

Лекция 8. Электронные осциллографы

8.1. Классификация и обобщенная структурная схема универсального электронного аналогового осциллографа

Электронные осциллографы предназначены для визуального наблюдения формы сигнала, а так же для измерения параметров сигнала, они относятся к приборам группы С:

С1 – универсальные электронные аналоговые осциллографы

С2 – измеритель коэффициента амплитудной модуляции

С3 – измеритель девиации частоты

С4 – анализаторы спектра

С5 – анализаторы гармоник

С6 – измеритель нелинейных искажений

С7 – скоростные осциллографы

С8 – запоминающие осциллографы

С9 – специальные осциллографы (в том числе цифровые)

Обобщенная структурная схема универсального электронного аналогового осциллографа (в дальнейшем осциллограф) представлена рис.5.1 и включает в себя следующие блоки:

- входные устройства - ВУ1, ВУ2, ВУ3;
- предварительный усилитель - ПУ;
- широкополосная линия задержки - ЛЗ;
- усилитель вертикального отклонения - УВО;
- схема синхронизации - Сх.сихнр.;
- генератор развертки – ГР;
- усилитель горизонтального отклонения – УГО;
- электронно-лучевая трубка – ЭЛТ;
- калибратор – Калибр.;
- источник питания – ИП.

Блоком представления информации в осциллографе является ЭЛТ с электростатическим управлением лучом.

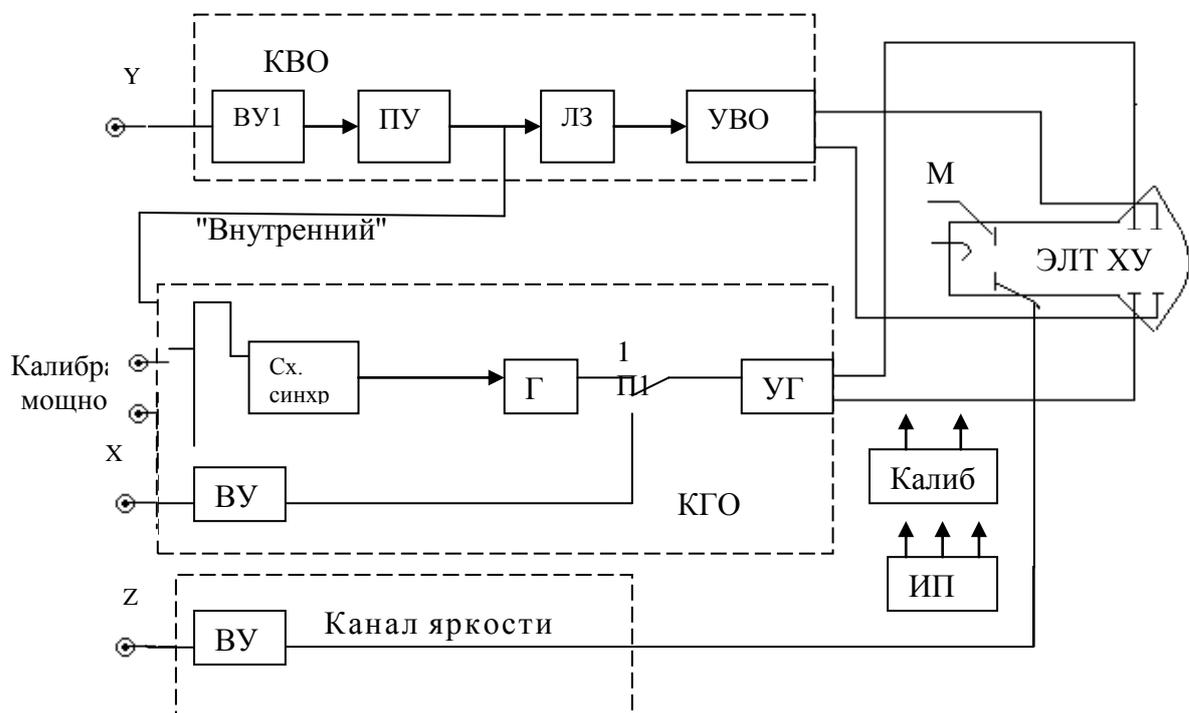


Рисунок 8.1

В общем случае электронный осциллограф содержит три канала, обеспечивающих подачу сигнала на соответствующие электроды ЭЛТ.

1.1. Канал вертикального отклонения (КВО) или канал Y. Служит для согласования уровня исследуемого сигнала с чувствительностью ЭЛТ по пластинам вертикального отклонения. Его входом служит вход Y осциллографа, а выход нагружен на пластины вертикального отклонения ЭЛТ. КВО содержит:

- блок входных устройств (ВУ1) обеспечивающий необходимое входное сопротивление канала. Коэффициент передачи ВУ1 может быть изменен оператором дискретно и плавно.
- предварительный усилитель (ПУ). Служит для усиления входного (исследуемого) сигнала по напряжению.
- широкополосная линия задержки (ЛЗ) позволяет наблюдать начальные фазы сигналов в момент запуска генератора развертки в режиме синхронизации "внутренний"
- усилитель вертикального отклонения (УВО) предназначен для усиления исследуемого сигнала по мощности. Его выходной, парафазный сигнал обеспечивает перемещение луча ЭЛТ в вертикальной плоскости.

Основными параметрами КВО являются чувствительность, определяемая величиной коэффициента передачи, и полоса пропускания, определяющая полосу частот исследуемого сигнала. Необходимыми требованиями являются:

- стабильность коэффициента передачи (временная, температурная и т. д.)
- равномерность АЧХ в полосе пропускания КВО.

Важным параметром КВО, используемым при измерениях, является коэффициент отклонения по вертикали:

$$m_y \text{ - [В/дел]}$$

Его величина может быть изменена оператором и определяется положением дискретного переключателя чувствительности ВУ1 при фиксированном положении плавного регулятора чувствительности.

1.2. Канал горизонтального отклонения (КГО) или канал X. Служит для формирования разворачивающего напряжения, подаваемого на пластины горизонтального отклонения ЭЛТ (пластины X). Канал включает в себя следующие блоки.

1.2.1. Сх. Синхр. - схема синхронизации. Обеспечивает запуск генератора развертки.

1.2.2. ГР - генератор развертки. Служит для формирования специального, изменяющегося линейно во времени напряжения развертки (рис.8.2). В этом напряжении принято различать: период развертки (T_p), который складывается из времени прямого хода ($T_{пр.х}$) и времени обратного хода ($T_{обр.х}$). В подавляющем большинстве случаев $T_{пр.х} \gg T_{обр.х}$

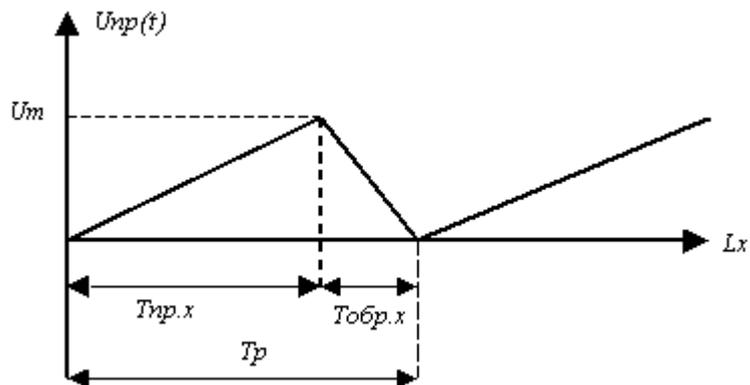


Рисунок 8.2

Математической моделью данного сигнала является функция вида

$$U_x(t) = U_{ГР}(t) = k_1 \cdot t; \quad t \in 0 \div T_{пр.х} \quad (8.1)$$

Где $k_1 = \frac{Um}{T_{пп.х}}$ - крутизна пилообразного напряжения развертки.

В ЭЛТ обеспечивается линейная связь между смещением луча по горизонтали $L_x(t)$ и напряжением, поданным на пластины горизонтального отклонения $U_x(t)$. Следовательно

$$L_x(t) = k_2 \cdot U_x(t) \quad (8.2)$$

Где k_2 - чувствительность ЭЛТ по пластинам X.

Таким образом, при подаче напряжения ГР на пластины X будет выполняться условие

$$L_x(t) = k_2 \cdot k_1 \cdot t, \quad (8.3)$$

т.е. смещение луча по горизонтали пропорционально времени («временная» развертка).

В этом случае на экране ЭЛТ наблюдается осциллограмма, представляющая собой зависимость мгновенного значения сигнала поданного на вход Y осциллографа от времени.

Требования к сигналу ГР:

- высокая линейность,
- стабильность амплитудных и временных характеристик.

ГР может работать в трех основных режимах: непрерывный (автоколебательный), ждущий и разовый запуск. Непрерывный режим используются при исследовании гармоничных сигналов, а также сигналов с малой скважностью. Ждущий режим используется при исследовании сигналов с большой скважностью. Режим разового пуска используется для исследования случайных или однократных сигналов.

Для получения неподвижного изображения частоту развертки необходимо синхронизировать с частотой исследуемого сигнала. Условиями получения неподвижного изображения, называемыми «условием синхронизации», являются:

- а) $T_p = n \cdot T_c$, где n - натуральное число.
- б) Момент запуска генератора должен соответствовать одной и той же фазе исследуемого сигнала.

На рис. 8.3 представлены осциллограммы одного и того же сигнала для случая:

- а) условие $T_p = n \cdot T_c$ выполняется при ($n=2; T_{p1}$)
- б) условие кратности частоты развертки частоте сигнала не выполнено ($n=1,5; T_{p2}$)

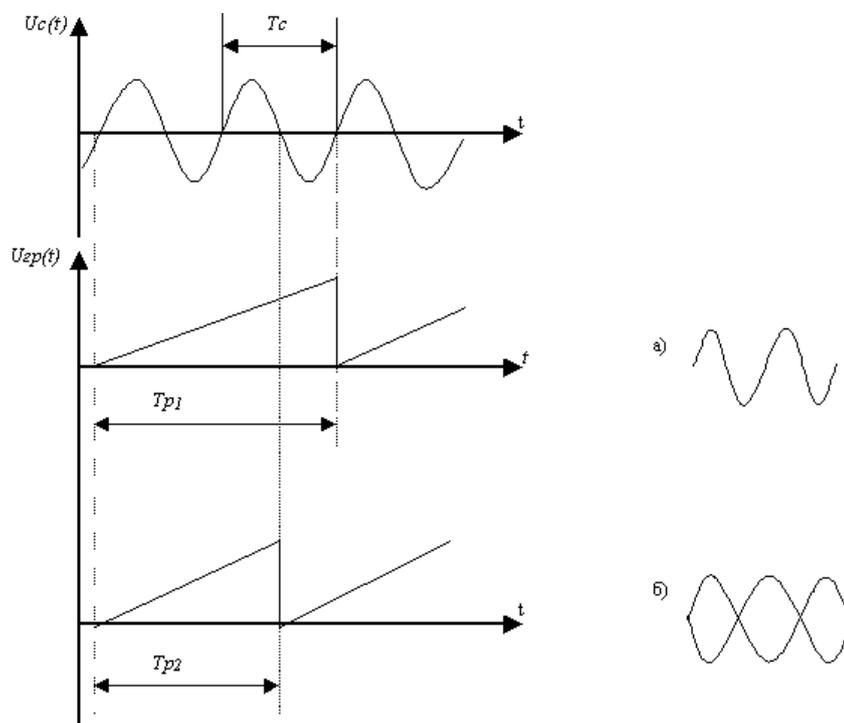


Рисунок 8.3

В осциллографе предусматривается три вида синхронизации в зависимости от источника синхронизирующего сигнала:

- а) “Внутренний” – синхронизация осуществляется от исследуемого сигнала.
- б) “Внешний” – источник синхронизирующего сигнала – внешний (дополнительный) генератор. Как правило, этот вид синхронизации применяют при исследовании импульсных сигналов с большой скважностью. Генератор развертки работает в ждущем режиме.
- в) “От сети”. Источником синхронизации сигнала является сигнал, кратный частоте питающей сети. Этот вид используется при исследовании влияния сетевых помех.

1.2.3. УГО предназначен для усиления разворачивающего напряжения и подачи его на пластины горизонтального отклонения ЭЛТ.

На входе УГО установлен переключатель П1, два положения которого определяют два основных режима работы осциллографа. Если П1 находится в положении 1, то на пластины X подается напряжение ГР, что соответствует первому основному режиму работы – режиму линейной развертки.

Второй основной режим работы осциллографа – режим усиления (сравнения, фигур Лиссажу). Он реализуется в положении 2 переключателя П1. При этом, на пластину X ЭЛТ подается внешний сигнал, который подключается к входу X осциллографа.

Основным параметром КГО, используемым при измерениях, является коэффициент отклонения по горизонтали m_x или m_t , измеряемый в единицах [время/деление]. Его численное значение определяется положением дискретного переключателя частоты развертки.

1.3. Канал Z – канал управления яркостью.

Сигнал, поданный на вход Z осциллографа от дополнительного (внешнего) источника поступает на модулятор ЭЛТ. В этом случае происходит модуляция яркости осциллограммы с частотой поданного сигнала.

Кроме того, в структурную схему осциллографа входят блок питания и блок калибровки. Калибратор предназначен для формирования сигналов, параметры которых (напряжение и частота) известны с высокой точностью. С их помощью осуществляется проверка коэффициентов отклонения по вертикали m_y и горизонтали m_x (калибровка КВО и КГО).

8.2. Виды разверток осциллографа

1. Линейная – на пластины X ЭЛТ подается сигнал от внутреннего генератора развертки (ГР). Переключатель П1 переводится в положение 1. На экране ЭЛТ формируется временная развертка сигнала поданного на вход Y осциллографа.

2. Синусоидальная – на пластины X ЭЛТ подается гармонический сигнал от внешнего источника, подключенного к входу X осциллографа. Переключатель П1 переводится в положение 2. При подаче на вход Y осциллографа гармонического сигнала на экране наблюдается фигура Лиссажу.

3. Круговая (частный случай синусоидальной) – в этом случае используются вход Y и X осциллографа, на которые подаются сигналы

$$\begin{cases} u_y(t) = Um_1 \cdot \sin(\omega t) \\ u_x(t) = Um_2 \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (8.4)$$

Переключатель П1 в положении 2. На экране ЭЛТ формируется развертка в виде окружности (эллипса).

4. Спиральная – применяется, когда необходимо увеличить длительность развертки при заданной скорости. Используются входы Y и X осциллографа, на которые подаются сигналы

$$\begin{cases} u_y(t) = kt \cdot \sin(\omega t) \\ u_x(t) = kt \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \end{cases} \quad (8.5)$$

На экране ЭЛТ формируется развертка в виде спирали Архимеда.

8.3. Осциллографические методы измерения параметров сигналов

1. Измерение напряжения

Измерение напряжения производится в режиме линейной развертки (первый основной режим работы осциллографа)

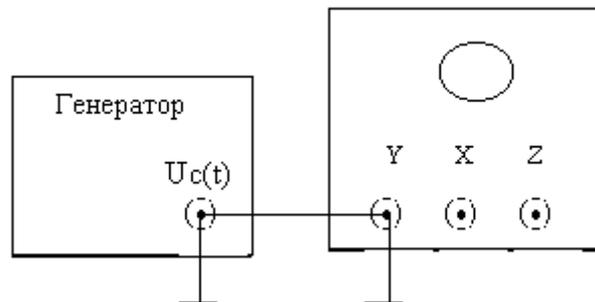


Рисунок 8.4

Схема подключения источника сигнала (генератора) к осциллографу приведена на рис. 8.4

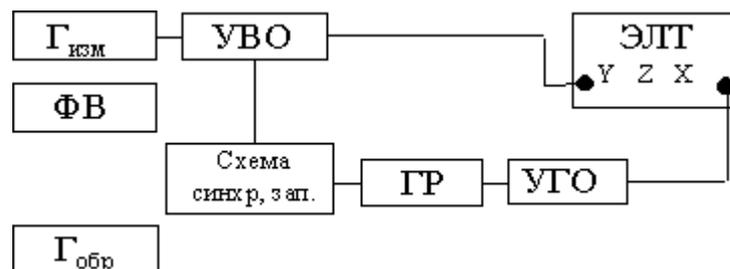


Рисунок 8.5.

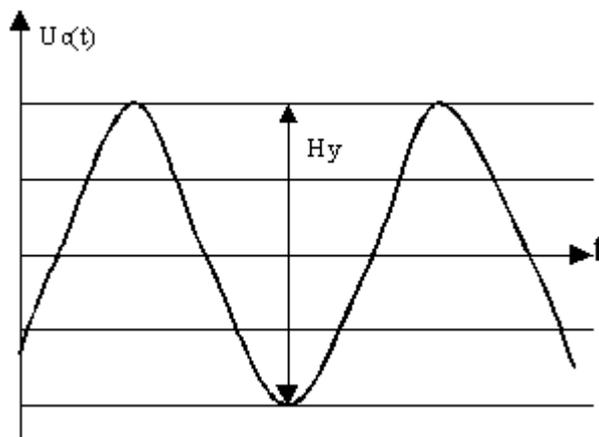


Рисунок 8.6

$$\begin{cases} u_y(t) = u_c(t) \\ u_x(t) = u_{cp}(t) \end{cases} \quad (8.6)$$

Измеряемое напряжение $u_c(t)$ подается на вход Y осциллографа. На пластины X ЭЛТ поступает сигнал ГР $u_{ГР}(t)$. В этом случае порядок функционирования блоков осциллографа определяет структурная схема, представленная на рис. 8.4. На экране наблюдается осциллограмма, как зависимость поданного на вход Y сигнала от времени (для \sin сигнала), рис. 8.5. “Размах” осциллограммы H_y определяется как разность максимального и минимального отклонения луча. При симметричном двухполярном сигнале его амплитуда определяется из соотношения

$$U_m = \frac{H_y \cdot m_y}{2} \quad (8.7)$$

где H_y - количество делений сетки осциллографа, соответствующее “размаху” осциллограммы [дел].

m_y - коэффициент отклонения по шкале Y (цена деления по шкале Y) [В/дел]. Его численное значение определяется положением дискретного переключателя чувствительности КВО.

Данное измерение является косвенным. В этом случае погрешность определяется из соотношений:

- систематическая абсолютная составляющая погрешности

$$\Delta_u = \frac{m_y}{2} \Delta H_y + \frac{H_y}{2} \Delta m_y \quad [В] \quad (8.8)$$

- СКО случайной составляющей погрешности

$$G_u = \sqrt{\left(\frac{m_y}{2} G_{H_y}\right)^2 + \left(\frac{H_y}{2} G_{m_y}\right)^2} \quad [В] \quad (8.9)$$

Где ΔH_y - абсолютная погрешность измерения геометрического размера H_y [дел]

Δm_y - абсолютная погрешность задания коэффициента отклонения m_y [В/дел]

G_{H_y} - СКО погрешности измерения величины H_y [дел]

G_{m_y} - СКО погрешности задания коэффициента отклонения m_y [В/дел]

2. Измерение частоты

Измерение частоты с помощью осциллографа производится следующими методами:

- методом линейной калиброванной развертки;
- методом линейной развертки с внешним генератором образцовой частоты;
- методом синусоидальной развертки;
- методом круговой развертки.

Принцип измерения частоты с помощью осциллографа указанными методами, схемы подключения источника сигнала к осциллографу, структурные схемы, поясняющие функционирование блоков осциллографа и расчетные соотношения для измеряемой частоты приведены в лекции 10 (раздел 10.2).

3. Измерение угла сдвига фаз

Измерение угла сдвига фаз с помощью осциллографа производится следующими методами:

- методом синусоидальной развертки;
- методом линейной развертки.

Принцип измерения фазового сдвига с помощью осциллографа указанными методами, схемы подключения источника сигнала к осциллографу, структурные схемы, поясняющие функционирование блоков осциллографа и расчетные соотношения для измеряемого угла сдвига фаз приведены в лекции 11 (раздел 11.2).

8.4. Калибровка осциллографа и рекомендации по выбору полосы пропускания КВО

Калибровка осциллографа служит для проверки численных значений коэффициентов отклонения по вертикали m_y и горизонтали m_x . Процесс заключается в измерении напряжения и периода эталонного сигнала калибратора с помощью осциллографа в режиме линейной калиброванной развертки. Определяется погрешность как разность параметра, поданного с выхода калибратора и измеренной величины. В случае если она превышает норму, производится подстройка чувствительности КВО или скорости развертки ГР.

В общем случае полоса пропускания КВО определяется $\Delta F = f_{\max} - f_{\min}$. Для современных осциллографов, как правило, выполняется условие: нижняя граничная частота полосы пропускания $f_{\min} = 0$, т.е. прибор имеет “открытый” вход и позволяет исследовать сигналы с постоянной составляющей.

Верхняя (граничная) частота f_{\max} определяется по АЧХ КВО как точка по оси частот, соответствующая уменьшению уровня АЧХ в $\frac{1}{\sqrt{2}}$ раз по сравнению с ее значением на низких частотах/1/.

Величина f_{\max} может быть также определена как диапазон частот, в пределах которого спад АЧХ не превышает 3 дБ /2/.

$$A = 20 \lg \left[\frac{H_{f_{\text{оп}}}}{H_{f_{\text{изм}}}} \right] \text{ дБ.}$$

Где А - спад АЧХ [дБ]

$H_{f_{\text{оп}}}$ и $H_{f_{\text{изм}}}$ - размах осциллограмм на опорной и измеряемой частотах соответственно.

Известно /2/, что искажения фронта колоколообразного импульса не превысят (1-2)%, если время нарастания t_n переходной характеристики КВО окажется в 5 раз меньше длительности фронта импульса τ_{ϕ} , т.е. $t_n \leq \tau_{\phi} / 5$

- для треугольных импульсов $t_n \leq \tau_{\phi/10}$

- для трапецеидальных импульсов $t_n \leq \tau_{\phi/3}$

С учетом, что $t_n \approx 0,35 / f_{\max}$ для колоколообразного импульса получим $f_{\max} \geq 1,75 / \tau_{\phi}$. Где $f_{\max} = \Delta F$ – полоса пропускания КВО

8.5. Некоторые разновидности электронных осциллографов

8.5.1. Двух – и многоканальные; двухлучевые осциллографы – приборы относящиеся к группе С1. Применяются при наблюдении одновременно двух и более сигналов, при анализе искажений формы сигналов, исследовании и настройке цифровых систем передачи.

Принцип построения многоканальных осциллографов рассмотрим на примере двухканального прибора, обобщенная структурная схема которого имеет вид (рис.8.7):

Обобщенная структурная схема двухканального осциллографа

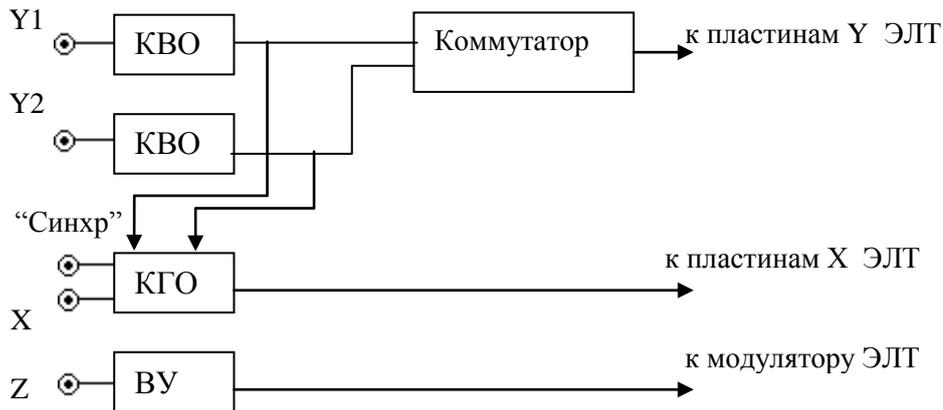


Рисунок 8.7

Отличительной особенностью схемы является наличие электронного коммутатора, который подает исследуемые сигналы каждого канала на одни и те же отклоняющие пластины ЭЛТ. Обычно предусматривают 4 режима работы 2 каналов:

- одноканальный (коммутатор подключен к первому либо ко второму каналу)
- чередования каналов (коммутатор поочередно подключает каналы после каждого хода развертки)
- прерывания (работают оба канала, но переключения производятся с высокой частотой [как правило более $1 \cdot 10^6$ Гц])
- алгебраического сложения (оба канала одновременно работают на одну нагрузку; в этом режиме можно исследовать сумму или разность двух сигналов)

На основе двухканального принципа строятся многоканальные (до 8 каналов) электронные осциллографы.

Основой для построения структурной схемы двухлучевого осциллографа является ЭЛТ, снабженная двумя электронными прожекторами и двумя парами пластин вертикального отклонения. К каждой паре пластин подключен отдельный КВО; развертка, как правило, одна на оба луча. По частотным характеристикам двухлучевые осциллографы аналогичны однолучевым, однако из-за усложнения схемы и конструкции ЭЛТ, как правило, дороже и менее надежны.

8.5.2. Цифровые осциллографы

Обобщенная структурная схема одноканального цифрового осциллографа приведена на рис.8.8.

