

УДК 621.3

В.С. Хандецкий, Д.П. Сивцов

**ПРИМЕНЕНИЕ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗА ЧАСТОТ И
ФАЗОВОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ В ПРИБОРАХ ВИХРЕТОКОВОГО
И ЕЛЕКТРОЕМКОСТНОГО НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ**

Аннотация. Предложен новый подход к реализации средств определения добротности и резонансной частоты измерительных контуров с вихретоковыми или электроемкостными датчиками. Эти средства предназначены для построения приборов неразрушающего контроля веществ, материалов и изделий. Получение информации о контролируемых величинах осуществляется путем обработки фазо-частотной характеристики измерительного контура на дискретном множестве частот.

Ключевые слова: неразрушающий контроль, резонансный метод, фазо-частотная характеристика, синтезатор частот, прямой цифровой синтез, цифровой фазовый детектор, микроконтроллер.

Введение. В приборах неразрушающего контроля (НРК) веществ, материалов и изделий, построенных на основе вихретоковых и электроемкостных методов, первичным источником информации о контролируемой величине X является импеданс Z_X датчика, взаимодействующего с объектом контроля. В зависимости от цели и технических условий контроля может потребоваться получение информации об активной $Re(Z_X)$ или реактивной $Im(Z_X)$ составляющих, а также производных от них величин - добротности $Q_X = Im(Z_X)/Re(Z_X)$, или тангенса угла потерь $tg\delta_X = 1/Q_X$. К настоящему времени методы и средства измерения этих величин или преобразования их изменений в процессе контроля в напряжение, интервал времени, частоту и т.д., в целом хорошо разработаны. Однако многообразие частных задач НРК таково, что далеко не всегда можно удовлетворить конкретным техническим условиям контроля, базируясь на использовании известных методов и серийно выпускаемых приборов и оборудования. Поэтому прикладные исследования разработки в данной предметной области по-прежнему актуальны.

© Хандецкий В.С., Сивцов Д.П., 2009

Обзор вопроса и постановка задачи. Для решения многих задач НРК часто используется резонансный метод, который позволяет получать информацию о контролируемой величине X посредством измерения $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$ как вихретоковых, так и емкостных датчиков. Процедуры таких измерений требуют выполнения операций по настройке измерительного резонансного контура при фиксированной частоте измерения [1,2]. Автоматизация этих процедур в общем случае достаточно проблематична. Вместе с этим, измерения добротности Q_0 и резонансной частоты f_0 контура выполняются напрямую, без всякой перестройки компонентов измерительного контура и хорошо автоматизируются, так как требуют только перестройки частоты генератора, возбуждающего контур. При взаимодействии датчика с объектом контроля Q_0 и f_0 изменяются за счет вносимого в датчик импеданса Z_X , а именно: $Q_0 \rightarrow Q_X, f_0 \rightarrow f_X$). Это дает возможность по сопоставлению величин Q_0, Q_X и f_0, f_X оценить $Re(Z_X)$ и(или) $Im(Z_X)$, а по ним - контролируемую величину X . В отличие от измерений при фиксированной частоте, здесь имеет место неопределенность рабочей частоты контроля, поскольку $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$ частотнозависимы [3, 4 и др.]. Это проявляется в том, что рабочая частота контроля зависит от текущего значения контролируемой величины X , так что, образно говоря, f_X "отслеживает" X , тогда как f_0 остается постоянной. В целом ряде случаев частотной зависимостью $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$ пределах отрезка $|f_0 - f_X|$ можно пренебречь, считая $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$ зависящими только от X . Если при этом по условиям контроля требуется получать информацию не об абсолютных значениях величины X , а только об отклонениях ΔX от некоторой уставки, принятой за норму, то достаточно установить функциональную связь ΔX с ΔQ_X и Δf_X . Измерение же абсолютных значений, и отклонений $Re(Z_X)$ и $Im(Z_X)$, таким образом, не требуется.

В данной работе была поставлена задача исследования и разработки такого резонансного метода и средств измерения Q_0, f_0, Q_X, f_X , которые должны быть изначально и в принципе ориентированы на цифровую элементную базу и соответствующие технологии.

