещение минимума огибающей отклика с выхода усилителя 3 из крайне левого в крайне правое положение, что соответствует изменению разности фаз радиоимпульсов от -180° до $+180^{\circ}$.

Задание

Проградуировать горизонтальный масштаб экрана осциллографа в единицах разности фаз (радиан/см). Зарисовать форму отклика для величины разности фаз несущей частоты радиоимпульсов равной 0 рад.

Литература

Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения: Учебн. Пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.

Измерения в электронике: Справочник/В.А.Кузнецов, В.А.Долгов и др.; Под ред. В.А.Кузнецова. – Энергоатомиздат, 1987. – 512 с.

Дворяшин Б.В., Кузнецов Л.И. Радиотехнические измерения. – М.: Сов. Радио, 1978 – 359 с.

Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990.- 416 с.

Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокомпоненты.- М.:Радио и связь, 1987.

Дополнительная литература

Гуляев Ю.В., Багдасарян А.С. Фильтры на поверхностных акустических волнах: состояние и перспективы развития // Радиотехника.– 2003.– N8.– с.15 – 25.