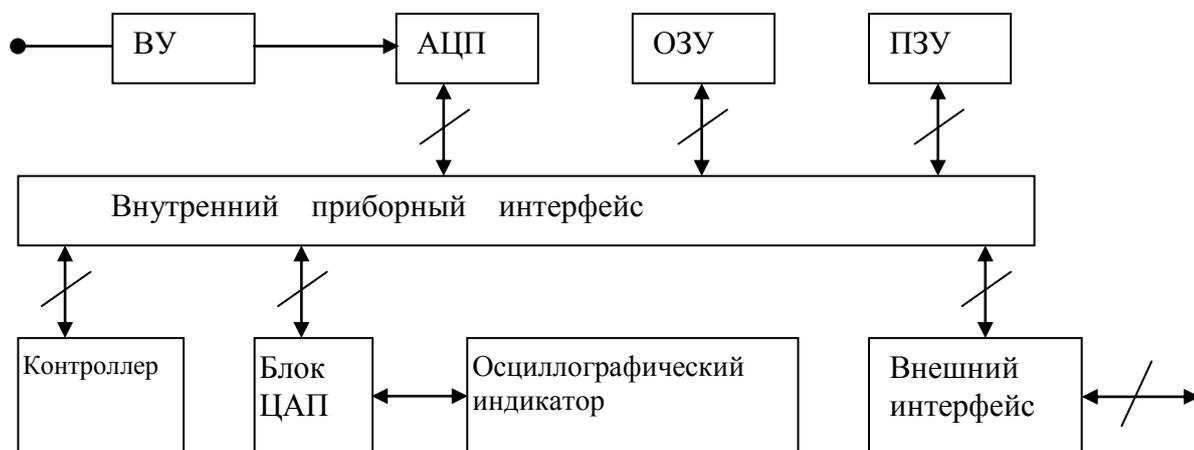


Рисунок 8.8

Исследуемый сигнал через блок входных устройств (ВУ) поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В АЦП происходит дискретизация сигнала по времени и квантование по уровню. На его выходе формируются коды, соответствующие мгновенным значениям сигнала, отстоящим друг от друга на интервал дискретизации. Эта информация запоминается в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ). Там же хранится информация о номере точки дискретизации. Управление работой АЦП и ОЗУ осуществляется внутренним контроллером в соответствии с программами, хранящимися в постоянной памяти (ПЗУ). В ПЗУ хранятся также программы обслуживания органов управления, поддержки осциллографического дисплея и т. д. Обратное преобразование сигнала из дискретной формы в аналоговую происходит в блоке цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) с последующей подачей напряжений на пластины X и Y ЭЛТ. Входными сигналами для блока ЦАП являются коды мгновенных значений сигнала и номеров точек дискретизации.

В описанной схеме предусматривается преобразование исследуемого сигнала (аналог-цифра) и его дальнейшая обработка с помощью внутреннего контроллера. Это определяет основные свойства цифровых осциллографов данного типа.

Достоинства

- возможность реализации функций запоминающего осциллографа с неограниченным временем хранения информации;
- возможность замедленного воспроизведения всей или отдельных участков осциллограммы;
- возможность измерения параметров сигналов с помощью внутреннего контроллера, а также простота сопряжения с цифровыми системами более высокого уровня иерархии.

Среди недостатков следует отметить наличие методических погрешностей АЦП (погрешности дискретизации и квантования), величины которых зависят от соотношения полосы частот исследуемого сигнала, быстродействия АЦП и от разрядности выходного кода АЦП соответственно.

Данный принцип преобразования широко применяется при построении "виртуальных" приборов, представляющих собой измерительную систему на базе РС, снабженного специализированной программной поддержкой и блоками сопряжения с измеряемыми объектами. Примером может служить универсальная программа Lab VIEW, разработанная фирмой NATIONAL INSTRUMENTS, позволяющая реализовать функции мультиметра, измерительного генератора, анализатора спектра и цифрового осциллографа.

Известен ряд вариантов построения структурных схем цифровых осциллографов /1,2/, в которых микропроцессорная система может выполнять следующие функции:

- управление работой осциллографа;
- выполнение измерительных операций, обработка сигналов и результатов измерения;
- регулировка и контроль рабочих режимов структурной схемы, а также калибровку отдельных блоков и каналов

8.5.3. Скоростные и стробоскопические осциллографы

Приборы данной группы применяются при исследовании коротких импульсов и сигналов СВЧ-диапазона. Универсальные аналоговые осциллографы не могут быть использованы для этих целей в силу следующих причин:

– Резонансная частота системы емкость отклоняющих пластин – индуктивность подводящих проводов должна быть значительно больше высшей гармоники исследуемого сигнала. Полоса пропускания КВО, например, для передачи прямоугольного импульса длительностью $1 \cdot 10^{-9} \text{ с}$ должна составлять $f_{\max} \approx 2 \cdot 10^9 \text{ Гц}$

– Изображение на экране оказывается очень бледным из-за высокой скорости перемещения луча по экрану. Например, при длительности импульса $5 \cdot 10^{-9} \text{ с}$ и ширине экрана ЭЛТ 100 мм скорость луча оказывается равной

$$V = L/\tau_u = 100 \cdot 10^{-6} / 5 \cdot 10^{-9} = 20000 \text{ км/сек}$$

– Для точной передачи формы сигнала время пролета электронов между пластинами отклонения должно быть меньше длительности импульса. По этой причине, в скоростных осциллографах, работающих в реальном масштабе времени, применяют специальные ЭЛТ "бегущей волны". Их отличительной особенностью является низкая чувствительность S_y прибора по входу Y ($S_y \approx 1 \text{ мм/В}$).

При исследовании быстропротекающих процессов с малой амплитудой напряжения применяют стробоскопический метод осциллографирования. На экране такого осциллографа формируется изображение по форме подобное исследуемому сигналу, но в увеличенном временном масштабе. Это обеспечивается следующим образом. Входной сигнал подается на амплитудно-импульсный модулятор (АИМ), в котором происходит выборка мгновенного значения исследуемого сигнала в момент прихода дополнительно сформированного "стробирующего" импульса. Математическая модель выходного сигнала АИМ может быть представлена в виде

$$u_{\text{АИМ}}(t) = \delta(t - t_c) u_c(t_c) \quad (8.10)$$

Где $\delta(t - t_c) = \begin{cases} 0, & t \neq t_c \\ 1, & t = t_c \end{cases}$ - дельта функция

$u_c(t)$ - математическая модель входного сигнала

t_c - момент стробирования

Период следования стробирующих импульсов ($T_{\text{стр}}$) выбирается несколько больше периода исследуемого сигнала

$$T_{\text{стр}} = T_c + \Delta t \quad (8.11)$$

В этом случае на выходе АИМ формируется периодическая последовательность "строб"-импульсов, промодулированных по амплитуде входным сигналом. Период следования указанных последовательностей определится как

$$T = T_{\text{стр}} \cdot K_{\text{мп}} \quad (8.12)$$

Где $K_{\text{мп}} = T_c / \Delta t$ - коэффициент трансформации масштаба времени современных осциллографов $K_{\text{мп}} = n10 \cdot 10^3$

Выходной сигнал АИМ подается на вход КВО универсального осциллографа, обладающего ограниченной полосой пропускания. В нем осуществляется кусочно-линейная аппроксимация импульсного сигнала промодулированного по амплитуде, что позволяет восстановить форму исследуемого импульса. Таким образом, удастся исследовать сигналы с полосой частот до $1 \cdot 10^9 \text{ Гц}$ при фактической полосе пропускания КВО $\approx 1 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ при соответствующем уменьшении скорости развертки без применения специальных ЭЛТ.

На рис. 8.9 представлены временные диаграммы сигналов, поясняющие принцип стробоскопического временного преобразования

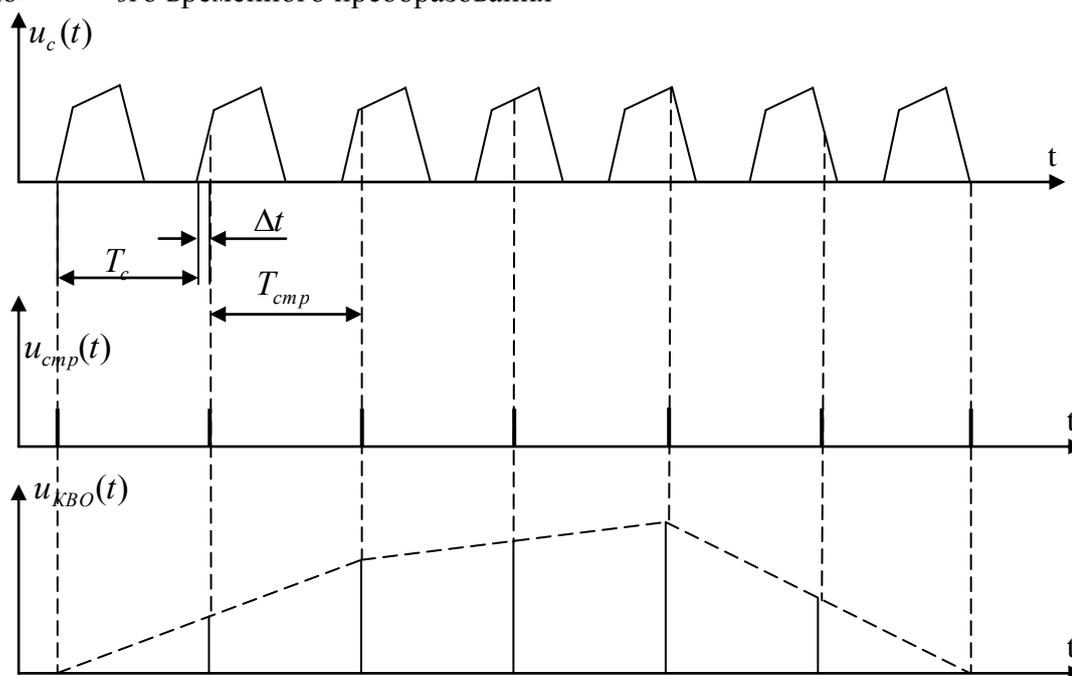


Рисунок 8.9 5.9

Контрольные вопросы

1. В чем состоит различие двух основных режимов работы осциллографа?
2. Каково назначение генератора развертки?
3. В каких режимах работает генератор развертки?
4. При исследовании каких сигналов рекомендуется применять внешний вид синхронизации развертки?
5. Что является мерой при измерении частоты методом линейной калиброванной развертки?
6. Каковы условия получения неподвижного изображения в режиме линейной развертки?
7. Чем отличается двухканальный осциллограф от двулучевого?
8. Каково назначение канала вертикального отклонения?
9. Каково назначение канала горизонтального отклонения?
10. Какие составляющие погрешности измерения амплитуды сигнала?

Лекция 9. Генераторы измерительных сигналов.

9.1. Классификация измерительных генераторов

Генераторы измерительных сигналов (измерительные генераторы) - это приборы предназначенные для формирования электрических сигналов с заданными параметрами.

Основными параметрами выходных сигналов измерительных генераторов являются

- форма сигнала
- частота
- величина выходного напряжения (мощности)

Измерительные генераторы относятся к приборам группы «Г». Среди них различают:

Г1- –устройства, используемые при поверке генераторов

Г2- – генераторы шумовых сигналов

Г3- – генераторы синусоидальных сигналов низкой частоты. Предназначены для формирования сигналов в диапазоне частот (от 20 до 300×10^3) Гц. Для современных генераторов расширенный диапазон частот (от 0,01 до 10^6) Гц.

Г4- – генераторы синусоидальных сигналов высокой частоты и СВЧ генераторы. Предназначены для формирования сигналов в диапазоне частот (от 50×10^6) Гц и в СВЧ – диапазоне до 40 ГГц.

Г5- – генераторы импульсных сигналов

Г6- – генераторы сигналов специальной формы

Г7- – генераторы качающейся частоты (свиппгенераторы)

Генераторы синусоидальных сигналов получили наибольшее распространение в технике связи. Основными нормируемыми параметрами для них являются:

- Диапазоны частот формируемых сигналов. Он определяется путем задания максимальной f_{max} и минимальной f_{min} частот. Как правило, весь диапазон частот разбивается на несколько поддиапазонов. Относительная ширина всего диапазона характеризуется коэффициентом перекрытия

$$K_{\Pi} = \frac{f_{max}}{f_{min}} \quad (9.1)$$

Величина K_n может принимать значения от 10 000 (для приборов группы Г3) до $1,1 \div 2,0$ (для генераторов СВЧ)

- Погрешность установки частоты. Указывается либо для всего диапазона, либо для каждого поддиапазона
- Нестабильность частоты – предел допустимого отклонения частоты. Различают кратковременную – за любые 15 мин работы прибора, и долговременную – за любые 3 часа и более работы
- Величина выходного напряжения ($U_{вых}$) определяется назначением генератора и может быть в пределах от 1 мкВ (для приборов Г4) до 100 В (для приборов Г3)
- Погрешность установки уровня выходного напряжения (мощности) определяется основной погрешностью вольтметра генератора
- Нестабильность уровня выходного напряжения (мощности)
- Уровень гармонических составляющих нормируется путем задания предельного значения коэффициента гармоник K_G

$$K_{\bar{A}} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \sum_{i=2}^n U_i^2} \quad (9.2)$$

где U_1 – среднеквадратическое значение напряжения основной гармоники выходного сигнала

U_i – среднеквадратические значения напряжений гармонических составляющих

- Выходное сопротивление $R_{вых}$. Как правило $R_{вых}$ изменяется дискретно, принимая значения (600,75,50,15,10,5) Ом. Нужная величина выбирается из условия согласования выходного сопротивления генератора $R_{вых}$ с сопротивлением нагрузки R_H . Условием полного согласования является $R_{вых} = R_H$. При большой нагрузке (R_H – мало) используется согласующий трансформатор. Полагая, что коэффициент полезного действия согласующего трансформатора КПД = 1, можно записать $U_1 I_1 = U_2 I_2$;
Где U_1 и U_2 – среднеквадратические значения напряжений на входной и выходной обмотках трансформатора; $U_1 I_1$ и $U_2 I_2$ – мощности во входной и выходной обмотках трансформатора соответственно.

Тогда коэффициент трансформации согласующего трансформатора $m_T = \frac{U_1}{U_2}$ определится

из соотношения:

$$\frac{U_1^2}{R_{вых}} = \frac{U_2^2}{R_H} \quad \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_{вых}}{R_H} \quad m_T = \sqrt{\frac{R_{вых}}{R_H}}$$

9.2. Генераторы синусоидальных сигналов низкой частоты (ГНЧ).

При нормировании метрологических характеристик низкочастотных генераторов вводится понятие индекса класса точности. За индекс класса точности принимается значение основной погрешности установки частоты и уровня выходного напряжения в процентах. Запись вида, например, F_{0,5} U_{2,5} означает, что основная относительная погрешность установки частоты не превышает 0,5 %, а основная приведенная погрешность установки выходного напряжения (уровня) не превышает 2,5 %. Для большинства генераторов НЧ широкого применения установлено 6 классов по частоте и 5 классов по напряжению

F 0,1 ; 0,5 ; 1,0 ; 1,5 ; 2,0 ; 3,0

U 1,0 ; 2,0 ; 3,5 ; 4,0 ; 6,0 .

Для каждого класса точности установлены нормы на другие метрологические характеристики ГНЧ.

9.2.1. Генератор синусоидальных сигналов низкой частоты.

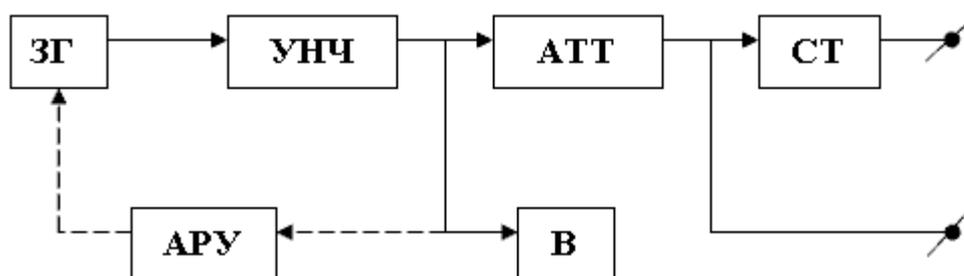


Рисунок 9.1

На схеме обозначены:

ZГ – задающий генератор

УНЧ – усилитель низкой частоты

АТТ – аттенюатор

СТ – согласующий трансформатор

АРУ – система автоматической регулировки уровня

В – вольтметр

Задающий генератор (ZГ) - предназначен для формирования сигнала заданной формы и частоты. Известные типы и схемные решения ZГ будут рассмотрены ниже.

УНЧ – предназначен для усиления сигнала ЗГ по напряжению и мощности, а также для развязки выхода ЗГ от выхода генератора.

Аттенюатор – предназначен для внесения известного затухания в уровень выходного сигнала генератора. Как правило, он позволяет ступенчато (обычно через 10 ДБ) изменять ослабление сигнала на выходе генератора.

Согласующий трансформатор (СТ) – предназначен для согласования выходного сопротивления генератора $R_{\text{вых}}$ с сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$. Условием полного согласования является $R_{\text{вых}} = R_{\text{н}}$.

СТ, как правило, используется в генераторах с повышенной выходной мощностью ($P_{\text{вых}} > 5$ Вт).

АРУ – предназначен для стабилизации уровня сигнала на выходе УНЧ. Применяется в генераторах с повышенными требованиями к точности установки выходного напряжения и его стабильности.

Вольтметр (В) – предназначен для контроля напряжения на выходе УНЧ в процессе регулировки и установки заданного уровня выходного сигнала генератора.

Наиболее важным блоком структурной схемы ГНЧ, определяющим диапазон генерируемых частот, погрешность установки и нестабильность частоты, искажения формы сигнала и т.д., является задающий генератор (ЗГ). В ЗГ могут использоваться следующие схемные решения:

- LC - генераторы
- RC - генераторы
- генераторы на биениях
- синтезаторы частот (генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты
- цифро-аналоговые генераторы

Остановимся подробнее на указанных схемных решениях ЗГ.

LC – генератор представляет собой усилительную схему с самовозбуждением, содержащую колебательный LC – контур. Частота генерируемого сигнала f_0 определяется параметрами контура

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9.3)$$

В генераторах основной частоты данная схема не используется, т.к. при формировании низких частот требуются большие величины L и C, что, в свою очередь, ухудшает характеристики генерируемых сигналов.

RC – генератор представляет собой усилитель, охваченный положительной RC обратной связью (как правило двойной T – образный мост Вина). В этом случае схема RC – генератора имеет следующий вид:

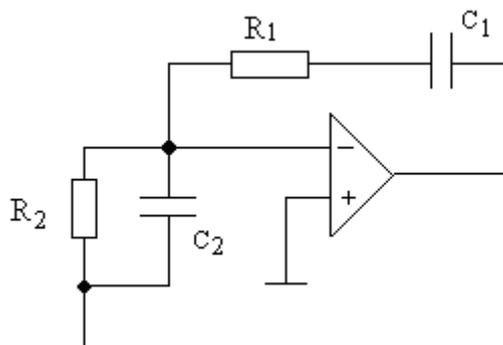


Рисунок 9.2

Если $\begin{cases} R_1 = R_2 = R \\ C_1 = C_2 = C \end{cases}$, то частота формируемого сигнала определяется соотношением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (9.4)$$

Для того, чтобы схема работала в автоколебательном режиме необходимо выполнить два условия самовозбуждения:

- а) Баланс амплитуд $K\beta > 1$, где
 - K – коэффициент передачи разомкнутого усилителя (коэффициент усиления)
 - β – коэффициент передачи цепи обратной связи.
- б) Баланс фаз

$$\varphi_1 + \varphi_2 = 2n\pi \quad (9.5)$$

где φ_1 - сдвиг фазы обеспеченный операционным усилителем

φ_2 - сдвиг фазы цепи обратной связи.

В данной схеме перестройка по частоте, как правило, осуществляется:

- по поддиапазнам – дискретно за счет переключения сопротивлений
- внутри поддиапазна – плавно за счет изменения величины емкости.

9.2.2. Генератор на биениях

Выходной сигнал в ЗГ данного типа формируется за счет смешения двух высокочастотных сигналов близких по частоте и последующего выделения сигнала разностной частоты – напряжения биения.

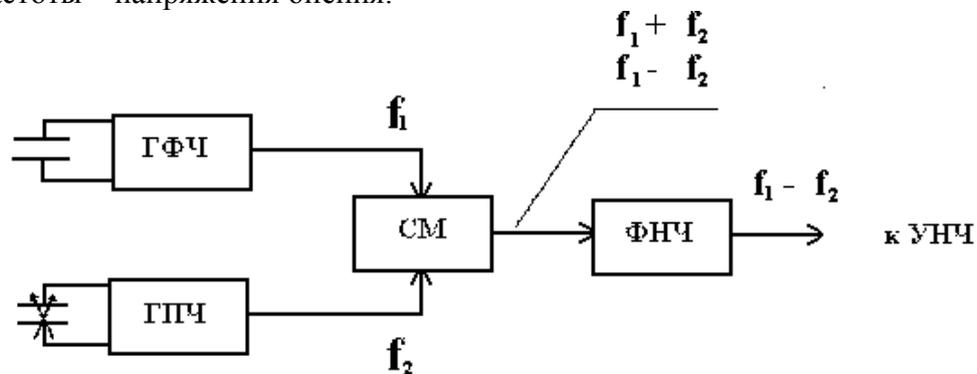


Рисунок 9.3. Структурная схема задающего генератора на биениях.

На схеме обозначены:

- ГФЧ - генератор фиксированной частоты
- ГПЧ - генератор перестраиваемой частоты
- СМ - смеситель
- ФНЧ - фильтр низкой частоты

В блоках ГФЧ и ГПЧ, как правило, используются схемы автогенерации типа LC.

В структурных схемах ЗГ данного типа удастся обеспечить более высокую стабильность частоты.

9.2.3. Синтезаторы частоты

Выходной сигнал в рассматриваемых ЗГ формируется в результате преобразования частоты опорного высокостабильного генератора (как правило с кварцевой стабилизацией частоты).

Основные характеристики синтезаторов частоты

- Диапазон частот выходного сигнала от 50 Гц до $50 \cdot 10^6$ Гц с дискретностью установки до 0,01 Гц
- Нестабильность частоты до 10^{-8} за сутки

- Уровень подавления комбинационных частот до 70 дБ

Синтезаторы строятся по методу прямого или косвенного синтеза. Прямой синтез основан на выполнении 4^{-x} арифметических действий (умножение, деление, сложение, вычитание) над частотой опорного генератора и последующей фильтрации возникающих комбинационных частот. Косвенный синтез заключается в синхронизации частоты автогенератора выходного сигнала с частотой опорного генератора.

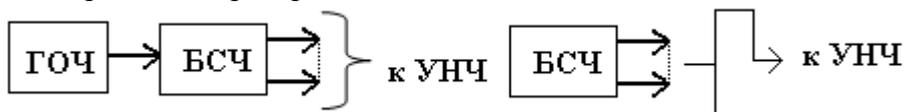


Рисунок 9.4 Упрощенная структурная схема прямого синтеза частоты

На схеме обозначены:

ГОЧ – высокостабильный генератор опорной частоты.

БСЧ – блок синтеза частот

9.2.4. Цифро-аналоговые генераторы.

В задающих генераторах данного типа входной сигнал формируется путем кусочно-ступенчатой аппроксимации функции \sin задающей частоты. С использованием данного метода строится схема генераторов низких и инфранизких частот, а также генераторы с фиксированным значением частоты входного сигнала.

Обобщенная структурная схема формирования цифро-аналогового генератора и принцип кусочно-ступенчатой аппроксимации входного сигнала представлен на рисунках.

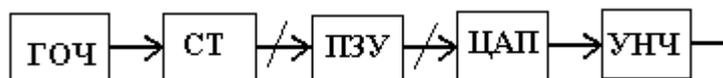


Рисунок 9.5. Структурная схема цифро-аналогового генератора.

На схеме обозначены:

ГОЧ – генератор опорной частоты

СТ – счетчик импульсов

ПЗУ – постоянное запоминающее устройство (хранит коды функции \sin в точках дискретизации)

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

УНЧ – усилитель низкой частоты

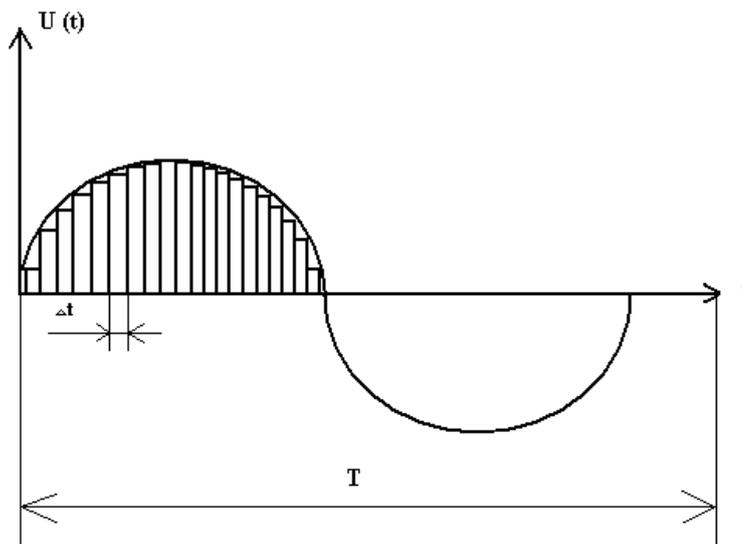


Рисунок 9.6. Принцип кусочно-ступенчатой аппроксимации функции \sin .

С использованием данного метода строятся схемы ГНЧ в диапазоне частот (от 0,01 до 10^3) Гц обладающие лучшими метрологическими характеристиками.

- Погрешность установки частот $\leq 0,05\%$.
- Нестабильность частот формируемого сигнала – до 10^{-8} в сутки.
- коэффициент гармоник $k_g \leq 0,05\%$.
- легко согласуются с информационно-измерительными комплексами более высокого уровня иерархии.