В указанном контексте измерение Q_0 , f_0 , Q_x , f_x может быть выполнено посредством измерения характеристических точек амплитудно-частотных (АЧХ) или фазо-частотных (ФЧХ) характеристик измерительной цепи с датчиком. До настоящего времени в большинстве практических реализаций резонансного метода в приборах НРК использовался вариант на основе АЧХ.

Это объясняется рядом технических проблем, связанных с трудностями реализации точных измерений параметров ФЧХ на аналоговой элементной базе, особенно на высоких частотах. Однако создание в последние годы микросхем синтезаторов частот прямого цифрового синтеза [3], цифровых фазовых (фазо-частотных) детекторов [4,5] и других высокоскоростных микросхем открыло перспективу создания приборов НРК на основе использования ФЧХ.

В работе была поставлена задача исследования и разработки технических решений, необходимых для практической реализации приборов именно такого рода.

Основная часть. Рассмотрим некоторые особенности технологии прямого цифрового синтеза, или DDS (direct digital synthesis), которые имеют принципиальное значение для решения поставленной задачи.

Упрощенная блок-схема синтезатора DDS показана на рис.1.

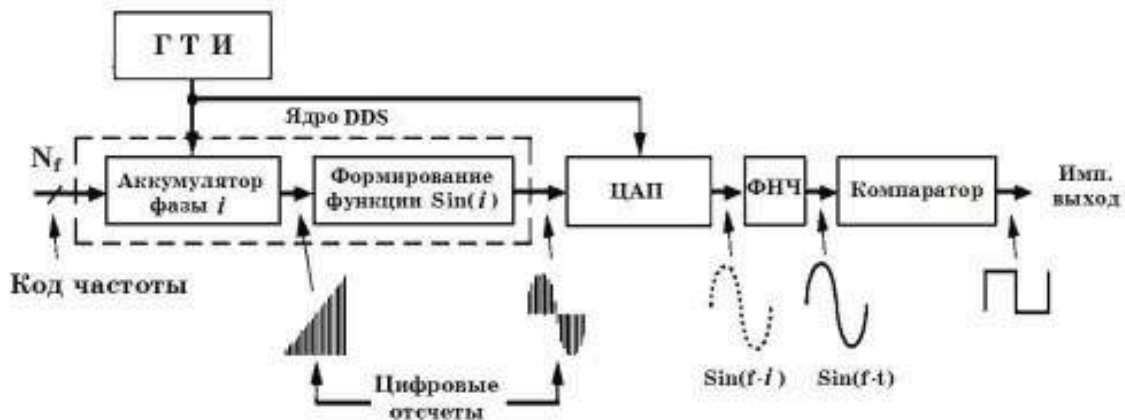


Рисунок 1 - Синтезатор частот прямого цифрового синтеза (синтезатора DDS)

Идея прямого цифрового синтеза состоит в следующем. Возьмем функцию $y = \sin(\varphi) = \sin(\omega t)$ на интервале $\varphi = [0..2\pi]$. Далее, для t_i из упорядоченного по возрастанию набора $[t_1, t_2, \dots, t_i, \dots]$

$t_N]$ таких, что $\omega t_1 = \varphi_1 = 0, \dots, \omega t_N = \varphi_N = 2\pi$, имеет место соответствующий набор $[y_1, y_2, y_3, \dots, y_i, \dots, y_N] = [\sin(\varphi_1), \sin(\varphi_2), \dots, \sin(\varphi_i), \dots, \sin(\varphi_N)]$. Если записать двоичные значения $\sin(\varphi_i)$ по N адресам постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) и циклически опрашивать адреса с частотой цикла ω , то на линиях данных ПЗУ будут циклически с той же частотой формироваться коды отсчетов функции $y_i = \sin(\varphi_i)$. Очевидно, что содержимое ПЗУ одинаково для любой частоты, которая играет роль масштабного коэффициента по оси времени при воспроизведении синусоидальной функции.

Синтезатор DDS управляется внешним микроконтроллером, который формирует код требуемой частоты (рис.1). Аккумулятор фазы синтезатора, получив этот код, формирует последовательность кодов мгновенной фазы φ_i , которая изменяется кусочно - линейно. Скорость изменения мгновенной фазы определяется, как это было показано выше, требуемой частотой. Посредством ПЗУ (блок "формирование функции $\sin(\varphi_i)$ " на рис.1) кусочно - линейно изменяющаяся фаза преобразуется в коды отсчетов $y_i = \sin(\varphi_i)$. Посредством цифроаналогового преобразователя ЦАП и аналогового фильтра низких частот ФНЧ они преобразуются в выходное напряжение синусоидальной формы. Особенностью синтезаторов прямого синтеза является жесткая синхронизация всего процесса формирования выходного сигнала. Это обеспечивается высокоточной фазовой и частотной "привязкой" выходного сигнала к генератору тактовых импульсов ГТИ, который, как правило, выполняется с кварцевой стабилизацией. Так, например, значение частоты выходного сигнала (в МГц) для серийных микросхем синтезаторов AD9850 или AD9851 от Analog Devices определяется формулой: $f_{вых} = (N \times CLK) / 2^{32}$, где N - 32-битный код частоты; CLK - тактовая частота ГТИ, МГц.

Из сказанного следует, что DDS обладают рядом следующих особенностей, которые имеют определяющее значение для использования их при реализации предлагаемого фазового метода:

– частота выходного сигнала устанавливается с точностью порядка 0,1 Гц и выше даже для частот порядка десятков МГц (например, для AD9851 для задания частоты используется 32-битный код при максимальной тактовой частоте ГТИ 180 МГц);

- фаза выходного сигнала детерминирована и может быть точно определена в любой момент времени;
- высокая скорость переключения с одной частоты на другую, которая определяется практически только быстродействием интерфейса синтезатора с микроконтроллером;
- переключение с одной частоты на другую происходит без разрыва фазы без переходных процессов, как это имеет место в аналоговых синтезаторах;

Синтезатор DDS может иметь встроенный быстродействующий компаратор, позволяющий синфазно с синусоидальным выходным сигналом генерировать прямоугольные импульсы той же частоты (см. рис. 1), которые могут быть использованы в системах фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Рассмотрим реализацию измерителя Q_0, f_0, Q_X, f_X , основанного на использовании АЧХ и синтезатора DDS.

Измерительный контур может быть реализован по принципу последовательного (рис. 2 а) или параллельного (рис. 2 б) резонанса.

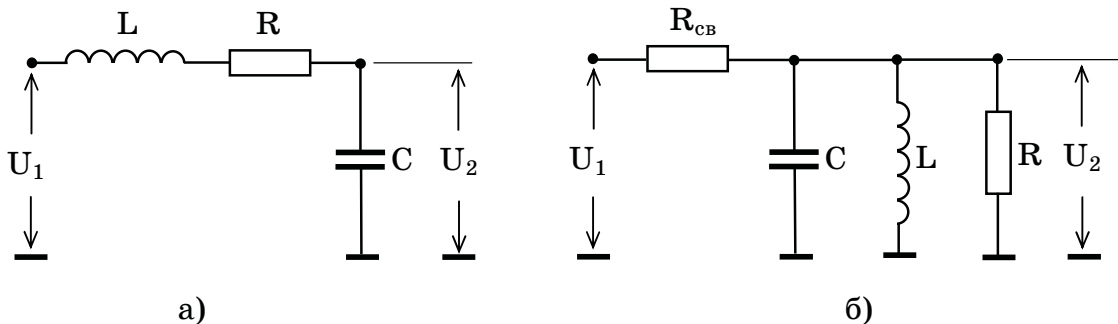


Рисунок 2 – Варианты схемы измерительного контура

В обоих случаях измерительный контур представляет Г-образный четырехполюсник. В случае а) вихретоковый датчик представлен индуктивностью L и суммарным сопротивлением потерь R , включающим потери, вносимые объектом контроля, диэлектрические потери дополнительного конденсатора C . Электроемкостной датчик представлен конденсатором C , потери которого (собственные и носимые объектом контроля) учитываются сопротивлением потерь R дополнительной индуктивности L . В случае б) для формирования Г-образного четырехполюсника требуется резистивный элемент связи $R_{св}$.