9.3. Генераторы синусоидальных сигналов высокой частоты и СВЧ – генераторы.

В зависимости от требований к метрологическим характеристикам различают две группы ГВЧ: прецизионные и общего применения. Для ГВЧ первой группы характерно:

- погрешность установки и кратковременная нестабильность частоты $\leq 10^{-6}$.
- должны обеспечивать возможность модуляции сигналами различного вида, а также однополосную модуляцию и многочастотную структуру выходного сигнала.

При их создании используются методы диапазонно-кварцевой стабилизации и синтеза частот. Применяются при испытании устройств магистральной и радиотелефонной связи.

Основные характеристики ГВЧ общего применения.

- Погрешность установки частоты $(0,01 \div 1,5)\%$ при кратковременной нестабильности от 10^{-4} до 10^{-6}

- Как правило, предусматривают следующие режимы работы:

- 1) максимального сигнала.
- 2) непрерывной генерации немодулированного сигнала
- 3) внешней амплитудной (реже частотной) модуляции
- 4) внутренней амплитудной модуляции.

В зависимости от величины стабильности выходной мощности принято различать генераторы сигналов (ГС) и генераторы стабильных сигналов (ГСС). Генераторы сигналов имеют входную мощность до 3 Вт и используются для питания передающих антенн и других мощных устройств.

ГСС – маломощные источники с низким уровнем выходного калиброванного напряжения (от 0,1 до 1,0) В. Применяются при испытании и настройке радиоаппаратуры, измерениях чувствительности и избирательности приемников, частотных характеристик фильтров и т.п.

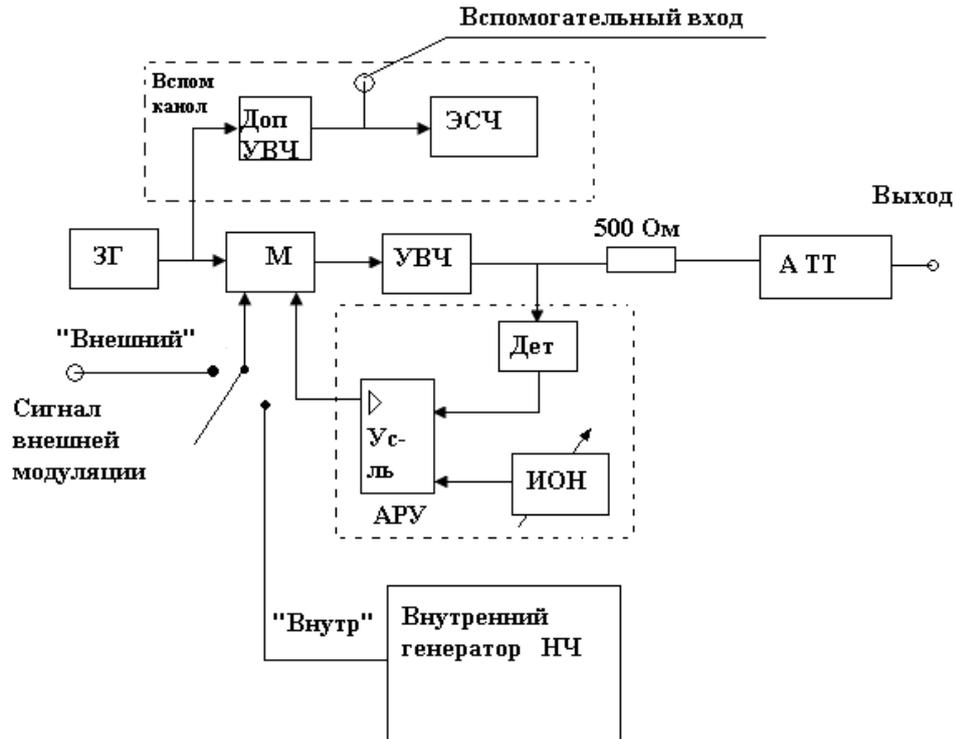


Рисунок 9.7. Обобщенная структурная схема генератора высокой частоты общего применения

На приведенной схеме обозначены:

- ЗГ - задающий генератор. Выполняется на базе генератора типа LC (трехточечная схема с емкостной положительной ОС). Частота формируемого сигнала $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Переключение поддиапазонов частоты, как правило, производится за счет коммутации катушек индуктивности. Плавная перестройка “внутри” поддиапазона осуществляется с помощью конденсаторов переменной емкости. Коэффициент перекрытия по частоте, в большинстве случаев, $k_p \cong 2 \div 3$. К выходу ЗГ подключается основной и вспомогательный каналы преобразования.

- Вспомогательный канал содержит: дополнительный усилитель высокой частоты и электронно-счетный частотомер (ЭСЧ). Служит для формирования сигнала обеспечивающего возможность контроля значения и нестабильности частоты формируемого сигнала.

- Основной канал преобразования включает себя: модулятор (М), основной усилитель высокой частоты (УВЧ), систему автоматической регулировки уровня (АРУ), аттенюатор, внутренней генератор низкочастотных, как правило гармонических, сигналов.

- Модулятор представляет собой нелинейный электронный блок, коэффициент передачи которого, зависит от величины поданного управляющего напряжения.

- УВЧ - предназначен для усиления сформированного сигнала по напряжению и мощности, а также для “развязки” входа ЗГ от нагрузки, подключаемой к выходу прибора.

- Система АРУ включается в цепь ОС ГВЧ с целью стабилизации уровня напряжения на входе аттенюатора. Она содержит детектор (как правило среднеквадратических значений), источник опорного напряжения (ИОН) и дифференциальный усилитель.

С выхода дифференциального усилителя сигнал “рассогласования” подается на вход модулятора, коэффициент передачи которого устанавливается такой величины, чтобы разность напряжений на выходе детектора и ИОН оказалось равной нулю.

- Аттенюатор предназначен для внесения известного затухания (ослабления) в уровень выходного сигнала. Последовательно с входом АТТ как правило, включается сопротивление

50 Ом для согласования выхода УВЧ с нагрузкой в случае если аттенюатор установлен в положение “0”дБ.

- Внутренний генератор низкой частоты предназначен для обеспечения амплитудной модуляции выходного сигнала гармоническим сигналом частотой 1000 Гц (реже 400 Гц) в режиме внутренней амплитудной регуляции.

В современных измерительных комплексах ГВЧ используются в качестве источника калиброванного сигнала. В этом случае в ЗГ перестройка по частоте производится не механической коммутацией индуктивностей LC контуров, а за счет деления частоты. Это позволяет увеличить стабильность частоты формируемого сигнала, а также производить без инерционного переключение поддиапазонов.

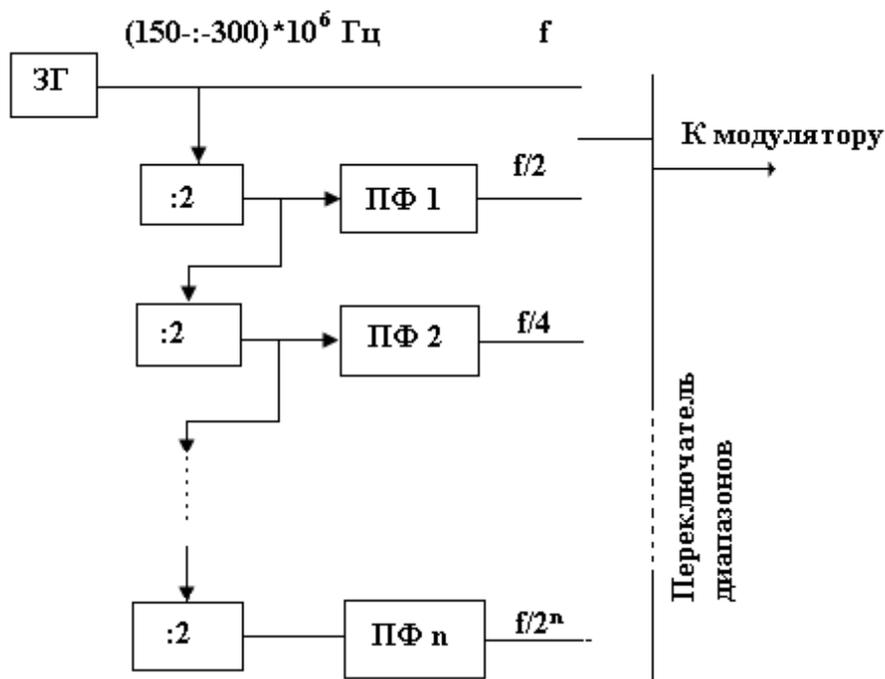


Рисунок 9.8. Структурная схема задающего генератора с формированием поддиапазонов за счет деления частоты

На схеме обозначены:

ЗГ – задающий генератор типа LC.

ПФ – полосовой фильтр

Генераторы СВЧ предназначены для работы в диапазоне частот (0,3 ÷ 40) ГГц. Они применяются для настройки радиоприемных устройств, радиолокационных и радионавигационных станций, систем космической связи и спутникового вещания, измерения параметров антенн, ретрансляторов, радиорелейных линий и т.п. в схему генераторов входит задающий генератор, модулятор, измеритель мощности, частотомер и аттенюатор. В зависимости от диапазона частот в качестве активного элемента схемы задающего генератора используют СВЧ – транзисторы, отражательные клистроны с внешним или внутренним объемным резонатором (8 ÷ 10) ГГц. В более коротковолновой части спектра находят применение диоды имеющие участок вольт-амперной характеристики с отрицательным сопротивлением (туннельные диоды, лавинно-пролетные диоды, диоды Ганна). Кратковременная нестабильность частоты $\approx 10^{-4}$ при использовании коаксиальных или объемных резонаторов из латуни. Для сферических ферритовых объемных резонаторов из ферромагнитного кристалла железоиттриевого граната (ЖИГ-резонатор), кратковременная нестабильность частоты $\approx 10^{-6}$.

За счет изменения напряженности внешнего магнитного поля ЖИГ-резонаторы можно перестраивать по частоте ($k\pi \leq 2$), а также осуществлять ЧМ – модуляцию.

Генераторы СВЧ должны обеспечивать работу с различными видами модуляции и отвечать повышенным требованиям по экранированию СВЧ излучения.

9.4. Генераторы импульсов

Генераторы импульсов применяются при настройке систем передачи с импульсно-кодовой модуляцией, систем радиолокации и т.д. Различают следующие формы импульсных сигналов:

1. прямоугольные, парные прямоугольные, серии кодовых импульсных последовательностей, псевдослучайные последовательности (ПСП).
2. пилообразные
3. треугольные
4. колоколообразные
5. косинусквadratные
6. экспоненциальные
7. специальной формы

Наибольшее распространение получили генераторы прямоугольных импульсов.

Основными параметрами импульсов являются: длительность, амплитуда, частота следования, длительность фронта и среза.

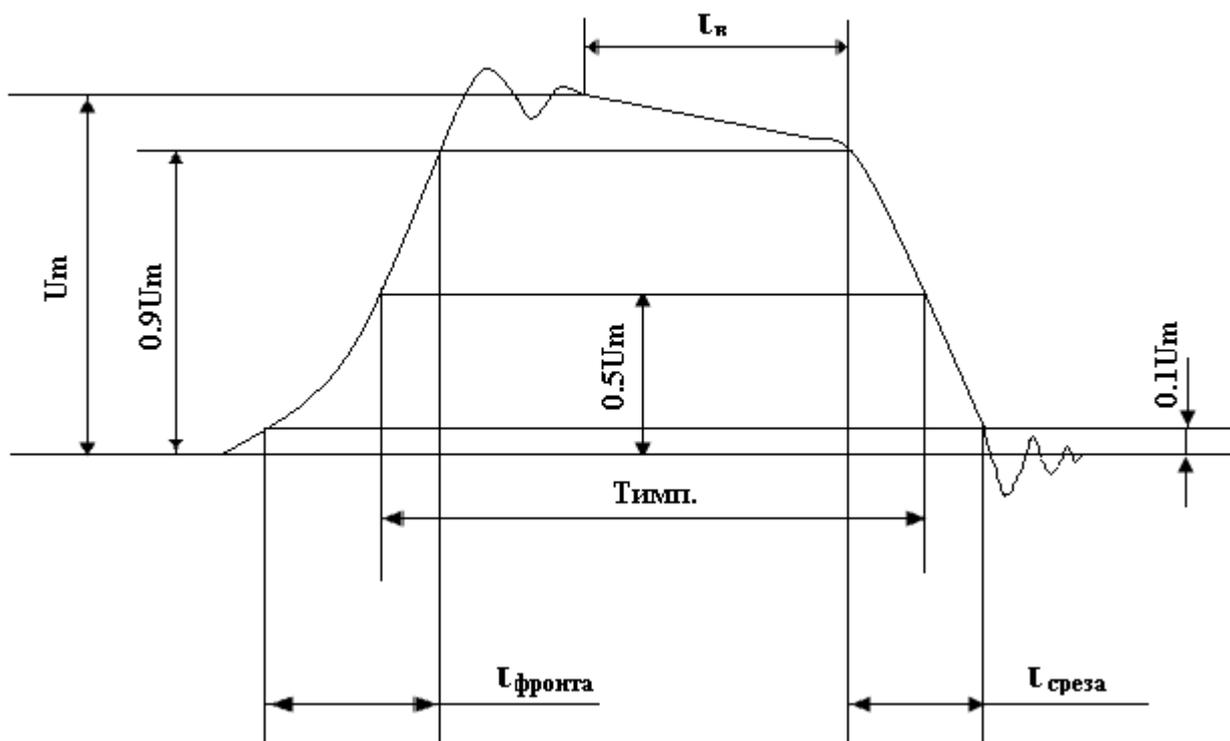


Рисунок 9.9. Параметры прямоугольного импульса

На рисунке обозначены:

$T_{имп.}$ - длительность импульса

U_m - амплитуда импульса

τ_{ϵ} - длительность вершины

$\tau_{фронта}$ и $\tau_{среза}$ - длительность переднего и заднего фронта импульса соответственно.

Импульс считается прямоугольным, если выполняется условие $\tau_{\epsilon} \geq 0,7T_{имп.}$

Генераторы общего применения формируют импульсы со следующими параметрами:

- длительность (от 1×10^{-9} до 10) сек.
- частота следования (от 1 до 50×10^6) Гц
- амплитуда до 200 В.
- погрешность установки частоты, длительности, временных задержек ($1 \div 5$) %.
- нестабильность параметров за 1 час работы ($0,5 \div 3$) %.

Как правило, генераторы импульсов работают в режимах: разового пуска (формирование однократного импульса), внешнего запуска и автогенерации. Для измерения амплитуды применяют пиковые вольтметры.

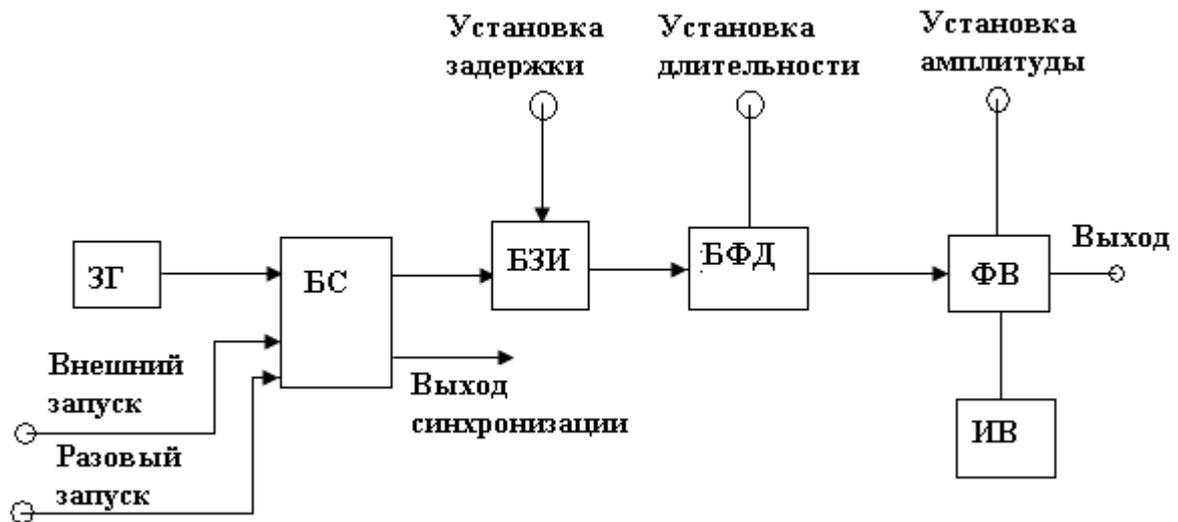


Рисунок 9.10. Обобщенная структурная схема импульсного генератора

На схеме обозначены:

- ЗГ – задающий генератор
- БС – блок синхронизации
- БЗИ – блок задержки основного импульса
- БФД – блок формирования длительности
- ФВ – выходной формирователь (импульсный усилитель)
- ИВ – импульсный (пиковый) вольтметр

Контрольные вопросы

1. Каковы назначение и классификация измерительных генераторов?
2. Каковы основные требования и нормируемые параметры генераторов синусоидальных сигналов?
3. Какова структурная схема генераторов синусоидальных сигналов:
 - основной частоты;
 - на биениях;
 - синтезаторов частоты;
 - цифро-аналоговых?
4. Для чего предназначены:
 - задающий генератор;
 - аттенюатор;
 - согласующий трансформатор;
 - внутренняя нагрузка генератора?

5. Какова типичная структурная схема генератора высоких частот с амплитудной модуляцией?
6. Какова структурная схема формирования поддиапазонов генераторов высоких частот на основе деления частоты?
7. Как осуществляется работа генератора Г4- в режимах:
 - непрерывной генерации;
 - внутренней и внешней амплитудной модуляции;
 - максимального сигнала?
8. Как достигается постоянство установленного выходного напряжения генератора?
9. Какова структурная схема:
 - СВЧ- генераторов;
 - генераторов импульсов?

Лекция 10. Измерение частоты и временных интервалов электрических сигналов

10.1. Методы измерения частоты.

В связи используется широкий диапазон частот: от нескольких сот килогерц до десятков гигагерц. Низкочастотное оборудование охватывает полосы частот от 20 Гц до 120 кГц. В зависимости от частотного диапазона на практике применяются различные методы измерения. Частота f и время T являются обратными величинами: $f = 1/T$, где f измерено в герцах а T в секундах. Кроме того частота связана с длиной волны известным выражением: $f = c/\lambda$, где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в свободном пространстве; λ – длина волны в метрах. Следовательно измерение частоты, периода или длины волны равноценны. Аппаратура для измерения частотно – временных параметров представляет собой единый комплекс приборов, обеспечивающих измерение с привязкой к Государственному первичному эталону времени и частоты.

Частоту можно измерять методом сравнения, резонансным методом и методом дискретного счёта. Каждый из методов имеет свои преимущества и недостатки и область применения. Все приборы для измерения частоты образуют подгруппу Ч, внутри которой выделяют стандарты частоты и времени Ч1, частотомеры резонансные (Ч2), электронно-счётные (Ч3) и гетеродинные (Ч4).

Основой всех частотно-временных измерений в России является группа стандартов – высокоточных мер частоты и времени, в которую входит водородный, рубидиевый, цезиевый и кварцевый стандарты.

10.2. Осциллографические методы измерения частоты

10.2.1. Измерение частоты методом линейной калиброванной развертки

Схема подключения источника сигнала к осциллографу приведена на рис. 10.1, а.

$$\begin{cases} u_y(t) = u_c(t) \\ u_x(t) = u_{гр}(t) \end{cases} \quad (10.1)$$

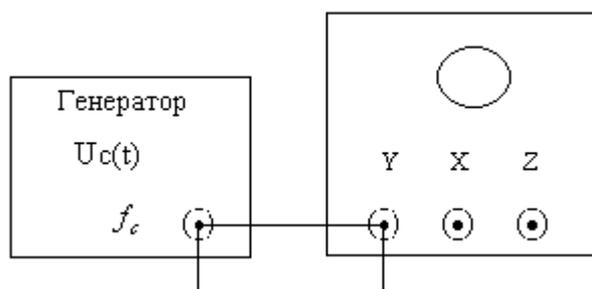
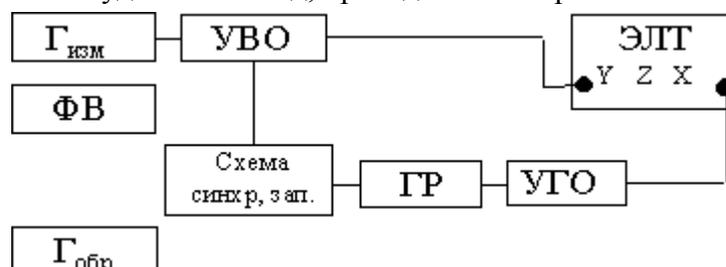


Рисунок 10.1, а

Измеряемый сигнал $u_c(t)$ подается на вход Y осциллографа. На пластины X ЭЛТ поступает сигнал ГР $u_{гр}(t)$. Порядок функционирования блоков осциллографа определяется структурной схемой на рис. 10.1, б. На экране наблюдается осциллограмма, которая для синусоидального сигнала будет иметь вид, приведенный на рис. 10.2.



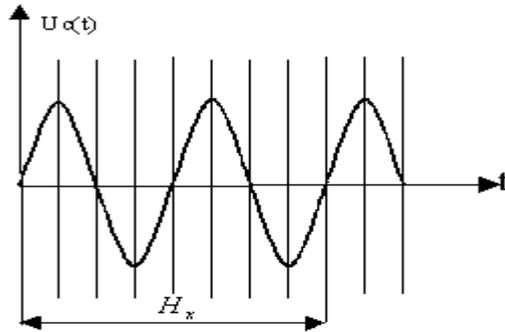


Рисунок 10.2

Определяем геометрический размер H_x [дел], соответствующий целому числу периодов сигнала. Период и частота исследуемого сигнала определяются из соотношений

$$T_c = \frac{H_x \cdot m_x}{n} \quad (10.2)$$

$$f_c = \frac{1}{T_c} = \frac{n}{H_x \cdot m_x} \quad (10.3)$$

где n – целое число периодов сигнала

m_x - коэффициент отклонения по горизонтали (цена деления по оси X) $\left[\frac{\text{время}}{\text{дел}} \right]$. Его

численное значение определяется положением дискретного переключателя скорости развертки (калиброванная величина).

Погрешность измерения периода по аналогии с разделом 8.3 определяется из соотношений:

– систематическая абсолютная составляющая

$$\Delta T = \frac{m_x}{n} \Delta H_x + \frac{H_x}{n} \Delta m_x \quad (10.4)$$

– СКО случайной составляющей

$$G_T = \sqrt{\left(\frac{m_x}{n} G_{H_x} \right)^2 + \left(\frac{H_x}{n} G_{m_x} \right)^2} \quad (10.5)$$

Где Δ_{H_x} - абсолютная погрешность измерения геометрического размера H_x [дел];

Δ_{m_x} - абсолютная погрешность задания коэффициента $m_x \left[\frac{\text{время}}{\text{дел}} \right]$

G_{H_x} - СКО погрешность измерения величины H_x [дел]

G_{m_x} - СКО погрешности задания коэффициента $m_x \left[\frac{\text{время}}{\text{дел}} \right]$.

10.2.2. Измерение частоты методом линейной развертки с внешним генератором образцової частоты

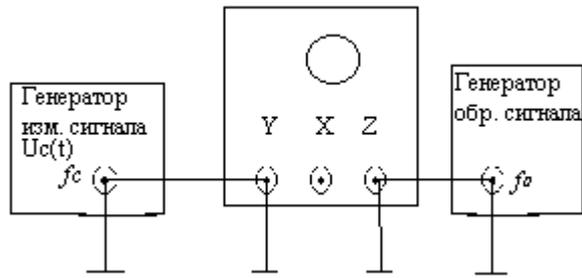


Рисунок 10.3 5.9

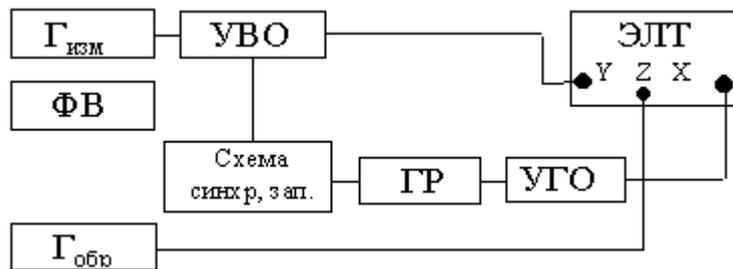


Рисунок 10.4

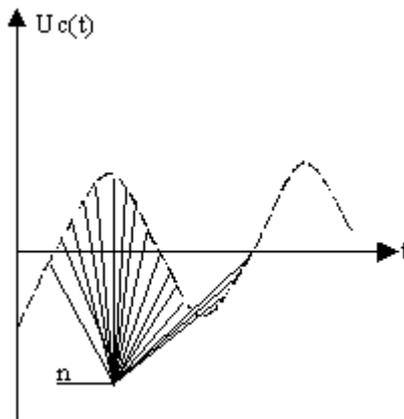


Рисунок 10.5

$$\begin{cases} u_y(t) = u_c(t) \\ u_x(t) = u_{гр}(t) \\ u_z(t) = u_{обр}(t) \end{cases} \quad (10.6)$$

Измеряемый сигнал $u_c(t)$ подается на вход Y осциллографа. На пластины X ЭЛТ поступает сигнал ГР $u_{гр}(t)$. Источник образцовой частоты подключается к входу Z осциллографа (рис.10.3). Порядок функционирования блоков осциллографа определяет структурная схема, представленная на рис.10.4. На осциллограмме возникают яркостные метки. Подсчитывается их число “n” в одном периоде сигнала рис. 10.5. Измеряемая частота определяется из

соотношения $f_c = \frac{f_0}{n}$, при условии, что $f_0 \gg f_c$.