АЧХ Г-образного четырехполюсника определяется как отношение $|U_2| / |U_1|$, поэтому для определения характерных точек АЧХ необходимы два точных измерителя амплитуды переменного напряжения. Однако, если значение амплитуды $|U_1|$ не зависит от частоты, то достаточно измерения только $|U_2|$, т.к. напряжение $|U_2|$ воспроизводит АЧХ с точностью до постоянного множителя $1/|U_1|$. В этом смысле синтезатор DDS идеально подходит для использования в качестве генератора возбуждения, так как его выходного сигнал не зависит от частоты в принципе.

Характерные точки АЧХ, необходимые для определения Q_0 , f_0 , Q_X , f_X , показаны на рис. 3.

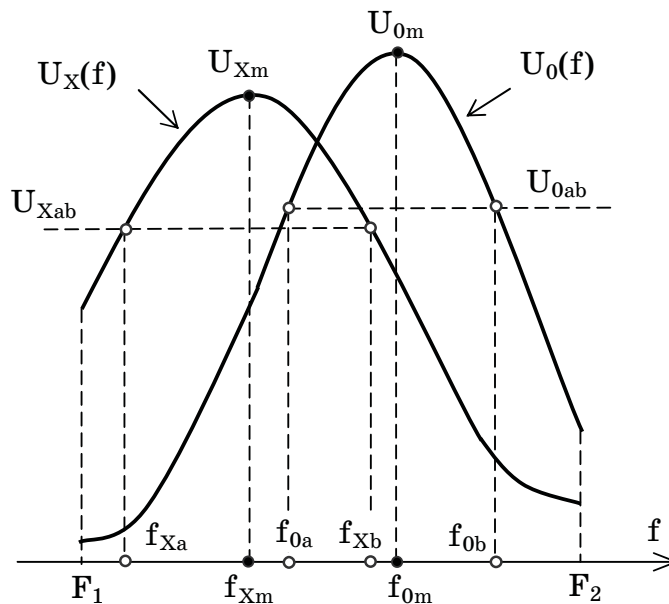


Рисунок 3 – Характеристические точки АЧХ резонансного измерительного контура с датчиком: АЧХ $U_0(f)$ - датчик не взаимодействует с объектом контроля; АЧХ $U_X(f)$ - взаимодействует

Собственная добротность контура Q_0 при этом вычисляется как отношение резонансной частоты f_{0m} к ширине полосы пропускания $(f_{0b} - f_{0a})$, определяемой на уровне напряжения $U_{0ab} = (1/\sqrt{2}) \cdot U_{0m}$, т.е.: $Q_0 = f_{0m} / (f_{0b} - f_{0a})$. Аналогично, добротность $Q_X = f_{Xm} / (f_{Xb} - f_{Xa})$, $U_{Xab} = (1/\sqrt{2}) \cdot U_{0Xm}$. Значения резонансных частот f_{0m} или f_{Xm} находятся посредством управления переключением частоты возбуждающего сигнала синтезатора DSS в соответствии с алгоритмом одномерной оптимизации действительной унимодальной функции,

которую и представляет собой АЧХ в рабочем диапазоне частот $[F1, F2]$. Значения частот f_{0a} , f_{0b} находятся с помощью алгоритма нахождения нулей функции $U_0(f) - U_{0ab}$ на интервалах $[F1, f_{0m}]$ и $[f_{Xm}, F2]$. Аналогично для f_{Xa} , f_{Xb} ищутся нули функции $U_X(f) - U_{Xab}$ на интервалах $[F1, f_{Xm}]$ и $[f_{Xm}, F2]$. Управляющий синтезатором микроконтроллер может выполнять любой из алгоритмов: простого однонаправленного сканирования диапазона $[F1, F2]$ с фиксированным шагом $\delta f = f_i - f_{i+1}$ и шагом переменной длины и направления (половинного деления, золотого сечения, квадратичной аппроксимации). Однако независимо от выбора алгоритма и схемы измерительного контура (рис.2), реализациям измерителей Q_0 , f_0 , Q_X , f_X , основанных на использовании АЧХ присущи следующие недостатки.