10.2.3. Измерение частоты методом синусоидальной развертки - производится во втором основном режиме работы осциллографа (П1 в положении 2). Гармонические сигналы подаются на входы Y и X осциллографа.

Схема подключения источников сигнала приведена на рис. 10.6.

Порядок функционирования блоков осциллографа определяет структурная схема, представленная на рис. 10.7. На экране наблюдаем фигуру Лиссажу, вид которой зависит от частотных и фазовых соотношений поданных сигналов. Полученная фигура мысленно пересекается двумя взаимно перпендикулярными осями. (Оси не должны проходить через узлы фигуры). Подсчитывается количество точек пересечения с осью X - n_x и осью Y - n_y (рис. 10.8). В этом случае выполняется соотношение

$$f_x \cdot n_x = f_y \cdot n_y$$

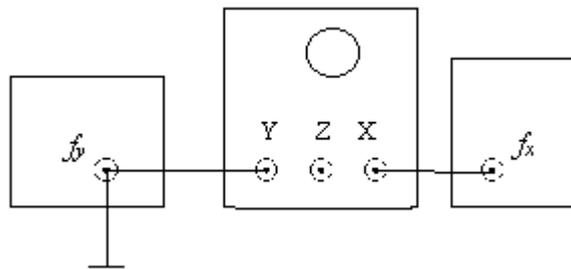


Рисунок 10.6

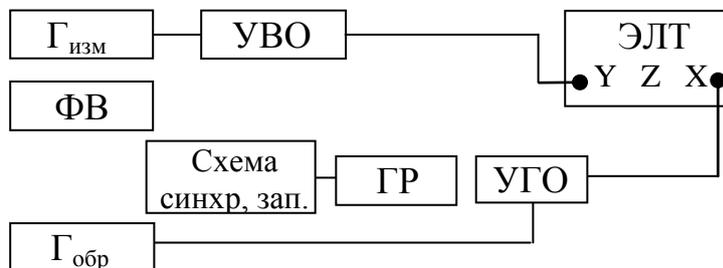


Рисунок 10.7

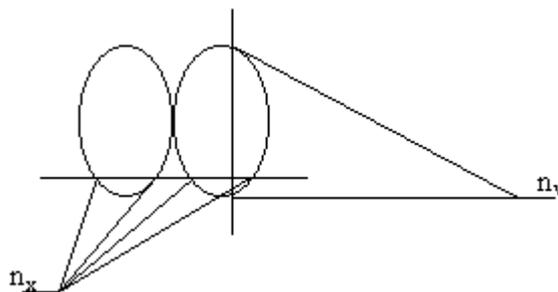


Рисунок 10.8

Откуда неизвестная частота определится как

$$f_y = f_x \frac{n_x}{n_y} \quad (10.7)$$

Где f_x - известная частота [Гц].

10.2.4. Измерение частоты методом круговой развертки производится во втором режиме работы осциллографа (переключатель П1 переводится в положение 2).

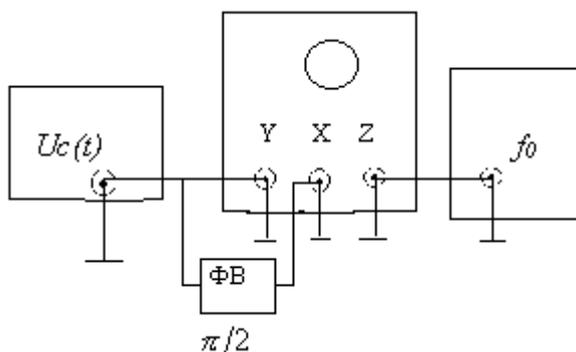


Рисунок 10.9. Схема подключения источников сигналов

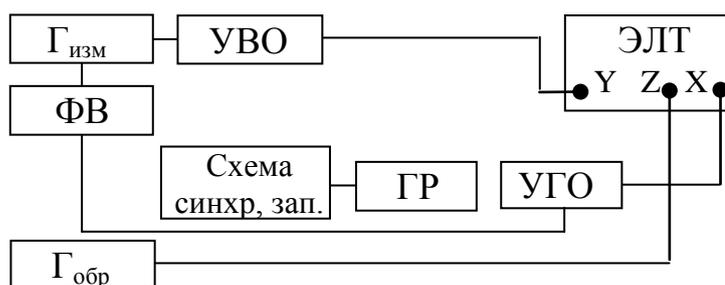


Рисунок 10.10

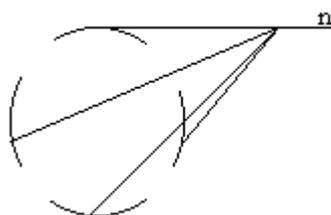


Рисунок 10.11

$$\begin{cases} u_y(t) = U_m \sin \omega t \\ u_x(t) = U_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\ u_z(t) = U_{обр}(t) \end{cases} \quad (10.8)$$

На входы Y и X подаются гармонические сигналы неизвестной частоты f_c . Фазовращатель обеспечивает сдвиг фазы между ними $\frac{\pi}{2}$. На вход Z поступает образцовая частота f_0 от дополнительного источника. Порядок функционирования блоков осциллографа определяет структурная схема, представленная на рис. 10.10. Подсчитывается число “n” яркостных меток на круговой развертке (рис.10.11). Измеряемая частота f_c определяется из соотношения $f_c = \frac{f_0}{n}$, при условии, что $f_0 \gg f_c$

10.3. Резонансные и гетеродинные методы измерения частоты

При *резонансном методе* измерения частоты используется явление резонанса в колебательном контуре. Поэтому принцип действия резонансного частотомера основан на сравнении измеряемой частоты f_0 с собственной резонансной частотой f_p градуированного колебательного контура или резонатора. Измерительные приборы, работающие на основе этого метода, называются *резонансными частотомерами*; их обобщенная структурная схема приведена на рис. 10.12.



Рисунок 10.12 Обобщенная структурная схема резонансного частотомера

Перестраиваемая колебательная система через входное устройство возбуждается сигналом измеряемой частоты $u(f_x)$. Интенсивность колебаний в колебательной системе резко увеличивается в момент резонанса, т. е. при $f_x = f_p$. Этот момент фиксируется индикатором резонанса, связанным с колебательной системой, и значение измеряемой частоты f_x считывается с градуированной шкалы механизма настройки.

Из самого принципа измерения частоты f_x сравнением ее с резонансной частотой колебательного контура следует, что резонансная кривая колебательного контура должна иметь достаточно четко выраженный максимум. Как известно, резонансная кривая тем острее, чем выше добротность Q контура. В зависимости от типа колебательного контура добротность составляет от нескольких сотен единиц у контуров с сосредоточенными постоянными до 10 000 - 30 000 у контуров, выполненных в виде объемных резонаторов.

В качестве колебательной системы на частотах до сотен мегагерц используют колебательные контуры; на частотах до 1 ГГц — контуры с распределенными параметрами (отрезки коаксиальной линии); на частотах свыше 1 ГГц — объемные резонаторы.

На рис. 6.5 приведена структурная схема резонансного частотомера (это прибор на СВЧ называют волномером) с объемным резонатором.

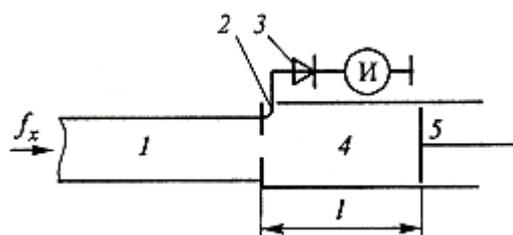


Рисунок 10.13. Структурная схема резонансного частотомера.

1 – волновод; 2 – петля связи; 3 – детектор (диод); 4 – объемный резонатор; 5 – плунжер; И – индикатор резонанса

Линейный размер объемного резонатора l в момент настройки в резонанс однозначно связан с длиной волны λ возбуждаемых в нем электромагнитных колебаний. Резонанс наступает при длине резонатора $l = n\lambda/2$, где $n = 1, 2, 3$ и т. д. Поэтому, перемещая плунжер 5 до момента получения первого резонанса, а затем следующего и оценивая по отсчетной шкале разность $\Delta l = l_1 - l_2 = \lambda/2$, можно определить длину волны λ , где l_1 и l_2 — линейные показания отсчетной шкалы в момент 1-го и 2-го резонансов. Измеренную частоту f_x вычисляют по формуле $f_x = c/\lambda$, где c — скорость распространения света в вакууме.

Резонансные частотомеры имеют сравнительно простое устройство и достаточно удобны в эксплуатации. Наиболее точные из таких приборов обеспечивают измерение частоты с относительной погрешностью $10^{-3} - 10^{-4}$. Основными источниками погрешностей измерения

частоты являются погрешность настройки в резонанс резонатора, погрешность отсчетной шкалы и погрешность считывания данных.

Гетеродинный метод является одной из разновидностей методов сравнения измеряемой частоты f_x с частотой эталонного генератора — гетеродина. Этот метод использует принцип построения измерительных схем с нулевыми биениями. Упрощенная структурная схема гетеродинного частотомера представлена на рис. 10.14. Она содержит: входное устройство, кварцевый генератор, смеситель, гетеродин, усилитель низкой частоты и индикатор (нулевых биений). Действие гетеродинного частотомера сводится к простому принципу: при переводе ключа K в положение 1 производят калибровку шкалы гетеродина; при положении 2 — измерение частоты f_x , подаваемой на входное устройство.



Рисунок 10.14. Упрощенная структурная схема гетеродинного частотомера

Калибровку шкалы гетеродина осуществляют непосредственно перед измерением с помощью дополнительного кварцевого генератора. Сигнал, поступающий с кварцевого генератора, имеет сложную форму и содержит ряд гармонических составляющих с кратными частотами: $f_{кв1}, f_{кв2}, \dots, f_{квi}, \dots, f_{квn}$, где n — номер гармоники. Эти частоты называют *кварцевыми точками*. Отсчетный лимб гетеродина устанавливают в положение, соответствующее ближайшей к измеряемой частоте f_x кварцевой точке (примерное значение измеряемой частоты должно быть известно, иначе процесс измерения очень усложняется).

Сигналы с кварцевого генератора $f_{квi}$ и гетеродина f_{Γ} поступают на смеситель, поэтому на его выходе возникают колебания с суммарными, разностными и комбинационными частотами. Индикатор фиксирует наличие сигнала биений на минимальной разностной частоте $F_{\delta} = |f_{квi} - f_{\Gamma}|$, проходящего через усилитель низкой частоты (высокочастотные составляющие, получающиеся в результате смешения частот кварцевого генератора и гетеродина, через усилитель низкой частоты не проходят). Меняя емкость конденсатора в контуре гетеродина, получают нулевые биения, следовательно, частота гетеродина становится равной частоте кварцевой гармоники $f_{\Gamma} \approx f_{квi}$. Затем приступают к измерению неизвестной частоты f_x , переводя ключ K в положение 2. Вращая отсчетный лимб гетеродина, добиваются нулевых биений и по откорректированной шкале гетеродина определяют значение измеряемой частоты $f_x \approx f_{\Gamma}$.

Гетеродинные частотомеры являются достаточно точными измерительными приборами. Их относительная погрешность измерения лежит в пределах $10^{-3} - 10^{-5}$. Однако в диапазоне средних частот (до 300 МГц и ниже) их вытесняют электронно-счетные частотомеры, которые обеспечивают ту же высокую точность, но значительно проще в эксплуатации.

В диапазоне СВЧ-колебаний гетеродинный метод измерения частоты применяется совместно с цифровыми методами. Расширение предела измерения до 10... 12 ГГц достигается за счет переноса (преобразования) измеряемой частоты в область более низких частот. Такой перенос осуществляют с помощью *дискретного гетеродинного преобразователя частоты*, схема которого вместе с низкочастотным цифровым частотомером дана на рис. 10.15.



Рисунок 10.15. Структурная схема дискретного гетеродинного преобразователя

В состав цифрового частотомера гетеродинного преобразователя входит генератор опорной (образцовой) частоты f_0 , (на схеме для упрощения не показан). Эта частота поступает на генератор гармоник (нелинейный элемент), который формирует сетку гармонических составляющих $f_n = nf_0$, где $n = 1, 2, \dots$ – целые числа. С помощью перестраиваемого фильтра (объемного резонатора с отсчетной шкалой) Добиваются выделения из них гармоники f_n , ближайшей к измеряемой частоте f_x . При этом на выходе смесителя появляется сигнал с разностной частотой $\Delta f = |f_x - nf_0|$. Усилитель промежуточной частоты УПЧ имеет полосу пропускания, соизмеримую с разностной частотой Δf .

Результат измерения неизвестной частоты f_x колебаний автоматически вычисляется по формуле $f_x = |nf_0 \pm \Delta f|$, в которой номер гармоники n считывается со шкалы перестраиваемого фильтра. Поскольку последнее выражение неоднозначно, то для получения наиболее точного результата проводят второе измерение, выбирая с помощью перестраиваемого фильтра гармонику $(n \pm 1)f_0$, соседнюю с гармоникой nf_0 . Если результаты вычисления частоты f_x совпали при двух измерениях, то они считаются верными.

10.4. Цифровые частотомеры и измерители временных интервалов.

Для измерения частоты f_x периодического сигнала достаточно сосчитать число N его периодов за известный интервал времени Δt_0 . Результат измерения определяется отношением $f_x = N/\Delta t_0$. С другой стороны, при измерении неизвестного интервала времени Δt_x достаточно подсчитать число периодов T_0 сигнала известной частоты f_0 за измеряемый интервал Δt_x . Результат измерения представляется выражением $\Delta t_x = N/f_0 = NT_0$. Период сигнала известной частоты T определяет в данном случае, по сути дела цену деления "электронной линейки", с помощью которой измеряют неизвестный временной интервал. Аппаратурное выполнение электронно-счётного частотомера и измерителя временных интервалов весьма схожее, поэтому часто измерение временного интервала и частоты осуществляется одним прибором.

Упрощенная структурная схема цифрового (электронно-счётного) частотомера изображена на рис. 10.16.

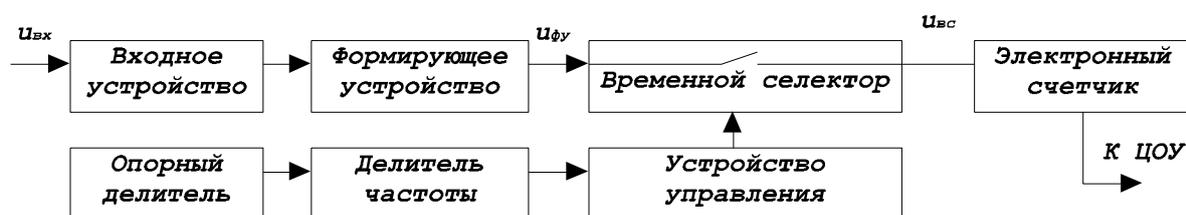


Рисунок 10.16

Исследуемый сигнал поступает на входное устройство, где осуществляется необходимое усиление (или ослабление) и фильтрация сигнала. Формирующее устройство преобразует исследуемый сигнал в последовательность импульсов $u_{фy}$, частота которых равна частоте исследуемого сигнала. Селектор представляет собой управляемый электронный ключ, который пропускает на электронный счётчик сформированные импульсы неизвестной частоты только при наличии на управляющем входе стробирующего импульса u_{yy} , длительность которого определяет время измерения Δt_0 . Стробирующий импульс вырабатывает устройство управления с помощью делителей частоты из сигнала высокостабильного опорного генератора, и его длительность выбирается кратной 10^k с, где k – целое число. Число импульсов N , отсчитываемое электронным счётчиком на выходе селектора и фиксируемое цифровым отсчётным устройством (ЦОУ), пропорционально частоте входного сигнала. Так как $\Delta t_0 = 10^k$ с, частота $f_x = N = 10^{-k}$ Гц. Значение множителя 10^{-k} учитывается положением десятичной запятой на ЦОУ с указанием размерности получаемого результата (Гц, кГц).

Составляющие погрешности измерения могут быть определены с помощью диаграмм, показанных на рис. 10.17. Как видно из рисунка количество импульсов стробированных с помощью временного селектора зависит от величины калиброванного интервала времени Δt_0 . Эта погрешность определяется неточностью начальной установки и нестабильностью частоты опорного кварцевого генератора. Обычно в цифровых частотомерах применяются термостатированные кварцевые генераторы с $f = 0,1 \dots 1$ МГц, максимальная относительная погрешность частоты которых составляет $10^{-7} \dots 10^{-9}$. Это достаточно малая величина, которой во многих практических случаях можно пренебречь по сравнению с другой составляющей – погрешностью дискретности. Действительно, зафиксировать изменение частоты с помощью счётчика возможно только в случае, когда это приведёт к появлению (или пропаданию) хотя бы одного импульса. Если учесть, что стробирующий импульс и исследуемый сигнал между собой не связаны, возможная погрешность подсчёта составляет ± 1 импульс. Таким образом абсолютная погрешность составляет ± 1 (единицы счёта). Для определения относительной погрешности эту величину следует разделить на N – общее количество подсчитанных импульсов. В результате для максимальной относительной величины погрешности дискретности при измерении частоты, получаем выражение:

$$\delta = \pm 1/N = \pm 1/f_x \Delta t_0 \quad (10.9)$$

Как видно из приведенных формул, погрешность дискретности уменьшается с увеличением измеряемой частоты f_x и времени измерения Δt_0 . Подбором этих величин погрешность дискретности может быть снижена до приемлемой величины.

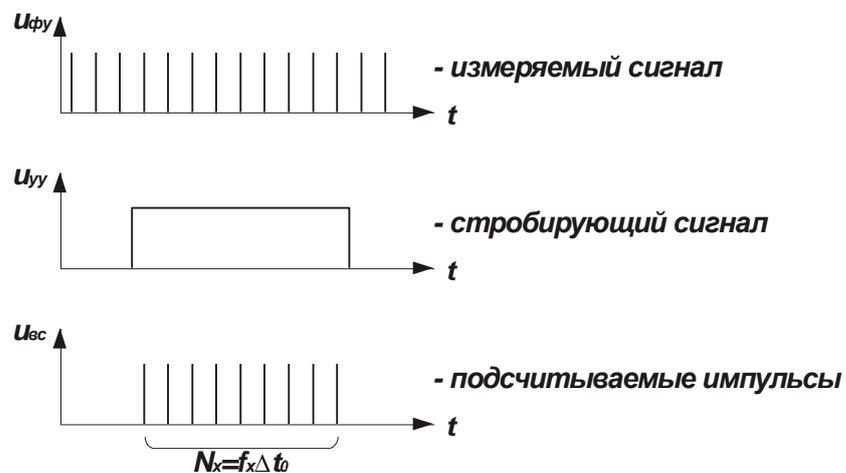


Рисунок 10.17.

Расширение частотного диапазона в сторону высоких частот ограничено быстродействием элементной базы, в частности элементов схемы временного селектора и счётчика. При измерении высоких частот относительное значение погрешности дискретности снижается и становится соизмеримым с погрешностью опорного кварцевого генератора. Поэтому в этом случае необходимо применять генераторы чрезвычайно большой стабильности. Для работы на частотах 1 ГГц и выше используют гетеродинное преобразование частоты и измеряют цифровым методом разность частот исследуемого сигнала и сигнала перестраиваемого высокочастотного гетеродина.

С уменьшением измеряемой частоты относительное значение погрешности дискретности увеличивается. В некоторых пределах это увеличение можно скомпенсировать увеличением времени измерения. Однако наиболее радикальным является переход на измерение периода исследуемого сигнала.

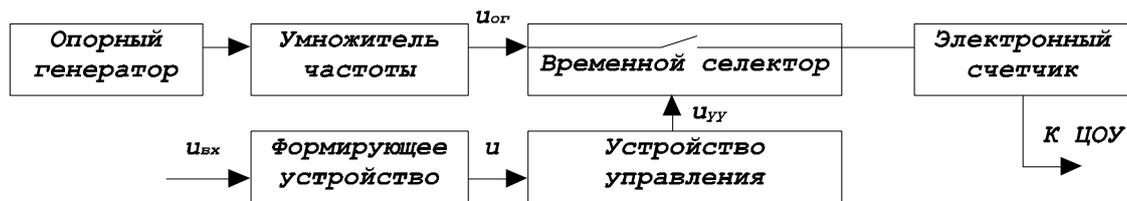


Рисунок 10.18

Измерение периода сигнала является частным случаем измерения временных интервалов. Ранее отмечалось, что с аппаратурной точки зрения измерители временных интервалов и цифровые частотомеры весьма схожи. На рис. 10.18 представлена структурная схема измерителя временных интервалов построенного на принципе дискретного счёта.

Как видно из рисунка основные элементы измерителя временных интервалов и электронно-счётного частотомера одни и те же, однако включены в другом порядке. Это позволяет перевести цифровой частотомер путём несложных переключений в режим измерения временного интервала (периода). Задача формирующего устройства и устройства управления – сформировать из исследуемого сигнала импульс u_{yy} с крутыми фронтами, длительность которого определяет время открытого состояния временного селектора. За это время через селектор на электронный счётчик проходят импульсы $u_{ог}$, период которых задаётся высокостабильным опорным генератором. Относительная нестабильность частоты этого генератора определяет одну из составляющих погрешности измерения временного интервала. Поэтому в качестве опорного генератора и в этом случае следует применять высокостабильные кварцевые генераторы.

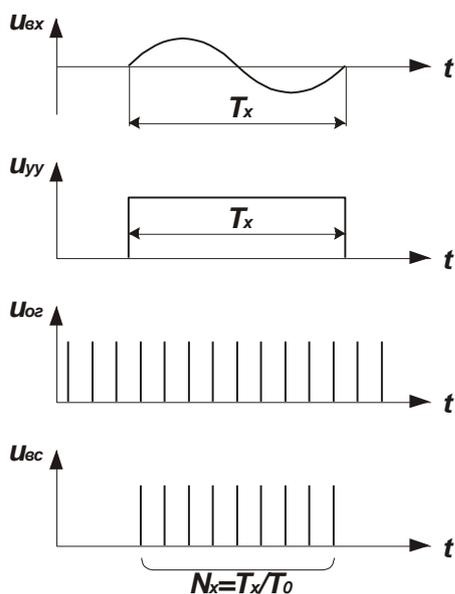


Рисунок 10.19

Последовательность формирования сигналов в измерителе интервалов времени показана на рис.10.19. Из исходного синусоидального сигнала, период которого измеряется, формируется с помощью усилителя-ограничителя управляющий импульс u_{yy} . Длительность этого импульса равна периоду исходного сигнала. Импульсы, поступающие от опорного генератора u поступают на временной селектор, который выделяет из них "пакет" с числом N_x . Количество импульсов в пакете связано с измеряемым периодом T_x и периодом опорного сигнала T_0 следующим соотношением: $N_x = T_x / T_0$. Откуда измеряемая величина может быть определена как $T_x = N_x T_0$.

Минимально возможное значение периода меток времени T определяет абсолютную погрешность дискретности. Как и в случае измерения частоты погрешность дискретности определяется погрешностью счёта в \pm один импульс. Т.е. абсолютная погрешность равна $+T$, а относительная $\pm T_0/\Delta t_x = 1/N_x$.

Рассмотренные цифровые методы являются не единственными. Существуют приборы с более сложными вариантами обработки сигналов, которые обеспечивают большие функциональные возможности и более высокую точность.

Контрольные вопросы

1. Что такое частота, как определяется погрешность и нестабильность частоты?
2. Какие методы используются для измерения частоты?
3. Как измерить частоту с помощью осциллографа:
 - методом линейной калиброванной развертки;
 - методом линейной развертки с внешним генератором образцовой частоты;
 - методом синусоидальной развертки;
 - методом круговой развертки?
4. Как измерить частоту резонансным методом?
5. Как измерить частоту гетеродинным методом?
6. В чем заключается сущность дискретного счета, применяемого в цифровых частотомерах?
7. Какова структурная схема цифрового частотомера в режиме:
 - измерения частоты;
 - измерения периода;
 - измерения отношения частот?
8. Каковы соотношения (формулы), описывающие погрешности измерения частоты, периода, отношения двух частот?
9. Как регулируются погрешности измерения частоты, периода, отношения двух частот при работе с цифровым частотомером?

Лекция 11. Измерение фазового сдвига

11.1. Общие положения

Фазовым сдвигом φ называют модуль разности аргументов двух гармонических сигналов одинаковой частоты: $u_1 = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1)$ и $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi_2)$, т.е. разности начальных фаз $\varphi_1 - \varphi_2$.

Фазовый сдвиг является постоянной величиной и не зависит от момента отсчёта. Обозначим ΔT интервал времени между моментами, когда сигналы находятся в одинаковых фазах, например при переходах через нуль от отрицательных к положительным значениям. Тогда фазовый сдвиг $\varphi = \omega \Delta T = 2\pi \Delta T / T$, или

$$\varphi = 360 \Delta T / T \quad (11.1)$$

где T – период гармонических сигналов (рис. 11.1).

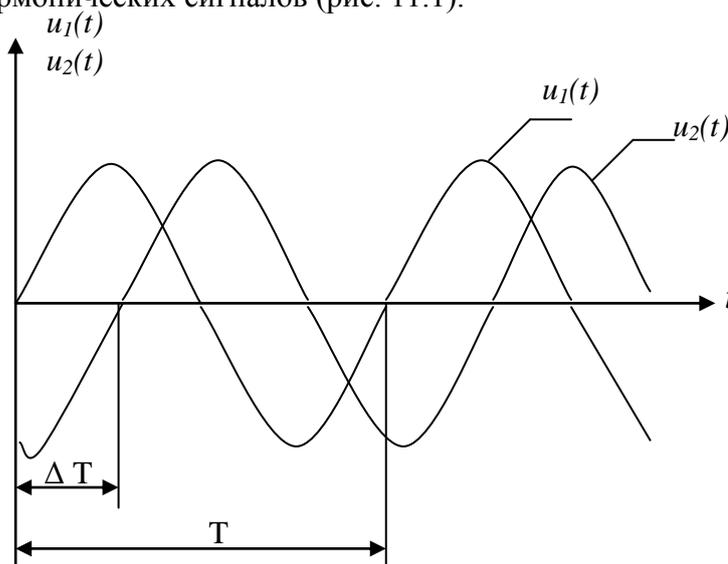


Рисунок 11.1.

Фазовый сдвиг проявляется, когда электрический сигнал проходит через цепь, в которой он задерживается. Колебательные контуры, фильтры, фазовращатели и другие четырёхполюсники вносят фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением $\varphi = \omega t_3$, где t_3 – длительность задержки в секундах. Усилительный каскад обычного типа вносит фазовый сдвиг, равный π . Многие радиотехнические устройства – радиолокационные, радионавигационные, телевизионные, широкополосные усилители всех назначений, фильтры – характеризуются наряду с другими параметрами фазочастотной характеристикой $\varphi(\omega)$, т.е. зависимостью фазового сдвига от частоты.

Если напряжения с одинаковыми частотами имеют несинусоидальную форму, то фазовый сдвиг рассматривается между их первыми гармониками. При измерении напряжение высших гармоник отфильтровываются с помощью фильтров нижних частот.

11.2. Осциллографические методы измерения угла сдвига фаз

11.2.1. Измерение угла сдвига фаз методом синусоидальной развертки производится во втором режиме работы осциллографа. На входы Y и X подаются гармонические сигналы со сдвигом фазы φ . Формируется осциллограмма в виде эллипса, для которой определяются расстояние l между точками пересечения с осью X и проекция L эллипса на ось X (рис. 11.2).

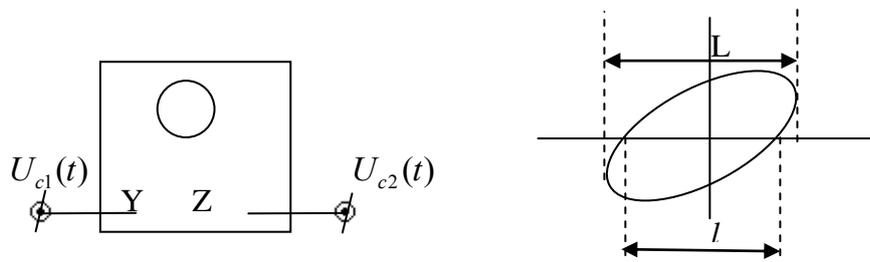


Рисунок 11.2

Измеряемый сдвиг фазы вычисляется из соотношения $\varphi = \arcsin\left(\frac{l}{L}\right)$

Характерные положения осциллограммы для различных значений угла сдвига фаз показаны на рис.11.3.

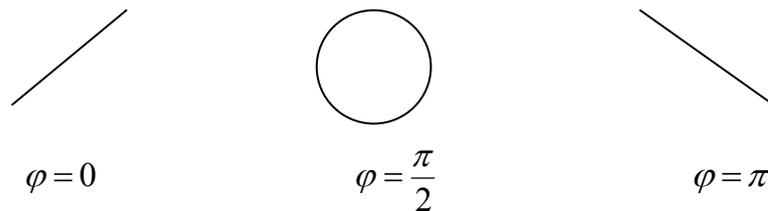
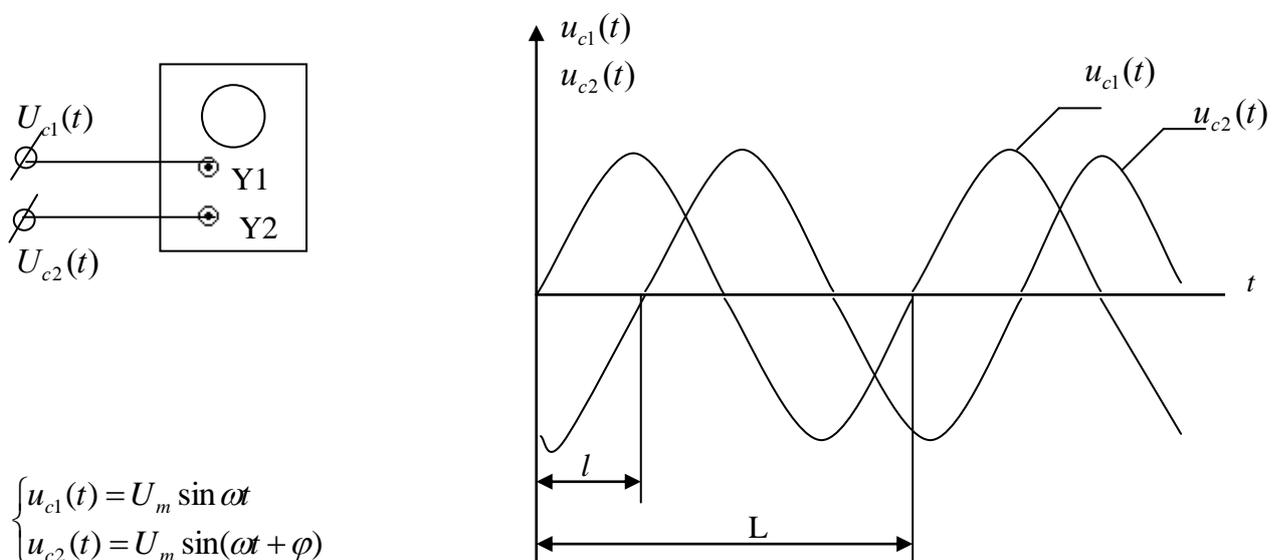


Рисунок 11.3

В этом случае на экране формируется временная развертка напряжений поданных на входы Y1 и Y2 осциллографа. На полученной осциллограмме определяют расстояние l , соответствующее фазовому сдвигу, и расстояние L , соответствующее периоду сигнала. Измеряемый угол сдвига фаз вычисляется из соотношения

$$\begin{cases} u_{c1}(t) = U_m \sin \omega t \\ u_{c2}(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (11.2)$$

11.2.2. Измерение угла сдвига фаз методом линейной развертки производится с помощью двухканального (двух лучевого) осциллографа (рис.8.9)



$$\begin{cases} u_{c1}(t) = U_m \sin \omega t \\ u_{c2}(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi) \end{cases}$$

Рисунок 11.4

В этом случае на экране формируется временная развертка напряжений поданных на входы Y1 и Y2 осциллографа. На полученной осциллограмме определяют расстояние l , соответствующее фазовому сдвигу, и расстояние L , соответствующее периоду сигнала. Измеряемый угол сдвига фаз вычисляется из соотношения

$$\varphi = \left[\frac{l}{L} \right] \cdot 360^\circ$$

11.3. Измерение фазового сдвига путём преобразования во временной интервал.

Суть метода заключается в преобразовании двух синусоидальных напряжений u_1 и u_2 , фазовый сдвиг которых требуется измерить, в периодические последовательности коротких импульсов, соответствующих моментам переходов этих напряжений через ноль с производными одинакового знака. Пояснения даны на рис. 11.5. Исходные синусоидальные напряжения известными методами (усиление, ограничение, дифференцирование) превращаются в последовательность остроконечных импульсов. Импульсы $u_{\text{имп1}}$ соответствуют моменту t_1 – переходу синусоидального напряжения u_1 через ноль. Соответственно $u_{\text{имп2}}$ соответствуют моменту t_2 напряжения u_2 . Ясно, что интервал ΔT между импульсами $u_{\text{имп1}}$ и $u_{\text{имп2}}$ пропорционален фазовому сдвигу.

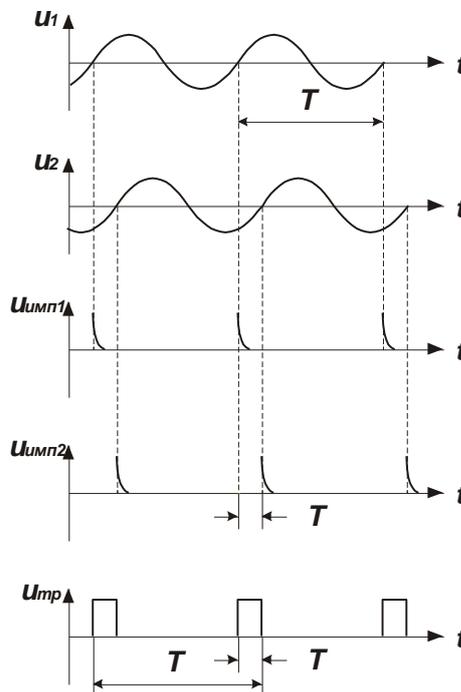


Рисунок 11.5

После описанных преобразований измеряется отношение интервала ΔT к периоду T . Смысл измерения указанного отношения легко выясняется из следующих известных соотношений $\varphi = \omega \Delta T$ и $\omega = 2\pi/T$. Произведя подстановку получим

$$\varphi = 360 \frac{\Delta T}{T} \quad (11.4)$$

Изложенный метод получил широкое распространение. Он встречается в различных фазометрах, отличающихся друг от друга главным образом способом измерения относительного интервала времени. Структурная схема аналогового измерителя фаз такого типа представлена на рис. 11.6.

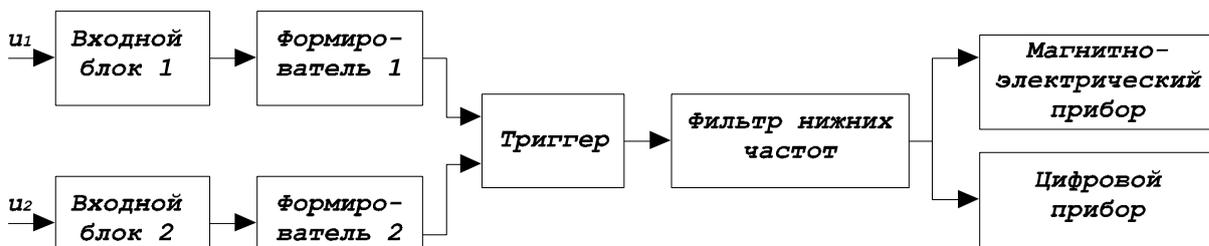


Рисунок 11.6

На данном рисунке представлено двухканальное формирующее устройство, каждый канал которого состоит из входного блока и формирователя. Устройство преобразует два синусоидальных напряжения в серии коротких импульсов положительной полярности, как это показано на рис. 11.5.

Из соседних пар импульсов с помощью триггера формируются прямоугольные импульсы длительностью T , как показано на последней осциллограмме рис. 11.4. До начала измерений триггер находится в исходном состоянии. После подачи на оба входа фазометра двух синусоидальных напряжений на выходах каналов появляются две периодические последовательности положительных импульсов. Первый импульс последовательности перебрасывает триггер в новое состояние и на его выходе повышается напряжение, второй импульс приводит триггер в исходное состояние. Через период T процесс повторяется. Триггер формирует прямоугольные импульсы длительностью ΔT .

Магнитоэлектрический измерительный прибор показывает среднее значение напряжения

$$U_{cp} = U_m \Delta T / T. \quad (11.5)$$

Сравнение 11.4 и 11.5 приводит к формуле

$$\varphi = 360 U_{cp} / U_m \quad (11.6)$$

из которой видно, что зависимость между величинами φ и U_{cp} линейна. Шкалу индикаторного прибора можно проградуировать непосредственно в градусах (это возможно, так как U_m на выходе триггера постоянно). В этом варианте построения прибор является аналоговым. Если напряжение измерить цифровым вольтметром, то прибор становится аналого-цифровым. Основное преимущество заключается в возможности цифрового отсчёта и представление результата измерения в цифровом коде, что удобно при формировании автоматизированных измерительных систем.

11.4. Цифровые фазометры

В основу работы цифровых фазометров (ЦФ) положено уравнение (11.1), по способу реализации которого ЦФ делят на две группы:

- 1) с промежуточным преобразованием фазового сдвига в постоянное напряжение;
- 2) с время-импульсным преобразованием:
 - с измерением за один период;
 - с измерением среднего значения за несколько периодов (интегрирующие).

11.4.1. Цифровой фазометр с преобразованием фазового сдвига в постоянное напряжение

Метод реализуют с помощью следующей структурной схемы:

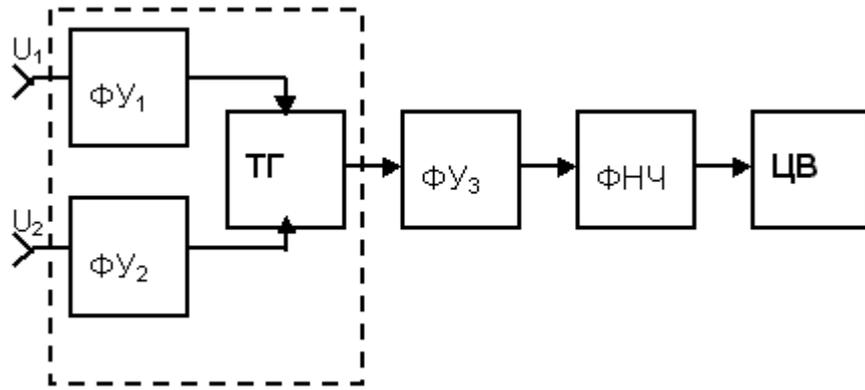


Рисунок 11.7

$\Phi У_{1,2}$ – формирующие устройства, которые формируют из гармонического сигнала сигнал с крутыми фронтами.

$\Phi У_3$ – формирующее устройство для формирования сигнала с калиброванным пиковым значением U_p .

$\Phi НЧ$ – фильтр нижних частот для выделения постоянной составляющей сигнала U_{CP} .

$\mathcal{C}В$ – цифровой вольтметр постоянного напряжения.

$\mathcal{B}\Phi$ – блок формирования временного интервала Δt_ϕ .

На рисунке 11.8 показаны временные диаграммы сигналов в разных точках структурной схемы:

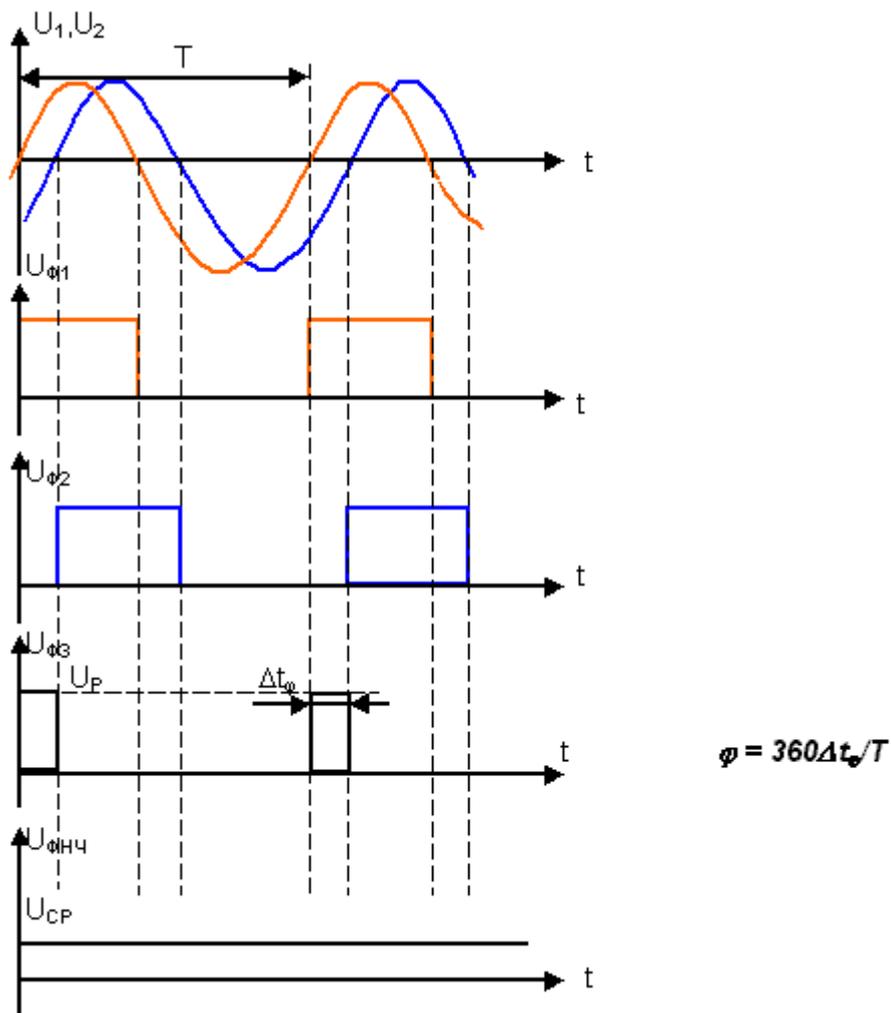


Рисунок 11.8

Среднее значение напряжения на выходе ФНЧ определяется выражением:

$$U_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt = U_p \frac{\Delta t_\phi}{T} = \frac{U_p}{360} \phi \quad (11.7)$$

Следовательно, показание ЦВ будет пропорционально фазовому сдвигу ϕ
 Источники погрешности измерения:

- 1) погрешность формирования временного интервала Δt_ϕ
- 2) нестабильность напряжения U_p
- 3) погрешность ЦВ

11.4.2. Цифровой фазометр с время-импульсным преобразованием за 1 период.

Структурная схема такого фазометра имеет вид:

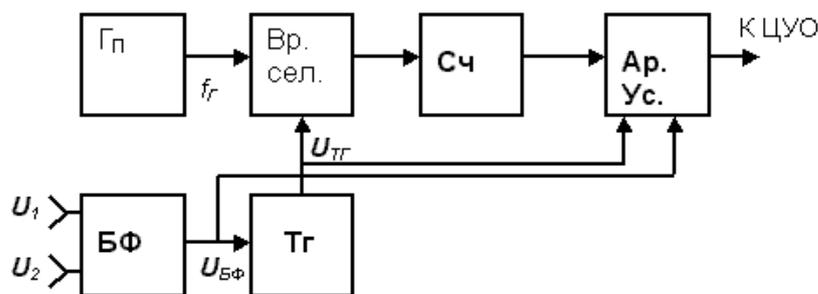


Рисунок 11.9

Гп – генератор коротких импульсов с частотой следования f_r ;

Вр. сел. – временной селектор (электронный ключ, электронный коммутатор);

Сч – счетчик импульсов;

Тг – триггер;

Ар. Ус. – арифметическое устройство;

БФ – блок формирования интервала Δt_ϕ (см. предыдущую схему).

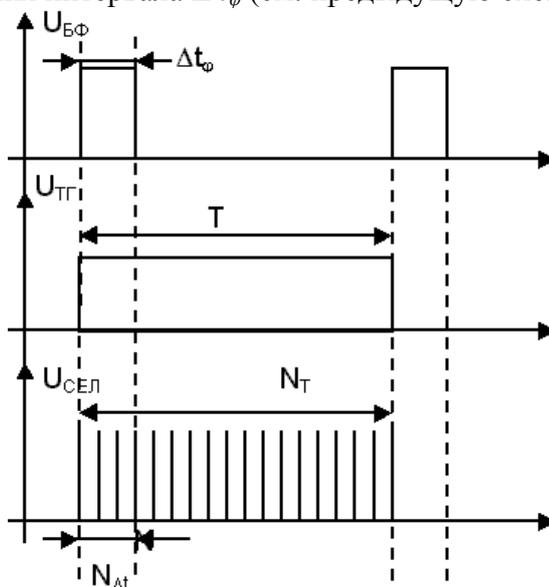


Рисунок 11.10

Выразим фазовый сдвиг через показания счетчика:

$$\phi = 360 \frac{\Delta t_\phi}{T} = k \frac{N_{\Delta t}}{N_T} \quad (11.8)$$

здесь k – коэффициент пропорциональности.

Источники погрешности:

- погрешность, вносимая БФ;
- погрешность дискретизации (квантования)

$$\delta_{\phi} = \pm \frac{1}{N_{\phi}} = \pm \frac{1}{f_{\Gamma} \Delta t_{\phi}} = \pm \frac{k}{f_{\Gamma} \Phi T} = \pm \frac{kf}{\Phi f_{\Gamma}} \quad (11.9)$$

Из формул видно, что с ростом частоты исследуемого сигнала f погрешность дискретизации увеличивается и на высоких частотах становится недопустимо большой.

11.4.3. Цифровой фазометр с время-импульсным преобразованием за несколько периодов (с постоянным временем измерения)

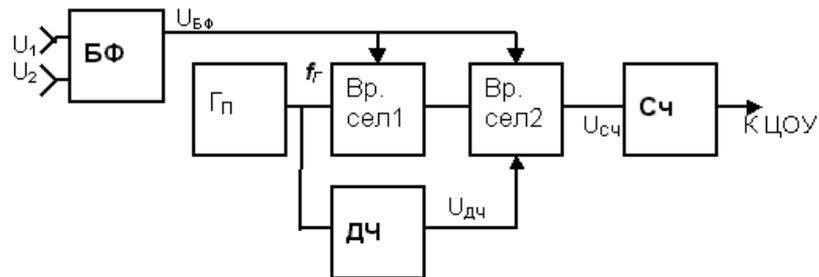


Рисунок 11.11. Структурная схема цифрового фазометра средних значений

ДЧ – делитель частоты в n раз – формирует временной интервал $T_{ИЗМ}$, в течение которого происходит измерение;

ЦОУ – цифровое отсчетное (отображающее) устройство;

остальные обозначения соответствуют предыдущей схеме.

Работа схемы проиллюстрирована временными диаграммами (рис.11.12):

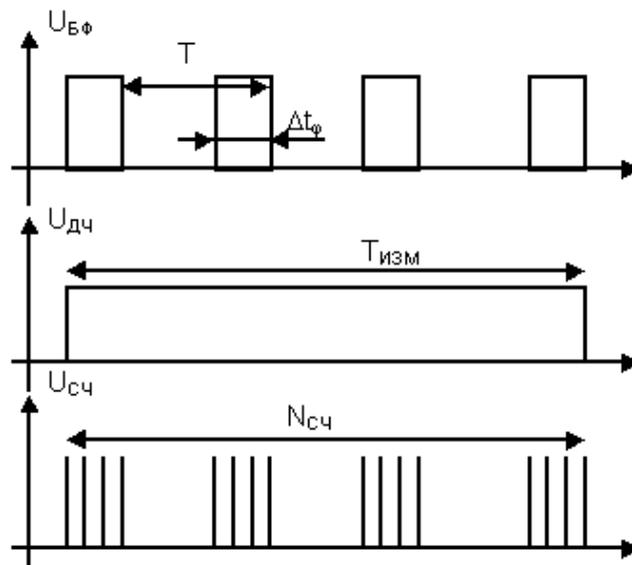


Рисунок 11.12

Количество пачек импульсов на выходе Вр.сел2 m :

$$m = \frac{T_{ИЗМ}}{T} \quad (11.10)$$

Количество импульсов в пачке $N_{пач}$: $N_{пач} = \Delta t_{\varphi} f_{\Gamma}$

Тогда общее количество импульсов, накопленное в счетчике за время измерения $T_{ИЗМ}$:

$$N_{сч} = m N_{пач} = m \Delta t_{\varphi} f_{\Gamma} = \frac{T_{ИЗМ} f_{\Gamma} \Delta t_{\varphi}}{T} = \frac{n \Delta t_{\varphi}}{T} = \frac{n \varphi}{k}, \text{ где } T_{ИЗМ} = \frac{n}{f_{\Gamma}} \quad (11.11)$$

Если коэффициент деления частоты f_{Γ} $n=360$, то 1 импульс счетчика будет соответствовать 1 градусу фазового сдвига и показания счетчика будут равны фазовому сдвигу. Для повышения точности измерения достаточно увеличить коэффициент деления частоты до 3600 или 36000 и погрешность индикации уменьшится до $0,1\varphi$ или $0,01\varphi$ соответственно.

Погрешность дискретизации определяется двумя факторами: случайным временным положением интервалов Δt_{φ} относительно счетных импульсов $\delta_{\delta 1}$ и случайным положением интервала $T_{ИЗМ}$ относительно интервалов

$$\Delta t_{\varphi} - \delta_{\delta 2}: \delta_{\delta 1 \max} = \frac{k f}{\varphi f_{\Gamma}}; \quad \delta_{\delta 2 \max} = \pm \frac{1}{m} = \pm \frac{1}{T_{ИЗМ} f}$$

Суммарная погрешность дискретизации равна:

$$\delta_{\delta} = \sqrt{\delta_{\delta 1}^2 + \delta_{\delta 2}^2}$$

$$\left| \delta_{\delta 1} \right|_{\max} = \frac{m}{N \Delta t_{\varphi} m} = \frac{1}{N \Delta t_{\varphi}} \quad \delta_{\delta 1} = \sum_{i=1}^m \delta_{\delta}(\Delta t_{\varphi i})$$

$$\delta_{\delta 1} \ll \left| \delta_{\delta 1} \right|_{\max} \text{ т.к. } \lim \delta_{\delta 1} \rightarrow 0$$

Источники погрешности:

- погрешность дискретизации;
- погрешность формирования интервала Δt_{φ} (БФ).