Характеристические точки ширины полос пропускания f_{0a} , f_{0b} , f_{Xa} , f_{Xb} принципиально не могут быть определены до того, как будет измерены U_{0m} , U_{Xm} и вычислены U_{0ab} , U_{Xab} , а это значит, что они зависят от U_{0ab} , U_{Xab} . Это усложняет программное обеспечение измерителя и снижает скорость обработки АЧХ, что может сделать проблематичным построение на его основе приборов НРК, предусматривающих работу в условиях жестких временных ограничений.

В процессе работы алгоритма определения характеристических точек АЧХ требуются измерения амплитуды выходного *переменного* напряжения $|U_2|$ на *каждой* текущей частоте f_i , точнее, преобразования $|U_2|$ в код для ввода в микроконтроллер, т.е. аналого-цифровое преобразование. Вместе с этим в ряде задач контроля, например, слабопроводящих объектов, может потребоваться высокая рабочая частота контроля, порядка 100 МГц и выше. Несмотря на наличие в настоящее время высокоскоростных АЦП и новых методов измерения переменного ВЧ-напряжения и преобразования его в код, в целом средства амплитудных измерений не обеспечивают оптимального соотношения между стоимостью, быстродействием, точностью и помехоустойчивостью, которое необходимо для приборов НРК.

Рассмотрим теперь реализацию измерителя Q_0 , f_0 , Q_X , f_X , основанного на использовании ФЧХ, синтезатора DDS и цифрового фазового детектора (дискриминатора). Для этой реализации более

подходит схема с параллельным резонансом, представленная на рис. 2а, при надлежащем исполнении резистор связи $R_{св}$ не вносит дополнительного фазового сдвига между U_2 и U_1 .

ФЧХ измерительного контура определяемая как сдвиг φ фазы U_2 относительно U_1 , показана на рис. 4.

Смысловое содержание характеристических точек на рис. 4 такое же, как и на рис. 3. Принципиальное отличие по сравнению с предыдущим вариантом здесь очевидно - характеристические точки ширины полос пропускания f_{0a} , f_{0b} , f_{Xa} , f_{Xb} определяются по фиксированным уровням $\varphi = +\pi/2$ и $\varphi = -\pi/2$, которые, в отличие от не фиксированных уровней U_{0ab} , U_{Xab} предварительно измерять не нужно. Резонансные частоты f_{0m} или f_{Xm} также определяются по фиксированному уровню $\varphi = 0$, тогда как в предыдущем варианте для их нахождения требовалась процедура поиска максимума АЧХ, который имеет разное значение в зависимости от значения контролируемой величины X .

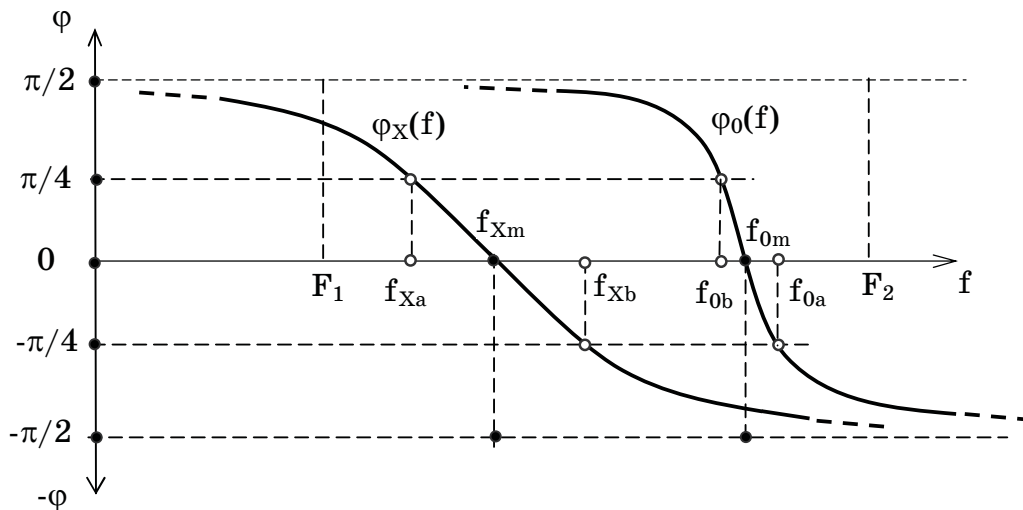


Рисунок 4 – Характеристические точки ФЧХ резонансного измерительного контура с датчиком: АЧХ $\varphi_0(f)$ - датчик не взаимодействует с объектом контроля; АЧХ $\varphi_X(f)$ - взаимодействует

Таким образом, все характеристические точки при использовании ФЧХ могут быть найдены простым линейным однонаправленным сканированием ФЧХ с постоянным шагом $\delta f = f_i - f_{i+1}$ за один проход интервала $[F_1, F_2]$.

Ключевым компонентом в реализации измерителя на основе использования ФЧХ является фазовый детектор (дискриминатор). Исходя из рис.4, он должен иметь линейную характеристику преобразования разности фаз между опорным и измеряемым напряжениям в постоянное напряжение U_ϕ на интервале $[-2\pi, +2\pi]$ – передаточную характеристику (рис. 5). Кроме этого детектор должен обеспечивать фазовое детектирование ВЧ - напряжений, т.е. иметь малое время переключения.

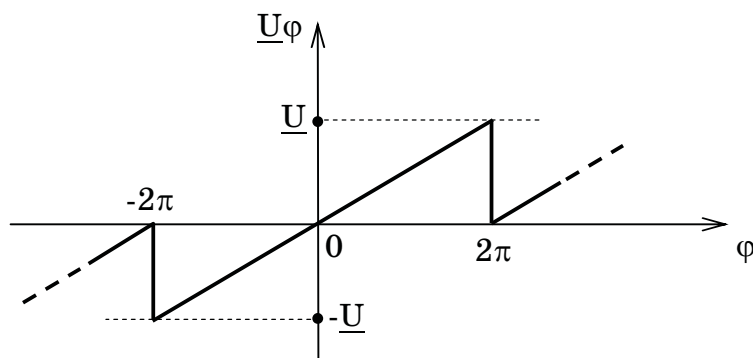


Рисунок 5 – Вид требуемой передаточной характеристики фазового детектора

Указанным требованиям удовлетворяют цифровые фазовые детекторы (ФД) на базе пары RS - триггеров [4], к настоящему времени выпускаемые в микросхемном исполнении [5]. Они обеспечивают преобразование фазового или, в данном случае, что то же, временного, сдвига между двумя входными импульсными сигналами (со скважностью = 2) в выходную импульсную последовательность со скважностью, пропорциональной фазовому (временному) сдвигу. Преобразование этой выходной последовательности в аналоговое напряжение, значение которого пропорционально фазовому сдвигу, выполняется на основе внешнего или встроенного генератора подкачки заряда на КМОП-структурах (технология "charge pump") [4]. Отличительной особенностью цифровых ФД в отличие от аналоговых, является то, что их передаточная характеристика на интервале $[-2\pi, +2\pi]$ линейна в принципе и симметрична относительно точки $\phi = 0$.

Объединение синтезатора DDS и цифрового ФД позволяют представить базовую блок-схему измерителя параметров Q_0, f_0, Q_X, f_X , основанного на использовании ФЧХ (рис. 6) и временную диаграмму его работы (рис 7).