Контрольные вопросы

1. Что такое фазовый сдвиг двух синусоидальных сигналов?
2. Как измерить фазовый сдвиг с помощью осциллографа:
 - методом линейной развертки;
 - методом синусоидальной развертки?
3. Каковы частотные границы и погрешности осциллографических методов измерения фазового сдвига?
4. В чем сущность метода преобразования фазового сдвига во временной интервал?
5. Каков принцип работы цифровых фазометров:
 - с преобразованием в постоянное напряжение;
 - с время-импульсным преобразованием за один период;
 - с время-импульсным преобразованием за несколько периодов?

Лекция 12. Измерение мощности электрических сигналов

12.1. Общие положения

Измерение мощности электрических сигналов относится к одной из важных проблем систем связи, радиотехники и любых радиоэлектронных средств (РЭС). На практике мощность измеряют в широком частотном диапазоне — от постоянного тока до оптических волн, и в пределах уровней — от 10^{-18} до 10^8 Вт.

Мощность электромагнитных колебаний. Электрическую мощность определяют работой, совершаемой источником электромагнитного поля в единицу времени. Мощность в ваттах: $1\text{Вт} = 1\text{ Дж/с}$.

Измерение мощности в различных частотных диапазонах имеет определенные особенности. Измерители мощности промышленной частоты наряду со счетчиками энергии являются основой действующей системы учета потребления электрической энергии в быту и народном хозяйстве. Измерение мощности на постоянном токе, а также в диапазоне звуковых и высоких частот имеет ограниченное значение, поскольку на частотах до нескольких десятков мегагерц часто удобнее измерять напряжения, токи и фазовые сдвиги, а мощность определять расчетным путем.

На частотах свыше 300 МГц вследствие волнового характера процессов значения напряжений и токов теряют однозначность и результаты измерений начинают зависеть от места подключения прибора. Поскольку поток мощности через любое поперечное сечение линии передачи всегда остается неизменным, то основным параметром, характеризующим режим работы практически любого устройства СВЧ, становится мощность.

Активную (поглощаемую электрической цепью) мощность однофазного переменного тока определяют по формуле

$$P = UI \cos\varphi, \quad (12.1)$$

где U, I — средние квадратические значения напряжения и тока; (φ - сдвиг фазы между их мгновенными значениями).

Если нагрузка R_H в электрической цепи активная ($\varphi = 0$), то мощность переменного тока

$$P = UI = I^2 R_H = U^2 / R_H. \quad (12.2)$$

Для периодического сигнала произвольной формы электрическую мощность можно оценить с помощью ряда Фурье:

$$P = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos\varphi_1 + U_2 I_2 \cos\varphi_2 + \dots + U_n I_n \cos\varphi_n, \quad (12.3)$$

где U_0, I_0 — постоянные составляющие; U_n, I_n - средние квадратические значения гармоник напряжения и тока; φ_n - фазовый сдвиг между гармониками напряжения U_n и тока I_n .

Электрическую мощность переменного тока можно измерять непосредственно с помощью специальных приборов — *ваттметров*, или косвенно путем измерения величин, входящих в приведенные выше соотношения. Принцип действия ваттметров основан на реализации операции перемножения.

Для измерения мощности электрических колебаний применяются устройства как прямого, так и косвенного перемножения. Примерами устройств прямого перемножения являются измерительные механизмы ваттметров электродинамической системы. Прямое перемножение напряжений или токов можно обеспечить с помощью преобразователей Холла (Холл Э.Г., 1855-1938, амер. физик) или специальных схем на полевых транзисторах и т. д. В устройствах косвенного перемножения произведение величин находят путем сложения (вычитания), возведения в степень, логарифмирования, интегрирования и пр. Для этих целей служат аналоговые интегральные перемножители. Современные ваттметры на частоты 1... 10

МГц создают на основе интегральных перемножителей с использованием термопреобразователей.

12.2. Измерение мощности низкочастотных и высокочастотных колебаний

В диапазоне частот 1...10 кГц при измерениях электрической мощности используют ваттметры электродинамической системы.

Как и у всех приборов электродинамической системы, принцип действия ваттметра основан на том, что угол поворота рамки (со стрелкой) измерительного механизма пропорционален произведению токов, умноженному на косинус угла φ между ними:

$$\alpha = k I_1 I_2 \cos \varphi, \quad (12.4)$$

где k — постоянный для данного прибора коэффициент.

Пусть требуется измерить активную мощность, потребляемую некоторой нагрузкой Z_H к которой приложено среднее квадратическое значение гармонического напряжения U_H и через нее протекает ток со средним квадратическим значением I_H сдвинутый по фазе на угол φ по отношению к напряжению.

Схема включения катушек ваттметра показана на рис. 12.1. Неподвижную катушку, сопротивление которой должно быть мало, включают последовательно с нагрузкой, а цепь рамки, состоящую из обмотки рамки и добавочного резистора $R_{доб}$ — параллельно нагрузке.

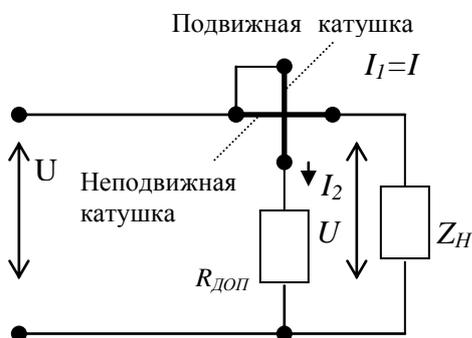


Рисунок 12.1

Если $R_{доб} \gg Z_H$, то ток в неподвижной катушке $I_1 \approx I_H$, а в подвижной — $I_2 \approx U_H / R_{доб}$. Поэтому угол отклонения стрелки α с учетом формулы (12.4) будет пропорционален активной мощности в нагрузке P :

$$\alpha \approx (k I_H U_H / R_{доб}) \cos \varphi \approx kP \quad (12.5)$$

Ваттметры электродинамической системы можно применять для измерения электрической мощности в цепях как постоянного, так и переменного тока.

Для измерения мощности низкочастотных и высокочастотных колебаний применяют ваттметры на интегральных аналоговых перемножителях.

Интегральный перемножитель реализует передаточную функцию

$$p_{ВЫХ} = k_a u_1 u_2, \quad (12.6)$$

где k_a — масштабный коэффициент; $u_1 u_2$ — напряжения.

Рассмотрим упрощенную структурную схему аналогового интегрального перемножителя двух напряжений, в основу работы которого заложен метод перемножения с воспроизведением квадратичной зависимости (рис. 12.2). В этой схеме: + - сумматор; - - вычитающее устройство; K_v — устройство возведения в квадрат; $:4$ — делитель напряжения на четыре. Фактически выходная величина перемножителя пропорциональна квадрату значения, приложенного к входу. В технике измерения мощностей данную схему называют квадратором.

При перемножении двух напряжений выполняют операции:

- суммирование — $u_1 + u_2$;
- вычитание — $u_1 - u_2$;
- возведение в квадрат — $(u_1 + u_2)^2, (u_1 - u_2)^2$;
- вычитание квадратов — $(u_1 + u_2)^2 - (u_1 - u_2)^2 = 4 u_1 u_2$;
- деление напряжения на четыре — $4 u_1 u_2 / 4 = u_1 u_2$;

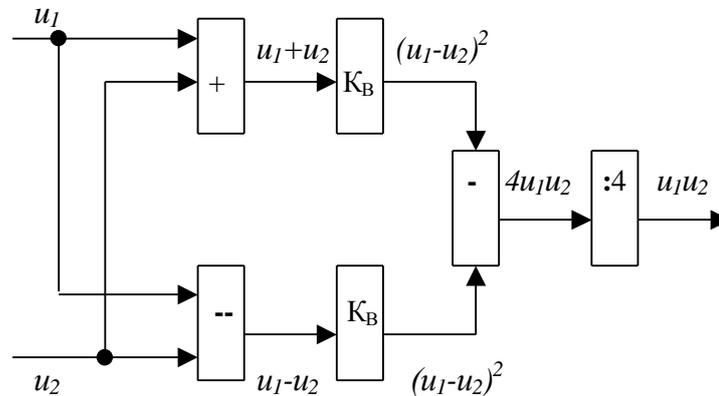


Рисунок 12.2. Упрощенная структурная схема аналогового перемножителя

При использовании перемножителя сигналов в схеме ваттметр на выходе последнего следует включать низкочастотный фильтр.

Если входные перемножаемые напряжения $u_1 = U_m \cos \omega t$ и $u_2 = I_m R \cos (\omega t - \varphi)$, где R — эталонное сопротивление, то сигнал на выходе перемножителя:

$P_{\text{вых}} = k_a U_m I_m R (\cos \omega t) [\cos (\omega t - \varphi)]$. Приняв коэффициент $k_a = 1$, $R = 1$ Ом и учитывая формулу произведения косинусов, получим $P_{\text{вых}} = 0,5 U_m I_m \cos \varphi + 0,5 U_m I_m \cos (2\omega t - \varphi)$. Выделенная фильтром постоянная составляющая пропорциональна измеряемой мощности

$$P_0 = 0.5 U_m I_m \cos \varphi = UI \cos \varphi \quad (12.7)$$

где U, I — средние квадратические значения напряжения и тока.

В перемножителях применяют идентичные, со стабильными параметрами нелинейные элементы, имеющие квадратичные вольтамперные характеристики. Более высокую точность измерения мощности по методу прямого умножения сигналов обеспечивает операция интегрирования, которую применяют в прецизионных измерительных преобразователях активной мощности промышленной частоты.

По уровню измеряемой электрической мощности все измерители мощности делятся на ваттметры малой (до 10 мВт), средней (10 мВт... 10 Вт) и большой мощностей (свыше 10 Вт).

12.3. Измерение мощности СВЧ-колебаний

Методы измерения мощности СВЧ-колебаний (часто проще, СВЧ-мощности, мощности СВЧ) существенно отличаются от рассмотренных выше. Фактически все они основаны на эквивалентном преобразовании энергии исходных электромагнитных колебаний в другой вид энергии, удобный для измерения. Косвенные методы, изложенные ранее, не находят применения, поскольку значения токов и напряжений могут быть различны в разных сечениях линии передач (так называемые стоячие волны) и подключение измерительного прибора меняет режим работы измерительной цепи. Поэтому в СВЧ-диапазоне используют методы преобразования энергии электромагнитных колебаний в другой вид энергии, удобный для измерения.

В телекоммуникационных системах используют два основных метода измерения мощности СВЧ-колебаний. Средства измерения мощности СВЧ подразделяют на измерители (ваттметры) поглощаемой и проходящей мощностей.

Ваттметры поглощаемой мощности включают в СВЧ-тракт вместо фактических нагрузок. Поэтому с их помощью нельзя измерять мощность в реальных условиях работы систем, так как полное сопротивление ваттметра в общем случае всегда отличается от полного сопротивления нагрузки, вследствие чего возникает так называемая погрешность рассогласования. Однако в связи с большой простотой схемных решений и методик измерения ваттметры поглощаемой мощности получили более широкое распространение.

Ваттметры проходящей мощности позволяют измерять мощность, проходящую к нагрузке, в реальных условиях эксплуатации систем. В этом заключается их несомненное преимущество.

Измерение мощности СВЧ-колебаний ваттметрами поглощающего типа. Согласно общепринятому определению, под мощностью генератора электрических колебаний понимают мощность, отдаваемую им в согласованную нагрузку (рис. 8.3, а). В этом случае измеряемая мощность полностью рассеивается на некотором измерительном эквиваленте нагрузки с последующим измерением мощности теплового процесса.

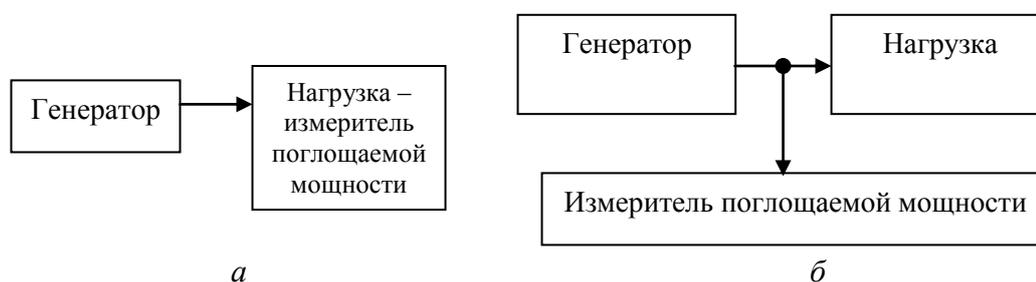


Рисунок 12.3. Способы измерения мощности ваттметром:
а — поглощающего типа; б — проходящей мощности

Такие измерители мощности называют ваттметрами поглощающего типа. Поскольку нагрузка должна полностью поглощать измеряемую мощность, то использование прибора возможно лишь при отключенной нагрузке. Результат измерения наиболее точен, если входное сопротивление измерителя полностью согласовано с выходным сопротивлением исследуемого генератора, а выходное — с волновым сопротивлением линии передачи ρ .

Измерение мощности СВЧ-колебаний ваттметрами проходящей мощности. При этом полное сопротивление нагрузки может быть произвольно. В этом случае между генератором и нагрузкой включают специальное устройство, преобразующее в другую форму лишь незначительную часть передаваемой по линии энергии и не нарушающее процесса ее передачи (рис. 12.3, б).

12.3.1. Измерение мощности СВЧ – колебаний ваттметрами поглощающего типа

Измерение мощности СВЧ-колебаний резистивными термочувствительными элементами. Наиболее распространенным методом измерения малых мощностей, на котором построены промышленные ваттметры, является метод измерения сопротивления резистивного термочувствительного элемента (*терморезистора*) при рассеянии в нем электромагнитной энергии. В качестве терморезисторов используют болометры, сопротивление которых растет с повышением температуры (положительный температурный коэффициент сопротивления), и термисторы, чье сопротивление с ростом температуры падает. Основные преимущества термисторов перед болометрами — более высокая чувствительность и, большая устойчивость к перегрузкам. Для удобства монтажа в тракта передачи мощности и обеспечения требуемого

режима измерения мощности терморезисторы монтируются в специальные конструктивные элементы (коаксиальные и волноводные вставки).

Термистором называют терморезистор, изготовленный из специального полупроводникового материала, обладающего большим отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Применяют два типа термисторов: стержневой и бусинковый. Стержневые термисторы обладают более высокой электрической прочностью. Термисторы бусинкового типа при прочих равных условиях имеют меньшую поверхность охлаждения и поэтому характеризуются большей чувствительностью (10... 100 Ом/мВт). Для получения высокой чувствительности рабочую точку термистора выбирают на участке с максимальной крутизной характеристики.

Болометр — проволочный или пленочный терморезистор с положительной температурной характеристикой, помещенный в стеклянный (вакуумный или наполненный инертным газом) баллон. Для увеличения чувствительности нить выполняют из материала с высоким температурным коэффициентом сопротивления. Болометры менее чувствительны, чем терморезисторы, но имеют более стабильные характеристики, не зависящие от температуры окружающей среды.

Термистор или болометр помещают внутрь измерительной головки, состоящей из отрезка волновода или коаксиальной линии. Изменение сопротивления терморезистора при рассеянии в нем электромагнитной энергии обычно измеряют с помощью мостовых схем. Используют два метода измерения сопротивления термистора: с помощью неуравновешенного и уравновешенного мостов. Неуравновешенные мосты применяют для построения измерителей мощности по типу приборов прямого действия, уравновешенные — в ваттметрах, основанных на методе сравнения.

Схема неуравновешенного моста с терморезистором представлена на рис. 12.4. Исходное уравновешивание моста (т. е. при отсутствии на его входе измеряемой мощности СВЧ-колебаний) обеспечивается схемой температурной компенсации, состоящей из потенциометра K плавной регулировки и вспомогательного генератора Γ с частотой выходных колебаний 50...100 кГц. При равновесии моста ток в измерительной диагонали и показания гальванометра равны нулю. Измеряемая мощность СВЧ $P_{ВХ}$ попадает на термистор R_1 , в результате его сопротивление понизится и через гальванометр начнет протекать ток. Шкалу гальванометра градуируют в единицах электрической мощности, используя калиброванный источник постоянного тока $E_{пит}$. Индуктивность L препятствует протеканию переменного тока генератора в цепь моста постоянного тока.

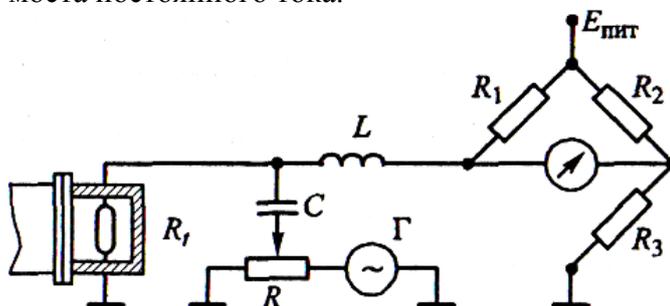


Рисунок 12.4. Схема неуравновешенного моста с терморезистором

К преимуществу измерителя электрической мощности, построенного на основе неуравновешенного моста с терморезистором, относится наглядность индикации результата измерений, а к недостатку — сравнительно малая точность измерений. Последнее объясняется двумя основными причинами. Во-первых, неизбежное при измерении мощности СВЧ-колебаний изменение сопротивления терморезистора влечет за собой нарушение согласования сопротивлений термисторной камеры и линии передачи электромагнитных колебаний. Вследствие этого возникает частичное отражение электромагнитной волны от нагрузки, а значит, неполное рассеяние измеряемой мощности на термисторе. Во-вторых, по мере естественного изменения характеристик термистора (или при его замене) нарушается

установленное при градуировке соответствие между показаниями прибора и величиной рассеиваемой мощности СВЧ-колебаний.

Более высокую точность измерений обеспечивают *уравновешенные мосты*, в которых измеряемую мощность СВЧ-колебаний сравнивают с калиброванной мощностью постоянного тока. Одна из таких схем измерительного уравновешенного моста с терморезистором представлена на рис. 12.5.

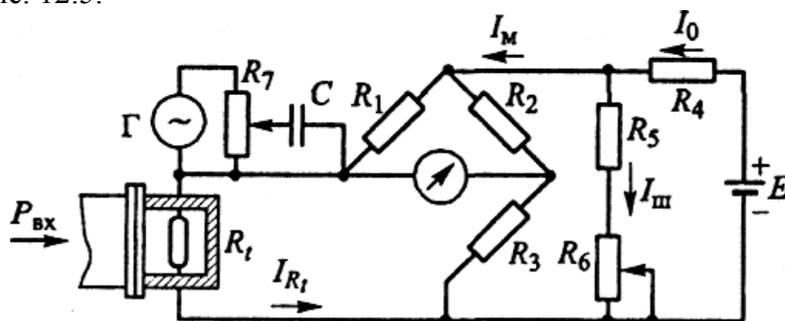


Рисунок 12.5. Схема уравновешенного моста с терморезистором

Терморезистор R_t , находящийся в измерительной головке, включают в одно из плеч моста. Остальными плечами моста являются резисторы R_1 , R_2 , R_3 , равные по значению условному сопротивлению терморезистора в рабочей точке. Напряжение питания E на уравновешенный мост подают через резистор R_4 , сопротивление которого велико, и поэтому через него протекает достаточно малый ток питания I_0 . Параллельно мосту включен делитель из сопротивлений R_5 , R_6 . Резистор R_6 представляет собой реостат, с движком которого связана измерительная шкала (для упрощения на рис. 8.5 не показана); через этот резистор протекает ток $I_{ш}$, отсчитываемый по шкале. От сопротивления резистора R_6 зависит ток I_{R_t} , протекающий через терморезистор. Поскольку ток питания моста $I_M = I_0 - I_{ш}$, то при уравновешенном мосте ток терморезистора $I_{R_t} = 0,5I_M$.

До подачи мощности СВЧ-колебаний мост балансируют двумя источниками питания: напряжениями постоянного тока E и переменного тока генератора Γ . При этом положение движка реостата R_6 устанавливают так, чтобы его сопротивление было максимальным, если используют термистор, или минимальным, если используют болометр. При подаче мощности СВЧ-колебания баланс моста нарушается, и его восстанавливают, изменяя ток питания моста с помощью сопротивления R_6 и источника питания E . Для термисторов нужно увеличивать шунтирующее действие, т. е. уменьшать сопротивление реостата R_6 , а для болометров — наоборот. Обычно шкалу движка реостата R_6 градуируют в ваттах. Начальная балансировка моста переменным напряжением генератора позволяет исключить влияние температуры окружающей среды и сохранить градуировку при старении терморезисторов и их замене.

Промышленные терморезисторные ваттметры имеют общую абсолютную погрешность порядка 4... 10 %.

Измерение мощности СВЧ-колебаний с помощью термопар. Этот метод измерения мощности СВЧ-колебаний основан на регистрации значения термо-ЭДС, возникающей при нагревании термопары СВЧ-энергией. Структурная схема ваттметра состоит из приемного термопреобразователя и измерительной части. Основным элементом термопреобразователя является блок высокочастотных дифференциальных термопар, одновременно выполняющих функции согласованной нагрузки и дифференциального термометра. В СВЧ-диапазоне применяются термопары в виде тонких металлических пленок, напыленных на специальную диэлектрическую подложку. Измерительная часть такого прибора содержит вольтметр постоянного тока с цифровым дисплеем.

К преимуществам ваттметров с термопарами следует отнести малую зависимость результатов измерения от колебаний температуры окружающей среды и короткое время подготовки прибора к работе. Недостатки ваттметров — ограниченный верхний уровень

динамического диапазона измерения и слабая устойчивость к перегрузкам, ограничивающая допустимое значение средней мощности при измерении импульсных сигналов.

Практически стандартные термисторы способны выдерживать без физического разрушения уровни мощности, не превышающие 75... 100 мВт. Уровень измеряемой мощности можно несколько увеличить, если перед термисторной камерой поместить калиброванный аттенюатор.

Аттенюатор — СВЧ-устройство, у которого выходная мощность $P_{вых}$ в заданное число раз меньше входной мощности $P_{вх}$. Результат измерения СВЧ-мощности равен показанию прибора, умноженному на коэффициент ослабления аттенюатора: $k_{осл} = P_{вх} / P_{вых}$. Аттенюаторы различают по принципу действия (поглощающие, предельные) и конструкции (волноводные, коаксиальные, полосковые). Они бывают с фиксированным или изменяемым (в том числе и нецелочисленным) коэффициентом ослабления (затухания). Аттенюаторы СВЧ-диапазона существенно отличаются от аттенюаторов, упоминавшихся выше при описании схем вольтметров и универсальных осциллографов (они работают на частотах ниже СВЧ-диапазона), которые выполняются на элементах с сосредоточенными параметрами.

Волноводный поглощающий аттенюатор состоит из отрезка металлического волновода, внутри которого помещен слой специального вещества, эффективно поглощающего СВЧ-энергию. Коэффициент ослабления (поглощения) энергии определяют свойства вещества, а также размеры и расположение поглощающего слоя относительно электрической составляющей электромагнитного поля волновода.

В *предельных аттенюаторах* используют явление экспоненциального затухания электромагнитного поля вдоль волновода, поперечные размеры которого для рабочей длины волны должны быть выбраны меньше критических.

Аттенюаторы с плавным изменением коэффициента затухания и шкалой, проградуированной в децибелах, чаще всего применяются в приборах, в которых результат измерения фиксируется в относительных единицах.

Калориметрический измеритель мощности СВ Ч-колебаний. Калориметрический метод измерения мощности является наиболее универсальным и его используют во всем радиотехническом диапазоне частот как для малых, так и для больших мощностей. Он отличается от других методов повышенной точностью измерения.

Калориметрический метод основан на преобразовании энергии электромагнитных колебаний, поглощаемых согласованной нагрузкой, в тепловую. Поглощение энергии поглотителем, являющимся основным элементом прибора, можно зарегистрировать либо непосредственно по изменению его температуры, либо косвенно как изменение объема, давления или других характеристик.

Калориметрические измерители состоят из двух частей: поглощающей нагрузки и измерителя температуры. Наиболее распространены нагрузки с проточной водой. Для определения величины уровня мощности используют формулу

$$P \approx 4.17 cGd\Delta T, \quad (12.8)$$

где для калориметрической воды ваттметра: c — удельная теплоемкость, кал/(г · град); G — расход, см³/с; d — удельная масса, г/см²; ΔT — разность температур на входе и выходе калориметра, град.

Структура водяной поглощающей калориметрической нагрузки показана на рис. 12.6. Внутри отрезка волновода 1 закреплен стеклянный конус 2 , через который протекает вода. В основание конуса впаяны две трубки 3 и 4 . Вода входит в трубку 4 , а вытекает через трубку 3 . Нагрузку соединяют с источником измеряемой мощности соединительным фланцем 5 . Заполненный водой конус представляет собой нагрузку с большим затуханием. Разность температур измеряют термопарами, включенными на входе и выходе воды в нагрузку. Термопары включены встречно, так что индикаторный прибор фиксирует разность температур.

Погрешности образцовых калориметров составляют около 1%, а промышленные калориметры обеспечивают погрешность 2,5... 5%.

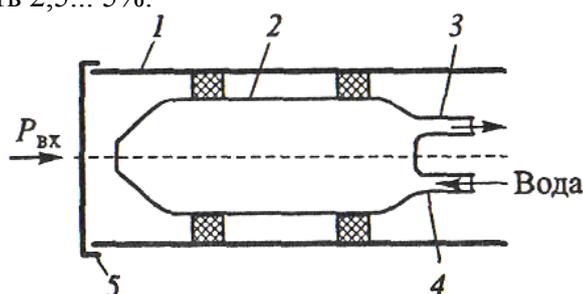


Рисунок 12.6. Структура водяной поглощающей нагрузки калориметрического ваттметра

12.3.2. Измерение мощности СВЧ-колебаний ваттметрами проходящей мощности

Под проходящей мощностью $P_{пр}$ понимают разность мощностей падающей $P_{пад}$ и отраженной $P_{отр}$ электромагнитных волн:

$$P_{пр} = P_{пад} + P_{отр}. \quad (12.9)$$

Измерение мощности с помощью направленных ответвителей. Проходящую мощность можно измерить с помощью направленных ответвителей.

Направленным ответвителем называется СВЧ-устройство из двух отрезков волноводов, в котором часть энергии электромагнитной волны, распространяющейся в основном волноводе, посредством элементов связи ответвляется во вспомогательный волновод и передается в требуемый канал.

Наряду с направленными ответвителями в ваттметрах применяются приборы, действие которых основано на использовании физических явлений, не требующих полного поглощения измеряемой энергии. К таким приборам относятся измерители мощности на преобразователях Холла, ваттметры с поглощающей стенкой и др. В последние годы для измерения мощности СВЧ-колебаний начали использовать эффект так называемых горячих носителей тока в полупроводниках.

В волноводных измерителях мощности падающие и отраженные волны СВЧ-энергии разделяют волноводным направленным ответвителем, структурная схема которого показана на рис. 12.7. Конструкция, классического волноводного направленного ответвителя состоит из двух волноводных линий: главной A и вспомогательной B , имеющих общую стенку. По главной волноводной линии распространяется падающая волна от генератора к нагрузке и отраженная от нагрузки к генератору. Вспомогательная волноводная линия работает в режиме согласования с обеих сторон.

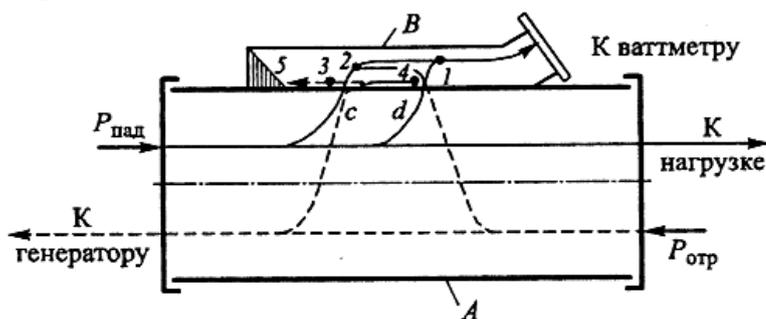


Рисунок 12.7. Структурная схема волноводного направленного ответвителя:

A — главная; B — вспомогательная

Между главной и вспомогательной волноводных линиями в общей стенке проделаны отверстия. Расстояние между отверстиями $c - d$ равно четверти длины волны,

распространяющейся в главной линии. Через отверстия c и d падающая и отраженная волны проникают во вспомогательную линию, однако фазовые сдвиги этих волн таковы, что около отверстия d падающие волны складываются — точка 1, а отраженные — вычитаются и взаимно компенсируются — точка 2. Около отверстия c , наоборот, складываются отраженные волны — точка 3 и взаимно компенсируются падающие волны — точка 4. В результате падающая волна поступает на ваттметр, а мощность отраженной волны рассеивается на согласованной нагрузке 5. Таким образом измеряют мощность падающей волны. Измерение мощности отраженной волны, необходимое для определения проходящей мощности, можно осуществить тем же ответвителем, или вторым, развернутым на 180° .

Достоинствами ваттметров, построенных на основе волноводных направленных ответвителей, являются достаточно широкие пределы измеряемой мощности ($10^{-4} \dots 10^5$ Вт); возможность раздельного измерения падающей, отраженной и проходящей мощности. Диапазон рабочих частот составляет $0,03 \dots 40$ ГГц, пределы допускаемых погрешностей — $2,5 \dots 10\%$.

Измерение мощности ваттметрами с преобразователями Холла. Прямое перемножение сигналов при измерении мощности также можно получить с помощью полупроводниковых преобразователей Холла (рис. 12.8).

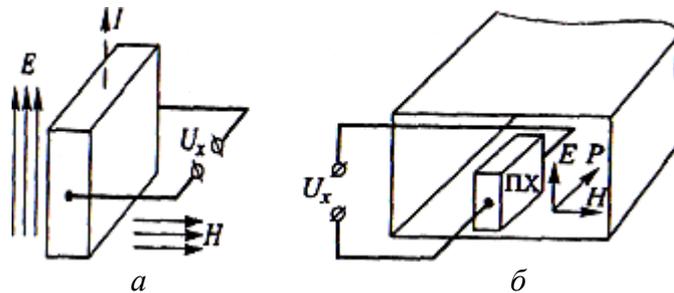


Рисунок 12.8. Преобразователи Холла:
 а — возникновение эффекта в электромагнитном поле;
 б — принцип измерения мощности в волноводе

Если специальную полупроводниковую пластину, по которой протекает ток I (показан штриховой линией на рис. 12.8, а), возбуждаемый электрическим полем напряженностью E , поместить в магнитное поле с напряженностью $Я$ (индукцией B), то между ее точками, лежащими на прямой, перпендикулярной направлениям протекающего тока I и магнитного поля, возникает разность потенциалов (эффект Холла):

$$U_x = kEH, \quad (12.10)$$

где k — коэффициент пропорциональности.

Согласно общеизвестной в физике теореме Умова — Пойнтинга (Н.А. Умов, 1846-1915, русск. физик; Дж. Пойнтинг, 1852-1914, англ. физик), плотность потока проходящей мощности СВЧ-колебаний в нет которой точке поля определяется векторным произведением электрической и магнитной напряженностей этого поля: $\Pi = [E * H]$. Этот вектор является вектором плотности потока электрической мощности — вектором Пойнтинга, указывающим направление распространения электромагнитных волн.

Из приведенных рассуждений следует, что если ток I будет функции ей электрической напряженности E , то с помощью датчика Холла можно получить следующую зависимость напряжения от проходящей мощности: $U_x = gP$, где g — постоянный коэффициент, характеризующий образец (частоту, проводимость и пр.) Для измерения такой мощности пластину полупроводника — пластинку Холла (ПХ) помещают в волновод, как показано на рис. 12.8, б.

Рассмотренный измеритель проходящей мощности обладает следующими достоинствами:

- может работать при любой нагрузке, а не только при согласованной;
- высокое быстродействие ваттметра позволяет применять его при измерении импульсной мощности.

Однако практическая реализация ваттметров, построенных на эффекте Холла, — достаточно сложная задача в силу многих факторов. Тем не менее разработаны такие ваттметры, измеряющие проходящую импульсную мощность до 100 кВт с погрешностью не более 10 %.

Ваттметры на основе эффекта «горячих» носителей тока. Из курса физики известно, что под воздействием электрического поля в полупроводнике увеличивается средняя хаотическая скорость свободных носителей заряда (электронов или дырок), что эквивалентно повышению их температуры относительно температуры кристаллической решетки материала. Это явление называют *разогревом носителей зарядов*. При неоднородном «разогреве» полупроводниковой пластины возникнет поток носителей зарядов из «горячей» области в «холодную». При этом оказывается, что ток в замкнутой цепи практически равен нулю, что свидетельствует о возникновении ЭДС, противодействующей движению потока носителей зарядов. Значение возникшей ЭДС зависит от степени «разогрева» полупроводниковой пластины. Для усиления описанного эффекта, неоднородному «разогреву» следует подвергнуть полупроводник, концентрация носителей в котором пространственно неоднородна.

Если «разогрев» осуществляют энергией СВЧ-поля, то по значению ЭДС можно судить о проходящей мощности. Поскольку интервал установления температуры носителей зарядов на несколько порядков меньше времени установления температуры кристаллической решетки, ваттметры на основе разогрева носителей зарядов позволяют непосредственно измерять импульсную мощность при длительностях импульсов до 0,1 мкс. Основные узлы ваттметра на эффекте «горячих» носителей тока — приемный преобразователь с полупроводниковым элементом и измерительное устройство с цифровым отсчетом.

Пондеромоторный ваттметр. Действие пондеромоторного (механического) ваттметра основано на использовании давления электромагнитных волн. Давление электромагнитных волн на отражающую поверхность пропорционально значению вектора Пойнтинга, который определяет плотность потока энергии, проходящей ежесекундно через единичную площадь. Пондеромоторные ваттметры обладают высокой точностью измерений, потребляют незначительную мощность, малоинерционны и не боятся перегрузок. К их недостаткам можно отнести необходимость тщательного согласования и изготовления деталей по высшему классу точности.

12.4. Цифровые методы измерения мощности

Повсеместно внедряемая в последние годы в измерительной технике автоматизация процессов измерения распространилась и на средства измерения мощности. Необходимость в автоматизации; средств измерения мощности обусловлена двумя основными причинами: во-первых, развитием автоматических систем контроля и, во-вторых, сложностью управления работой, связанной с балансировкой мостовых схем.

В цифровых ваттметрах применяют различные типы преобразователей мощности, в том числе и терморезисторные. Упрощенная структурная схема цифрового ваттметра показана на рис. 12.9.

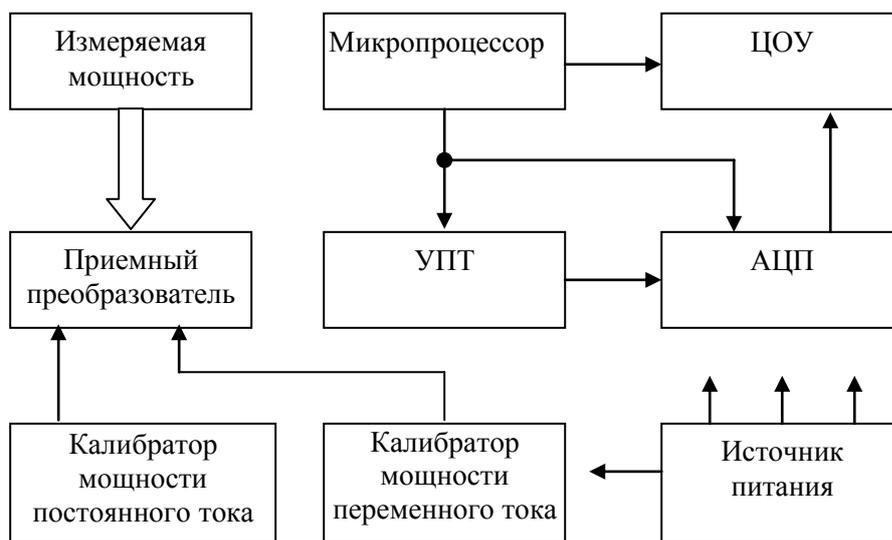


Рисунок 12.9. Упрощенная структурная схема цифрового ваттметра

Основным элементом структурной схемы ваттметра является микропроцессор. Усилитель постоянного тока УПТ усиливает выходное напряжение термоэлектрического приемного преобразователя до значения, обеспечивающего устойчивую работу блока АЦП. Напряжение, пропорциональное значению измеряемой мощности, преобразуется с помощью импульсного преобразователя (на схеме для упрощения не показан) в интервал времени, который заполняют импульсами опорной частоты. Число импульсов, заполнивших интервал времени, пропорциональное измеряемой мощности, отображается в значениях мощности на ЦОУ или выводится в специализированное; устройство обработки измерительной информации.

Микропроцессор ваттметра содержит элементы автоматического управления режимами работы прибора и дистанционного переключения пределов измерения, индикации условного обозначения измеряемой величины. Калибратор мощности переменного тока используют для самокалибровки ваттметра, а калибратор мощности постоянного тока — для калибровки цифрового ваттметра, работающего с преобразователями на средних и больших уровнях мощности. Все электронные узлы ваттметра подключают к встроенному источнику питания.

Приемный преобразователь состоит из отрезка коаксиальной, полосковой или волноводной линии со стандартным высокочастотным разъемом, поглощающего элемента, термоэлектрического модуля и «образца сравнения». Поглощающий элемент представляет собой тонкопленочный резистор на теплопроводящей (бериллиевой) керамике. Центральным проводником коаксиального тракта является тонкостенная трубка из нержавеющей стали, исключая тепловое влияние внешней среды на поглощающий элемент. Для уменьшения потерь в СВЧ-диапазоне трубку покрывают медью и серебром. Один конец поглощающего элемента за счет плотной посадки имеет электрический контакт с центральным проводником, а другой — впаян в согласующий медный экран с серебряным покрытием. В согласующем экране предусмотрено ступенчатое изменение диаметра, что обеспечивает согласование поглощающего элемента с трактом во всем диапазоне частот. Термоэлектрический модуль представляет собой диск с отверстием и расположен так, что горячий спай имеет тепловой контакт с внешней поверхностью согласующего экрана в месте пайки поглощающего элемента, а холодный спай — с «образцом сравнения». К выводам термоэлектрического модуля припаивают провода соединительного кабеля. Для защиты модуля от случайных внешних тепловых воздействий используют внутренний и внешний экраны. На внешнем экране укреплены ребра, образующие вместе с экраном радиатор. Применение радиатора позволяет увеличить мощность рассеяния преобразователя.

Цифровой ваттметр с микропроцессором осуществляет ряд автоматизированных операций: автоматический выбор пределов измерений уровня электрической мощности, автоматическую установку нуля и самокалибровку. Кроме того, предусматривают выход

информации на канал общего пользования при включении ваттметра в состав информационно-измерительной системы.

Контрольные вопросы

1. Что собой представляет мощность электрических колебаний?
2. Перечислите основные методы измерения мощностей в различных частотных диапазонах.
3. Объясните принцип действия электродинамического ваттметра.
4. Какой алгоритм лежит в основе ваттметра на перемножителях?
5. Назовите особенности измерения мощности электромагнитных колебаний в СВЧ-диапазоне?
6. По какому принципу строят ваттметры поглощающей мощности для СВЧ-диапазона?
7. Приведите схему ваттметра поглощающей мощности.
8. Объясните принцип действия терморезисторного метода измерения СВЧ-мощности.
9. Какие типы мостов применяют для измерения мощности с помощью терморезисторов?
10. Приведите схемы неуравновешенного и уравновешенного мостов.
11. В чем заключается метод измерения электрической мощности СВЧ термопарами?
12. На чем основан калориметрический метод измерения мощности?
13. Как работают ваттметры проходящей мощности?
14. Приведите основные схемы ваттметров проходящей мощности.
15. Объясните принцип действия цифрового ваттметра по его структурной схеме.
16. На каком принципе основаны измерители мощности, использующий преобразователи Холла?
17. Какой принцип действия ваттметров, построенных на основе эффект «горячих» носителей тока?

Лекция 13. Анализ спектра и измерение нелинейных искажений

13.1. Общие положения

В теории сигналов широкое применение нашли два способа математического и физического представления электрических сигналов: временной и спектральный.

При временном способе анализа электрический сигнал отражается непрерывной функцией времени или совокупностью элементарных импульсов, следующих друг за другом через определенные интервалы времени.

Спектральный способ основан на представлении (аппроксимации) сигнала в виде суммы гармонических составляющих разных, обычно кратных друг другу частот. Процессы в электрических цепях получаются тем сложнее, чем более сложной является форма сигналов. В этих случаях часто становится эффективным и полезным спектральное представление сигналов.

Для оценки степени искажений, претерпеваемых гармоническими сигналами при прохождении их через нелинейные цепи, используют измерение нелинейных искажений.

Для периодических сигналов Фурье ввел разложение по различным видам математических рядов — тригонометрическим, гармоническим, комплексным и т. д. Фурье также доказал, что непериодические (импульсные) сигналы можно описать с помощью двух его интегральных преобразований — прямого и обратного.

Анализ спектра включает определение как амплитуд гармоник (спектра амплитуд), так и их начальных фаз (спектра фаз). Однако для многих практических задач достаточно знать лишь спектр амплитуд. Поэтому под анализом спектра принято понимать определение амплитуд гармоник исследуемого сигнала.

Автоматическое определение амплитуд гармоник исследуемого сигнала осуществляют специальными приборами — *анализаторами спектра*. Анализаторы спектра сигналов классифицируют:

- по способу анализа — последовательные, параллельные (одновременные) и смешанные;
- по диапазону частот — низкочастотные, высокочастотные, сверхвысокочастотные, широкодиапазонные.

Основные характеристики анализаторов — разрешающая способность, время анализа и погрешности измерения частоты и амплитуды.

При спектральном анализе непериодических (импульсных) сигналов чрезвычайно удобна известная в математике формула прямого преобразования Фурье, характеризующая спектральную плотность исследуемого сигнала:

$$S(j\omega) = S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt \quad (13.1.)$$

С аналитической точки зрения имеет место одно обстоятельство, общее для всех схем анализаторов, ограничивающее точность анализа спектра сигнала: преобразование Фурье применимо при исследованиях процессов, если для них выполняются условия Дирихле и абсолютной интегрируемости. Для реальных процессов эти условия обычно выполняются. Преобразования Фурье предполагают, что сигнал $u(t)$ задан на всей оси времени от $-\infty$ до $+\infty$ и спектр (13.1) определяется всем закончившимся процессом. Однако при практических измерениях анализируют процессы на конечном интервале времени T_a (времени анализа, наблюдения), т. е. не закончившиеся во времени. Это несоответствие позволяет установить модель *текущего частотного спектра*, определяемого соотношением:

$$S(j\omega, T_a) = S(\omega, T_a) = \int_0^{T_a} u(t)e^{-j\omega t} dt \quad (13.2)$$

Текущая спектральная плотность зависит от времени анализа, и форма текущего спектра в общем случае отличается от истинного тем больше, чем меньше T_a . Отличие текущего спектра от спектра закончившегося процесса зависит от того, проявились ли за время анализа T_d все характерные особенности сигнала. Если исследуемый анализатором сигнал — периодический с периодом следования T , то необходимо лишь выполнение условия: $T_a \gg T$.

При анализе спектра сигналов нижний предел времени анализа является конечным, т. е. интегрирование (усреднение) проводится в интервале от 0 до T_a . За счет этого возникает методическая погрешность определения составляющих спектра, связанная с методом измерений. Эта погрешность для ряда технических применений анализаторов не играет особой роли, но в некоторых случаях ее необходимо учитывать.

Как и все измерительные приборы, анализаторы спектров сигналов делят на аналоговые и цифровые. Несмотря на многие достоинства цифровых анализаторов, аналоговые анализаторы еще широко используют, особенно в верхней части высокочастотного и СВЧ-диапазонов, где цифровые преобразователи имеют определенные частотные ограничения. Современные аналоговые анализаторы спектров содержат и цифровые устройства. Цифровые анализаторы спектра кроме спектральных характеристик обычно вычисляют статистические характеристики сигналов.

Практически во всех аналоговых анализаторах выделение гармоник сигнала производится узкополосными фильтрами. Основным элементом таких анализаторов является полосовой фильтр (высокодобротный резонатор) с узкой полосой пропускания, который выделяет отдельные составляющие или узкие диапазоны частот исследуемого спектра. Используется также и группы фильтров, каждый из которых настроен на индивидуальную полосу частот, или одну гармонику

13.2. Методы анализа спектра сигналов

Практически все анализаторы спектра реализуют по двум схемам: *параллельного* и *последовательного* действия.

Метод параллельного анализа спектра

Метод параллельного анализа чаще применяют для исследования спектров одиночных импульсных сигналов. Структурная схема анализатора параллельного типа содержит n полосовых фильтров Φ , каждый из которых настроен на определенную частоту (рис. 13.1, а).

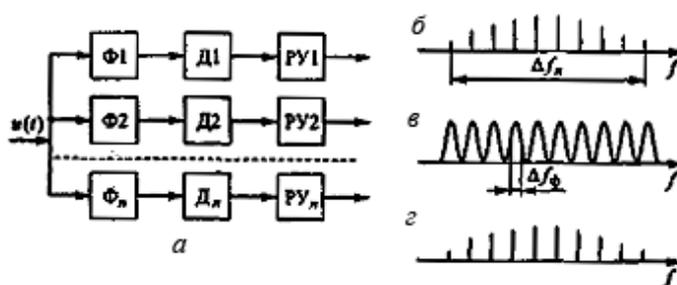


Рисунок 13.1. Метод параллельного анализа спектра
 а – структурная схема анализатора; б – исследуемый спектр; в – АЧХ фильтров;
 з – спектр на выходе анализатора

Исследуемый сигнал $u(t)$, спектр которого расположен в полосе частот $u(t)$ (рис. 13.1, б), подают на все фильтры одновременно. Фильтры имеют похожие АЧХ с одинаковыми полосами пропускания Δf_n и настроены на определенные частоты (рис. 13.1, в). Сигналы на выходе фильтров определяют составляющие спектра анализируемого процесса (рис. 13.1, з).

После детектирования в детекторах Д спектральные составляющие поступают на регистрирующие устройства РУ.

Метод последовательного анализа спектра.

Метод последовательного анализа чаще всего применяют для исследования спектров многократно или периодически повторяющихся временных процессов.

На рис. 13.2 показана упрощенная структурная схема анализатора спектра последовательного типа, которая содержит супергетеродинный приемник, индикаторное (чаще осциллографическое) устройство и калибратор. Основной блок супергетеродинного приемника — преобразователь частоты, состоящий из смесителя, генератора качающейся частоты ГКЧ и усилителя промежуточной частоты. К приемнику также относятся входное устройство, детектор (в данном случае амплитудный) и выходной усилитель.

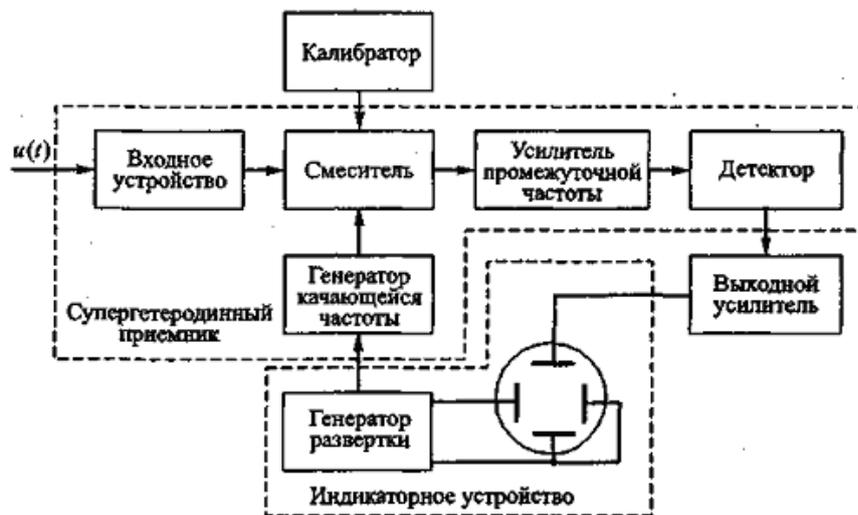


Рисунок 13.2. Структурная схема анализатора спектра последовательного типа

В супергетеродинном приемнике спектр анализируемого сигнала $u(t)$ с помощью преобразователя частоты переносится с несущей частоты f_0 на (как правило, более низкую) промежуточную (на которой работает усилитель промежуточной частоты):

$$f_{пч} = |f_0 - f_c| = |f_c - f_0| \quad (13.3)$$

где f_c — центральная частота ГКЧ.

На один вход смесителя через входное устройство подается входной сигнал $u(t)$, а на другой его вход поступает напряжение с ГКЧ. Настройку приемника на разные частоты производят напряжением, поступающим на ГКЧ с выхода генератора развертки. С помощью индикаторного устройства наблюдают спектр исследуемого процесса. Калибратор используют для измерения характерных параметров спектра: частот, соответствующих максимумам или нулевым значениям огибающей спектра и т. д.

Основные характеристики анализаторов спектра.

Основные характеристики анализаторов — чувствительность, рабочий диапазон частот, разрешающая способность и время анализа.

Чувствительность отражает отношение изменения сигнала на выходе анализатора к вызвавшему его изменению анализируемой величины. Наличие в анализаторах спектра преобразователей частоты с УПЧ ставит их в ряд приборов с высокой чувствительностью, и поэтому они могут применяться для анализа слабых сигналов. В диапазоне радиочастот чувствительность обычно выражается в милливольтгах или микровольтах. В диапазоне СВЧ чувствительность выражается в ваттах и составляет обычно от 10^{-7} до 10^{-14} Вт.

Рабочий диапазон частот — диапазон, в пределах которого погрешность анализатора, полученная при изменении частоты сигнала, не превышает допустимого предела. Он определяется максимальной и минимальной частотами настройки узлов анализатора и вспомогательных устройств (генератора частотных меток, частотомера). Важной частотной характеристикой анализатора спектра является также максимальная полоса частот, в которой можно одновременно наблюдать составляющие спектра на экране анализатора. Эта величина определяется максимальной полосой качания частоты ГКЧ.

Время анализа — интервал времени T_a , в течение которого получают полное изображение исследуемого спектра на экране анализатора. За это время происходит изменение частоты напряжения ГКЧ от минимального до максимального значений.

Разрешающая способность характеризует минимальное расстояние по частоте между двумя соседними составляющими в спектре сигнала с равными амплитудами, при котором соответствующие им выбросы на экране анализатора спектра наблюдаются раздельно.