Микроконтроллер последовательно вырабатывает коды управления частотой, поступающие на синтезатор DDS. Оба эти устройства синхронизируются от одного генератора тактовых импульсов. Коды образуют линейно нарастающую последовательность. В соответствии с кодами синтезатор вырабатывает синусоидальный сигнал, возбуждающий измерительный контур. Поскольку последовательность кодов, начиная с кода N_{F1} начальной частоты F_1 , нарастает до кода N_{F2} конечной частоты F_2 линейно, то процесс развертки в частотной области также линейно отображается во временную область, как это показано на рис. 7. Входной сигнал с выхода синтезатора подается на вход цифрового ФД. Этот сигнал играет роль опорного. Поскольку синтезатор, как отмечалось выше, может иметь синфазный синусоидальному выходу импульсный выход, то выгоднее использовать именно последний, что отражено пунктирной линией на рис. 6. При этом необходимость в соответствующем усилителе - формирователе УФИ отпадает. На другой вход ФД через УФИ поступает сдвинутые по фазе (во времени) импульсы, соответствующие синусоидальному сигналу с выхода измерительного контура. Напряжение U_φ на выходе преобразователя скважность - напряжение ПСН изменяется во времени в соответствии с ФЧХ на отрезке $[F_1, F_2]$, который во временной области соответствует отрезку $[T_1, T_2]$ (рис. 7). Для фиксации моментов достижения фазовых углов $\varphi = +\pi/2, \varphi = 0, \varphi = -\pi/2$, используются три компаратора K_a, K_m, K_b . Фазовым углам $\varphi = +\pi/2, \varphi = 0, \varphi = -\pi/2$ соответствуют напряжения $U_{\pi/4}, U_0, U_{-\pi/4}$, которые должны быть измерены заранее и только один раз, по переходной характеристике ФД. Текущее напряжение U_φ достигает этих значений в моменты времени t_a, t_m, t_b , что приводит к переключению выходов V_{Ka}, V_{Km}, V_{Kb} компараторов из состояния логического "0" в состояние логической "1". По этим переключениям микроконтроллер фиксирует коды соответствующих текущих частот N_{fa}, N_{fm}, N_{fb} и затем вычисляет Q_0 и f_0 или Q_X, f_X . Для установки компараторов в исходное состояние в начале каждого интервала

сканирования частоты микроконтроллер вырабатывает импульсы сброса V_s (рис. 7). Обратим особое внимание на то, что при этом принципиально не требуется наличие средств измерения или преобразования синусоидального переменного напряжения. Не требуется также никаких аналого-цифровых преобразований напряжения, поскольку носителем информации о характеристических точках ФЧХ являются только *временные* соотношения между импульсными сигналами.

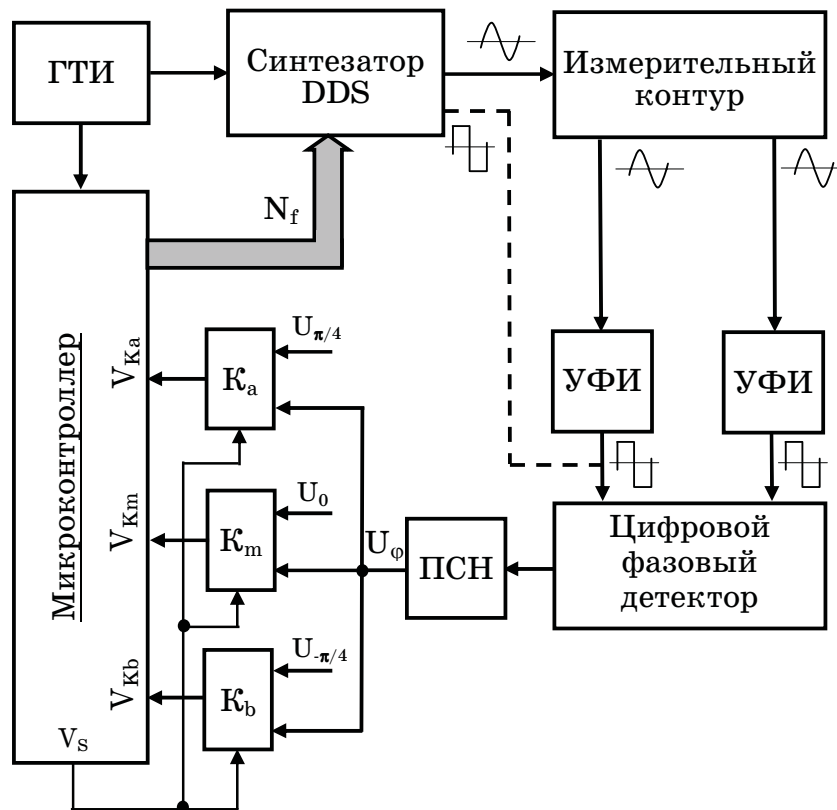


Рисунок 7 – Упрощенная блок-схема измерителя Q_0, f_0, Q_X, f_X на основе ФЧХ

Выводы. Реализация измерителей добротности и резонансной частоты на основе использования ФЧХ имеет ряд преимуществ по сравнению с реализацией на основе АЧХ, и представляется более перспективной. Она отличается отказом от амплитудных измерений в пользу временных, структурной простотой, использованием новых технологий в области цифровой схемотехники и обработки сигналов.

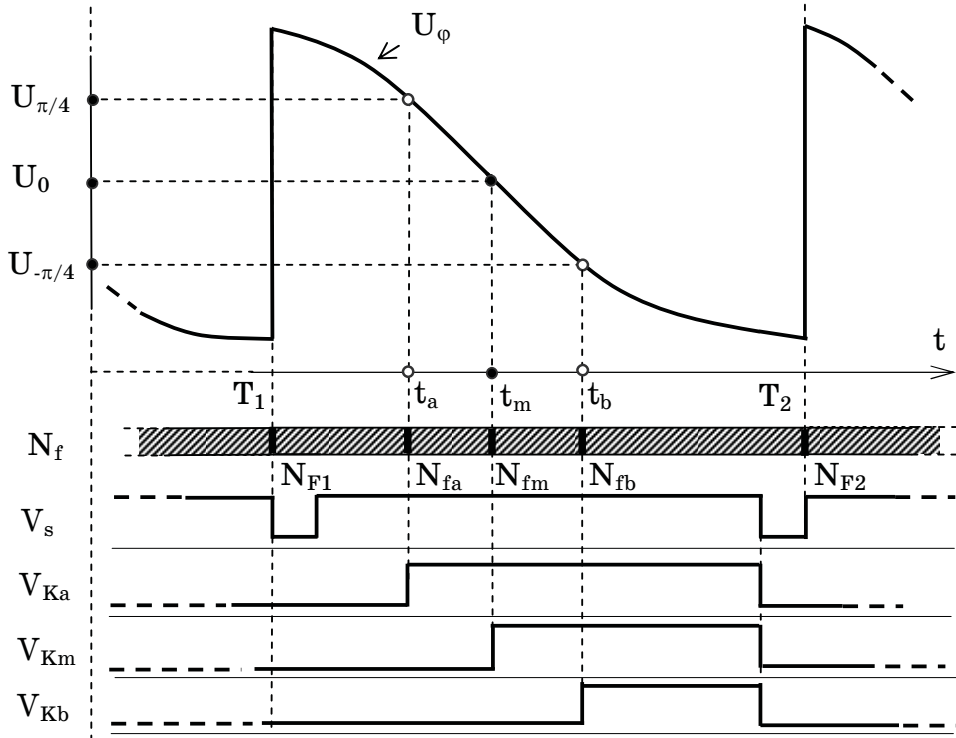


Рисунок 7 – Временная диаграмма работы измерителя Q_0, f_0, Q_x, f_x на основе ФЧХ

ЛИТЕРАТУРА

1. Грохольский А.Л. Измерители добротности - куметры. - Новосибирск: Наука, Сиб. отделение, 1966. - 210 с.
2. Куметр Tesla BM409G. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. - 67с.
3. CMOS 180 MHz DDS/DAC Synthesizer AD9851. [//www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)
4. Рабаи Жан М., Чандракасан Ананта, Николич Боривож. Цифровые интегральные схемы. - М.: ООО "И.Д. Вильямс", 2007. - 912с.
5. ECL/PECL phase-frequency detectors MAX9382/MAX9383. [//www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)

Получено 11.09.2009г.