Анализаторы спектра характеризуются статической и динамической разрешающими способностями. Первая соответствует случаю, когда переходные процессы в УПЧ не искажают формы выбросов на экране анализатора, вторую определяют с учетом переходных процессов в избирательном устройстве анализатора.

Статическая разрешающая способность зависит только от ширины полосы пропускания УПЧ $\Delta f_{УПЧ}$. Для анализатора спектра последовательного типа статическая разрешающая способность

$$\Delta f_p = \sqrt{3} \Delta f_{УПЧ} \quad (13.4)$$

Динамическая разрешающая способность анализатора спектра зависит от скорости перестройки частоты ГКЧ. Дело в том, что при увеличении скорости изменения частоты ГКЧ напряжение на выходе УПЧ не успевает изменяться в соответствии с изменением напряжения на его входе, так как энергия, запасенная в колебательной системе этого усилителя, не может измениться мгновенно. В результате и появляются динамические искажения АЧХ УПЧ и соответственно искажения формы эпюр на экране анализатора спектра. Подобное явление возникает в том случае, если время переходного процесса в УПЧ соизмеримо с временем изменения частоты колебаний на входе УПЧ в пределах его полосы пропускания. Отсюда время анализа определяется неравенством (для упрощения формула приведена без вывода):

$$T_a > 3 \frac{\Delta f_{ГКЧ}}{A \Delta f_p^2} \quad (13.5)$$

где $\Delta f_{ГКЧ} \approx f_{max} - f_{min}$;

A — коэффициент, определяемый схемой УПЧ и допустимыми динамическими погрешностями.

Из отмеченного следует, что время анализа спектра обратно пропорционально квадрату разрешающей способности анализатора. Чем выше разрешающая способность (меньше Δf_p), тем больше должно быть время анализа. Для повышения разрешающей способности (уменьшения Δf_p) применяют схемы с двойным или тройным преобразованием частоты, которые здесь не рассматриваются.

Между разрешающей способностью и временем анализа анализатора спектра существует определенная связь. Время анализа обратно пропорционально квадрату разрешающей способности. Чем выше разрешающая способность, тем больше должно быть время анализа.

Необходимое время анализа для достаточно точного воспроизведения спектра сигнала при параллельном исследовании может быть принято равным τ_y — времени установления неизменного уровня напряжения на выходе фильтра с прямоугольной АЧХ и рабочей полосой Δf_ϕ (от уровня 0,1 до уровня 0,9 от установившегося значения). Из теории электрических фильтров известно, что время установления $\tau_y \approx 0,86 (\Delta f_\phi)$, следовательно, $T_a \approx \tau_y = 1/(\Delta f_\phi)$. Тогда скорость параллельного анализа

$$\nu = \frac{\Delta f_n}{T_a} = \frac{n\Delta f_\phi}{1/(\Delta f_\phi)} = n\Delta f_\phi^2 \quad (13.6)$$

В параллельных анализаторах при сужении полосы пропускания фильтра скорость анализа снижается. На погрешность при параллельном анализе влияют: конечность времени установления колебаний на выходе фильтра и зависимость ее от полосы пропускания, различие характеристик фильтров, настроенных на разные частоты.

Измеряют параметры составляющих спектра вспомогательными устройствами. Положение на оси частот отдельных спектральных составляющих и характерных участков спектра определяют с помощью частотных меток. Одну частотную метку создают подачей на анализатор спектра вместе с исследуемым сигналом напряжения от измерительного генератора гармонических колебаний. При этом на экране анализатора спектра появится частотная метка — риска, соответствующая частоте сигнала измерительного генератора. Изменяя частоту этого генератора, добиваются совпадения метки с определяемой точкой спектра. Частоту спектральной составляющей анализируемого сигнала затем считывают со шкалы измерительного генератора.

Чтобы создать набор равноотстоящих друг от друга меток, в анализаторах спектра применяют специальные генераторы (например, генераторы частотно-модулированного сигнала). Из радиотехники известно, что спектр частотно-модулированного сигнала состоит из ряда гармонических составляющих, отстоящих друг от друга на частоту модуляции F_m . Предусматривают возможность изменять среднюю частоту колебаний f_{cp} и частоту модуляции F_m . При изменении частоты модуляции меняют интервал между метками; при изменении средней частоты колебаний все метки сдвигают по оси частот. Напряжение от генератора частотно-модулированных колебаний вместе с исследуемым сигналом подают на вход анализатора спектра. При этом на экране наблюдают картину наложения двух спектров. Изменяя параметры напряжения калибровки (среднюю частоту и частоту модуляции), совмещают метки с характерными точками исследуемого спектра.

Современные анализаторы спектра могут обеспечить работу в диапазоне частот от 10 Гц до 40 ГГц с полосой пропускания 0,001...300 кГц и разрешающей способностью 1 кГц на высоких частотах. Погрешность измерения уровней напряжений достигает 5 %.

13.3. Цифровые методы анализа спектра сигналов

При цифровом анализе спектра исследуемый сигнал преобразуют в цифровой код и вычисляют составляющие спектра с помощью специализированных микропроцессоров. Цифровые анализаторы спектра по совокупности дискретных отсчетов (выборок) аналогового сигнала вычисляют спектральную плотность (9.1) путем замены интеграла на конечную сумму из некоторого числа выборок. Такие вычисления осуществляют с помощью алгоритмов дискретного и быстрого преобразований Фурье.

Алгоритмы дискретного и быстрого преобразований Фурье. Если исследуемый сигнал $u(t)$, являющийся непрерывной функцией времени на интервале $0 - T_w$, представлен своими k -ми отсчетами амплитуды $\{u(k\Delta t)\} = \{u_k\} = u_k$, взятыми через отрезки времени Δt , то его можно представить в виде *дискретного преобразования Фурье* (ДПФ):

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k e^{-j2\pi nk/N} \quad (13.7)$$

где $N = T_w/\Delta t$ — число отсчетов;

C_n — комплексные гармоники исследуемого спектра;

$n = 0, 1, 2, \dots, (N/2 - 1)$ — номер спектральной составляющей.

Многokrратно сократить число вычислительных операций позволяет *быстрое преобразование Фурье* (БПФ). В основу алгоритма БПФ положен принцип разбиения (прореживания во времени или децимации) заданной последовательности $\{u_k\}$ из $N = 2^r$

элементов, где r — целое число (если это условие не выполняется, то последовательность искусственно дополняют нулями до требуемого значения N) отсчетов дискретного сигнала на ряд промежуточных подпоследовательностей. При этом входную последовательность представляют в виде двух подпоследовательностей с четными и нечетными номерами и половинным числом членов в каждой:

$$u_{\text{чт}} = u_{2k}; \quad u_{\text{нч}} = u_{2k+1}; \quad k = 0, 1, 2, \dots, N/2-1 \quad (13.8)$$

Коэффициенты ДПФ для подпоследовательностей с четными и нечетными номерами записывают отдельно как $C_{n \text{ чт}}$ и $C_{n \text{ нч}}$. Оказывается, что коэффициенты C_n , результирующего ДПФ входной последовательности в диапазоне номеров отсчетов от 0 до $(N/2 - 1)$ определяются соотношением

$$C_n = C_{n \text{ чт}} + e^{-j2\pi n/N} C_{n \text{ нч}}; \quad n = 0, 1, 2, \dots, N/2-1 \quad (13.9)$$

а коэффициенты C_n ДПФ входной последовательности для отсчетов с номерами от $N/2$ до $N-1$:

$$C_{N/2+n} = C_{n \text{ чт}} - e^{-j2\pi n/N} C_{n \text{ нч}}; \quad n = 0, 1, 2, \dots, N/2-1 \quad (13.10)$$

Формулы (13.9) и (13.10) представляют собой *алгоритмы* БПФ. В этих алгоритмах экспоненциальные фазовые множители $\exp(-j2\pi nk/N)$ учитывают влияние сдвига нечетной подпоследовательности отсчетов сигнала относительно четной. Чтобы уменьшить число вычислений, четную и нечетную подпоследовательности также разбивают на две промежуточные части. Разбиение продолжают вплоть до получения простейших двухэлементных последовательностей. При объединении ДПФ четной и нечетной подпоследовательностей используют алгоритмы (13.9) и (13.10), подставляя в них соответствующие значения номеров N и n .

Структурная схема цифрового анализатора спектра, реализующая один из алгоритмов БПФ, показана на рис.13.3.

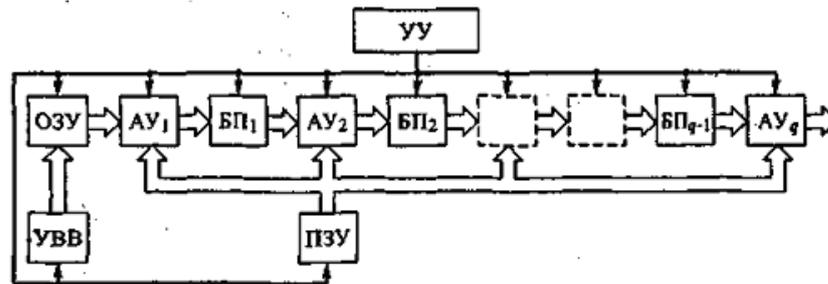


Рисунок 13.3. Структурная схема анализатора спектра с реализацией БПФ

В схеме используются: процессоры БПФ с каскадной структурой организации параллельной работы; $q = \log_2 N$ арифметических устройств АУ; $(q - 1)$ блоков памяти БП емкостью 2^i комплексных слов каждый. В режиме реального времени все N отсчетов обрабатываемой группы через устройство ввода-вывода информации УВВ поступают в ОЗУ. Последним тактом ввода группы отсчетов к ОЗУ последовательно подключают блоки АУ, осуществляющие обработку информации в соответствии с заданным алгоритмом БПФ. Служебная информация о комплексных весовых коэффициентах $\exp(-j2\pi nk/N)$ автоматически вводится в схемы АУ из ПЗУ. Вывод результатов обработки осуществляют непосредственно из АУ. Синхронизация работы всех устройств цифрового анализатора спектра выполняют командами, вырабатываемыми устройством управления УУ.

Цифровые анализаторы спектра.

Современный цифровой анализатор представляет собой качественно новый тип аппаратуры, в которой специфические функции многочисленных приборов моделируют с помощью набора компьютерных программ: для изменения характера функционирования дос-

таточно вызвать соответствующую программу обработки без аппаратурной перестройки устройств. Комплекс программ цифрового анализатора спектра позволяет сочетать в одном приборе практически все функциональные возможности, необходимые для всестороннего исследования параметров различных сигналов и процессов.

Принцип действия цифрового анализатора спектра основан на вычислительных процедурах определения параметров и характеристик различных процессов. В функциональные возможности современного цифрового анализатора заложены алгоритмы:

- восстановление сигнала по его спектру, т. е. вычисление обратного преобразования Фурье;
- анализ и синтез характеристик электрических цепей: определение импульсных, передаточных и фазовых характеристик цепей; анализ известных диаграмм Вольперта (характеристики и параметры цепей с распределенными постоянными); устойчивость цепей со звеньями обратных связей — анализ критерия устойчивости Найквиста;
- корреляционный анализ сигналов: вычисление корреляционных и взаимокорреляционных функций (ВКФ); определение фазовых соотношений сигналов (идентификация сигналов);
- измерение параметров сигналов (амплитуды, частоты, фазы, индекса модуляции, девиации частоты), определение параметров импульсных сигналов (амплитуды, длительности, длительностей фронтов, периода следования и т. д.);
- спектральный анализ периодических, импульсных и случайных сигналов: анализ квадратурных составляющих — модуля спектра, фазового спектра, комплексного спектра; определение спектра мощности случайного процесса и его функции когерентности; вычисление взаимного спектра; усреднение спектра по полосе частот; определение спектра мультипликативных сигналов;
- цифровая обработка и фильтрация сигналов и вычисление произведения спектров (операция, обратная свертке);
- анализ статистических характеристик случайных процессов; построение гистограмм мгновенных значений сигналов; определение одномерной плотности вероятности и интегральной функции распределения случайных процессов.

Структурная схема цифрового анализатора спектра приведена на рис.13.4. Исследуемые сигналы по одному (*A*) или двум (*A*, *B*) каналам подаются на соответствующие усилители с переменным коэффициентом усиления, которые приводят различные уровни входных сигналов (от 0,01 до 10 В) к значению, необходимому для нормальной работы последующих трактов. Затем сигналы поступают на ФНЧ, который выделяет подлежащую анализу полосу частот.

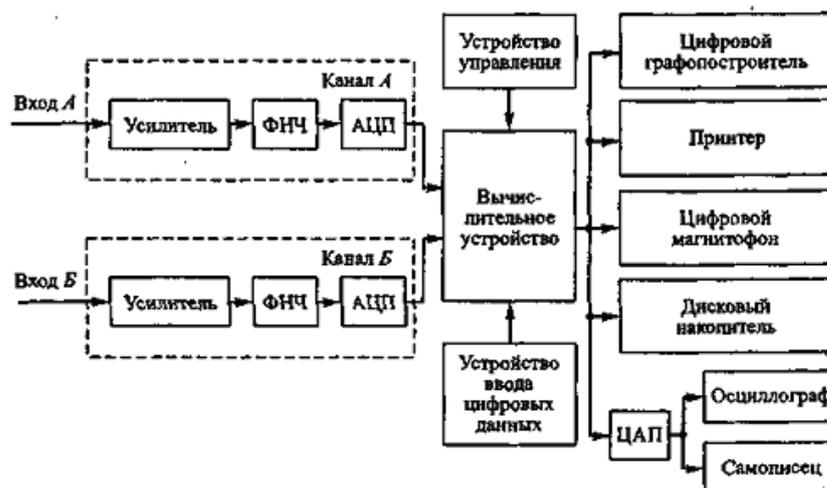


Рисунок 13.4. Цифровой анализатор спектра

Исследователь может включать и выключать фильтры. С выхода фильтров сигналы поступают на АЦП, где они преобразуются в параллельный 10-разрядный двоичный код. Может работать как один, так и оба канала одновременно. В последнем случае выборки сигнала проходят параллельно по обоим каналам, что позволяет сохранить в цифровом коде информацию о фазовых соотношениях сигналов, необходимую для измерения взаимных характеристик. Частота выборки задается встроенным кварцевым генератором и может изменяться исследователем в пределах 0,2... 100 кГц. Эта частота определяет отсчетный масштаб анализатора спектра сигналов во временной и частотной областях.

Тракты прохождения исследуемых сигналов от входов усилителей до выхода АЦП имеет калиброванные значения коэффициента передачи во всем диапазоне частот и уровней напряжений. Информация о значении коэффициента передачи и частота выборки АЦП вводятся в вычислительное устройство (микропроцессор) и учитываются при формировании конечного результата исследований. Микропроцессор работает в соответствии с заложенной в его память программой. Программа состоит из ряда подпрограмм, организующих ту или иную вычислительную операцию (вычисление спектра или корреляционной функции, определение вероятностных характеристик, построение гистограммы и т. д.). Вызов необходимой подпрограммы осуществляют с помощью устройства управления. Результаты вычислений выводят на индикаторное или регистрирующее устройство, в качестве которого могут быть использованы цифровой графопостроитель, принтер, цифровой магнитофон, дисковый накопитель, осциллограф или самописец. Последние два подключают через ЦАП. Все результаты сопровождают масштабным коэффициентом для перевода их в физические единицы.

При анализе сигналов, представленных в цифровом виде, данные вводятся непосредственно в вычислительное устройство с помощью устройства ввода цифровых данных с наборного табло пульта управления в десятичном коде. Основные режимы работы цифрового анализатора спектра: спектральный, цифровая фильтрация, статистический и корреляционный анализ; измерение спектра мощности, взаимного спектра двух сигналов.

13.4. Анализаторы спектра сигналов на цифровых фильтрах

Внедрение цифровых методов обработки сигналов в измерительной технике привело к созданию эффективных и высокоскоростных анализаторов спектра на цифровых фильтрах. Цифровой фильтр имеет стабильную частотную характеристику, не нуждается в подстройке, компенсирующей неточности из-за старения элементов, и его универсальность намного выше аналогового фильтра. При перестройке цифрового фильтра не надо менять элементы, а достаточно его перепрограммировать. Однако главное преимущество цифровой фильтрации в измерительной технике — применение высокоточных цифровых детекторов и устройств усреднения (цифровых интеграторов). Цифровой детектор измеряет практически истинное среднее квадратическое значение анализируемого сигнала без ограничений, связанных с его амплитудным значением.

Цифровое устройство усреднения, усредняющее анализируемый сигнал по линейному и экспоненциальному (или показательному) законам, отличается универсальностью и эффективностью, которые недостижимы для аналоговых усредняющих устройств.

Важной операцией цифровой обработки сигналов в измерительной технике является цифровая фильтрация. Она заключается в цифровом преобразовании последовательности числовых отсчетов входного сигнала $\{u(k\Delta t)\} = \{u_k\}$ в последовательность числовых отсчетов $\{y(k\Delta t)\} = \{y_k\}$ выходного сигнала.

Структурные схемы цифровых фильтров. Цифровые фильтры делятся на два больших класса: нерекурсивные и рекурсивные. Термин «рекурсивный» связан с известным математическим приемом «рекурсией» — циклическим обращением к вычисленным данным, полученным на предыдущих этапах математических операций.

В *нерекурсивных фильтрах* отклик зависит только от значений входной последовательности, и для формирования k -го выходного отсчета используют лишь

предыдущие значения входных отсчетов. Такие фильтры обрабатывают входной дискретный сигнал $\{u_k\}$ в соответствии с алгоритмом

$$y_k = a_0 u_k + a_1 u_{k-1} + a_2 u_{k-2} + \dots + a_m u_{k-m} \quad (13.11)$$

где y_k – выходной сигнал;

$a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ – действующие постоянные (весовые) коэффициенты;

m – порядок нерекурсивного фильтра, т.е. максимальное число запоминаемых чисел.

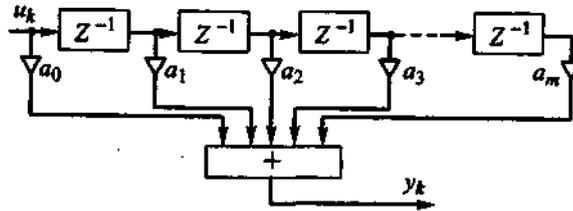


Рис.13.5. Структурная схема нерекурсивного цифрового фильтра

Аналитическую сторону алгоритма обработки (13.11) характеризует структурная схема цифрового фильтра, показанная на рис.13.5.

Основой любого цифрового фильтра являются элементы задержки входной цифровой последовательности $\{u_k\}$ на интервал дискретизации Z^{-1} (задержка сигнала на интервал Δt в общепринятых символах известного в математике z-преобразования), а также масштабные (весовые) блоки a_m , выполняющие в цифровой форме операции умножения на соответствующие коэффициенты. По существу элементы задержки являются ячейками памяти. Сигналы с масштабных блоков поступают в сумматор (+), на выходе которого образуется последовательность отсчетов выходного сигнала $\{y_k\}$.

Не проводя подробного анализа, отметим, что коэффициенты $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ совпадают с соответствующими отсчетами *импульсной характеристики* цифрового фильтра $h_0, h_1, h_2, \dots, h_m$.

Рекурсивные цифровые фильтры. Возможности нерекурсивного цифрового фильтра существенно расширяются при введении в его схему обратных связей, формирующих k -й выходной отсчет y_k путем использования предыдущих значений как входного, так и выходного дискретных (выраженных в цифровой форме) значений сигналов:

$$y_k = a_0 u_k + a_1 u_{k-1} + \dots + a_m u_{k-m} + b_1 y_{k-1} + b_2 y_{k-2} + \dots + b_n y_{k-n} \quad (13.12)$$

Здесь постоянные коэффициенты $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$ как и в алгоритме обработки (13.11), характеризуют нерекурсивную часть, а коэффициенты $b_0, b_1, b_2, \dots, b_n$ — рекурсивную часть алгоритма цифровой фильтрации, причем последние не равны нулю одновременно. Порядок такого цифрового фильтра определяется коэффициентом m нерекурсивной части алгоритма обработки.

Структурная схема цифрового рекурсивного фильтра представлена на рис. 13.6.

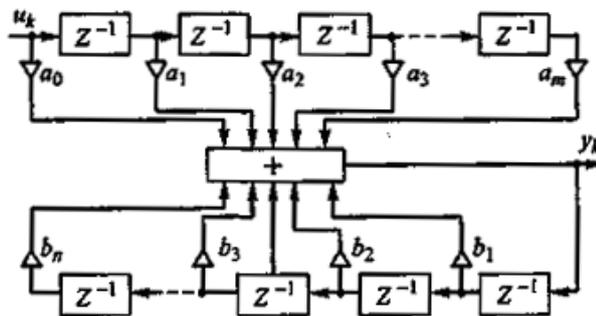


Рис.13.6. Структурная схема рекурсивного цифрового фильтра

На цифровых фильтрах создают различные схемы анализаторов спектра сигналов, в том числе анализаторы последовательного и параллельного типов.

13.5 Измерение нелинейных искажений.

Измерение ряда физических величин, отражающих параметры и характеристики сигналов или электрических цепей, осуществляют с помощью приборов, аналогичных по структуре анализаторам спектра. К таким параметрам и характеристикам относят нелинейные искажения и связанные с ними изменения формы и спектра сигналов, которые возникают в цепях с нелинейной амплитудной характеристикой. При прохождении по нелинейным цепям полезные колебания теряют синусоидальную форму (искажаются) и в их спектре появляются высшие гармоники.

Возникающие при нелинейных искажениях гармоники можно исследовать и измерить с помощью анализаторов спектра. Известны несколько количественных показателей уровня нелинейных искажений. Наибольшее распространение получил такой показатель, как коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник), представляющий собой отношение среднего квадратического значения всех высших гармоник напряжения (или тока)

$$U_2 = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} \quad (13.13)$$

к среднему квадратическому значению его первой гармоники

$$K_r = U_r / U_1 \quad (13.14)$$

Для измерения относительного значения напряжения гармоник можно использовать анализатор спектра, если его разрешающая способность позволяет наблюдать отдельно спектральные составляющие. Если детектор анализатора линейный, то в формулу (13.13) вместо напряжений U_1, U_2, \dots, U_n можно подставить значения их амплитуд, измеренных на экране анализатора в единицах длины.

Существуют специальные приборы, измеряющие коэффициент нелинейных искажений, — *измерители нелинейных искажений*. Упрощенная структурная схема аналого-цифрового измерителя нелинейных искажений показана на рис. 13.11.

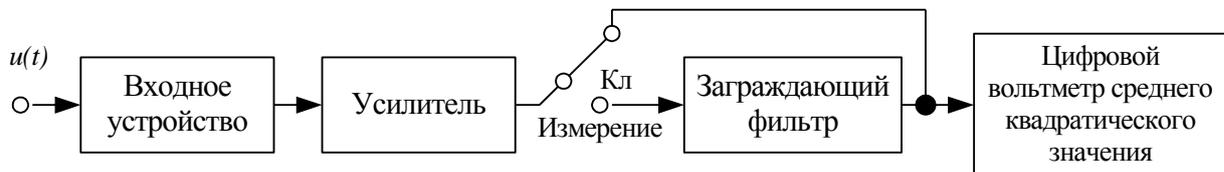


Рисунок 13.11. Упрощенная структурная схема аналого-цифрового измерителя нелинейных искажений

В основе измерительной методики таких приборов лежит метод подавления основной частоты исследуемого сигнала. Входное устройство служит для согласования измерительного прибора с источником исследуемого сигнала. Перед измерением переключатель Кл ставят в положение *Калибровка*. Затем с помощью усилителя уровень исследуемого сигнала повышают до такого фиксированного значения, при котором электронный цифровой вольтметр среднего квадратического значения будет проградуирован в значениях коэффициента нелинейных искажений. При этом измеряется среднее квадратическое значение напряжения всего исследуемого сигнала

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2} . \quad (13.15)$$

Затем переключатель Кл прибора ставят в положение *Измерение*. Настроив заграждающий фильтр, подавляют напряжение основной частоты (первой гармоники U_1).

Полное подавление гармоник U_1 будет при минимальном показании прибора. В этом случае цифровой вольтметр показывает среднее квадратическое значение суммы высших гармонических составляющих сигнала U_r (13.13). Сравнивая показания во втором и первом случаях, находят коэффициент гармоник

$$K_r = U_r / U \quad (13.16)$$

При положении переключателя Кл *Измерение* измеряют коэффициент K_{r1} . При этом коэффициент гармоник вычисляют по формуле

$$K_z = \frac{K_{z1}}{\sqrt{1 - K_{z1}^2}} \quad (13.17)$$

При небольших нелинейных искажениях исследуемого сигнала ($K_r < 0,1$) коэффициенты K_r и K_{r1} отличаются меньше чем на 1 %. Обычно измерители нелинейных искажений применяют для измерения коэффициента гармоник K_r в пределах 0,1...30%. При этом диапазон рабочих частот составляет полосу от 0,01 кГц до 25 МГц.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается сущность спектрального анализа сигналов?
 2. Как классифицируются анализаторы спектра?
 3. Каков принцип действия анализатора последовательного действия?
 4. Каков принцип действия анализатора параллельного действия?
 5. Каковы основные характеристики анализатора спектра?
 6. Каков принцип действия цифрового анализатора спектра с БПФ?
 7. Каков принцип действия цифрового анализатора спектра?
 8. Каков принцип действия по структурной схеме цифрового анализатора спектра на цифровых фильтрах?
- Каков принцип действия по структурной схеме измерителей нелинейных искажений?