

УДК 53.087.44

Принципы построения опорных приемников для решения задачи адаптивной оптимальной компенсации помех применительно к роторным механизмам

*Бабкин П.С., студент
кафедры «Информационные системы и телекоммуникации»,
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана*

*Научный руководитель: Оганов В.И., доцент
Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана
deviatkov@bmstu.ru*

Один из методов компенсации помех, или, другими словами, выделения полезных сигналов на фоне аддитивных помех заключается в пропускании смеси сигнала и помехи через фильтр, в котором помеха подавляется, а сигнал практически не изменяется. Проектирование таких фильтров является задачей оптимальной фильтрации, основоположником которой был Винер.

Фильтры, используемые для решения задачи выделения сигнала, могут иметь постоянные параметры либо быть адаптивными. Расчёт фильтров с постоянными параметрами основывается на априорном знании характеристик, как сигнала, так и помехи. Параметры адаптивных фильтров, напротив, могут автоматически перестраиваться, поэтому для построения таких фильтров достаточна лишь минимальная априорная информация о характеристиках сигнала и помехи. Однако для того чтобы адаптивный фильтр решал на практике задачу оптимальной винеровской фильтрации необходимо, чтобы сигналы на его опорных входах содержали информацию о помехе и не содержали информацию о полезном сигнале[1].

В данной статье покажем возможность создания таких опорных приемников и кратко рассмотрим принципы их построения. Применение в системах компенсации таких опорных приемников полностью устраняет взаимное влияние источников колебаний (будь то помеха или компенсирующий сигнал) друг на друга. Это в сочетании с адаптивным управлением позволяет аппаратно решить задачу оптимальной компенсации применительно к роторным механизмам при условии, что их сигналы с достаточной степенью точности описываются периодическими временными функциями.

Рассмотрим принципы построения нелинейных опорных приемников для измерения сигналов роторных механизмов. Период сигнала механизма, равный длительности цикла его работы, как правило, может быть измерен тем или иным датчиком. На измеренном периоде с помощью ряда методов можно синтезировать в виде аналоговых сигналов или цифровых кодов конечный ряд квадратурных гармоник основной циклической частоты, амплитуды которых постоянны, а фазы жестко привязаны к началу цикла. В этом случае можно полагать, что каждому роторному механизму соответствует совокупность опорных приемников, измеряющих заданное конечное число квадратурных гармоник его сигнала, а сам механизм при этом можно рассматривать как совокупность гармонических источников колебаний. Очевидно, что каждую пару таких квадратурных гармонических сигналов одной частоты можно рассматривать как комплексную экспоненту, что облегчает синтез и анализ адаптивных систем компенсации полигармонических помех.

Теперь подробнее рассмотрим типы датчиков, которые могут использоваться для решения поставленной задачи. Они устанавливаются на механизме, создающем помеху, и, предназначены для получения информации о частотах (периодах) и начальных фазах гармоник помехи:

- гальваномангнитные, основанные на использовании чувствительных элементов, реагирующих на изменение напряжённости магнитного поля
- оптические, основанные на принципе модуляции светового потока
- индукционные, основанные на индуцировании электрического сигнала в обмотке изменяющимся магнитным потоком

Принцип работы гальваномангнитных датчиков основан на эффекте Холла. При сближении датчика с ферромагнитным предметом магниты вызывают намагничивание предмета, что, в свою очередь, приводит к срабатыванию элемента Холла. Датчик устанавливается в непосредственной близости от контролируемого объекта – вращающегося вала, имеющего, так называемую, метку (паз, шпонку или зубчатое колесо с известным количеством зубьев). В момент прохождения метки мимо торца датчика происходит переключение элемента Холла. Информация о состоянии элемента Холла поступает на исполнительную схему и передается на выход. Выход датчика подключается к измерительному преобразователю через нагрузочный резистор, являющийся частью входной цепи вторичного преобразователя или контроллера. Частота следования импульсов тока равна частоте следования меток и, следовательно, пропорциональна частоте вращения вала.

Оптические датчики в наиболее простой форме состоят из источника света и оптического приемника — фотодиода или фототранзистора. Вращающееся тело либо снабжают отражающими метками расположенными регулярно по окружности, на которые направляется световой пучок, либо соединяют с диском, имеющим попеременно прозрачные и непрозрачные сектора, который располагают между источником и приемником света. Получая модулированный скачкообразными изменениями отражения или пропускания поток, фотоприемник выдает электрический сигнал с частотой, пропорциональной скорости вращения, и с амплитудой, не зависящей от этой скорости. Диапазон измеряемых скоростей зависит, с одной стороны, от оптических свойств среды и материалов, а с другой — от полосы пропускания приемника и связанных с ним электрических схем. Для измерений малых скоростей используются диски с большим числом щелей (от 500 до нескольких тысяч); в измерениях больших скоростей, например 10^5 - 10^6 об/мин, диск имеет только одну щель.

В основе работы индуктивных датчиков частоты вращения лежит явление электромагнитной индукции. Датчики выполнены в виде катушек с магнитными сердечниками. При прохождении под сердечником зубца ферромагнитного диска (например, зубца венца маховика коленчатого вала двигателя) магнитный проток датчика изменяется, и в катушке датчика индуцируется электродвижущая сила. Амплитуда импульсов зависит от частоты вращения коленчатого вала и зазора между сердечником и зубцом маховика.

Один из возможных вариантов реализации опорного приемника для системы компенсации помех показан на рис.1. Он состоит из жестко посаженного на вал I механизма 16-ти зубного стального колеса 2, один зуб которого маркирован (уже остальных), индуктивного датчика 3, формирователя импульсов из сигналов индукционных датчиков 4, устройства выделения импульса маркированного зуба 5, счётчика 6 и блока памяти 7.

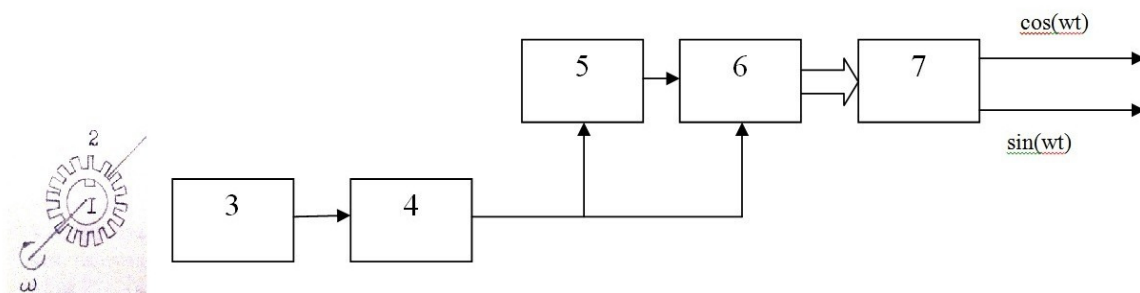


Рис. 1. Структурная схема опорного приёмника

Приведем возможный вариант реализации формирователя импульсов из сигнала индукционного датчика [4]. Его структурная схема приведена на рис.2. На рис.3 представлена осциллограмма выходного сигнала $e_c(t)$ индукционного датчика частоты вращения.

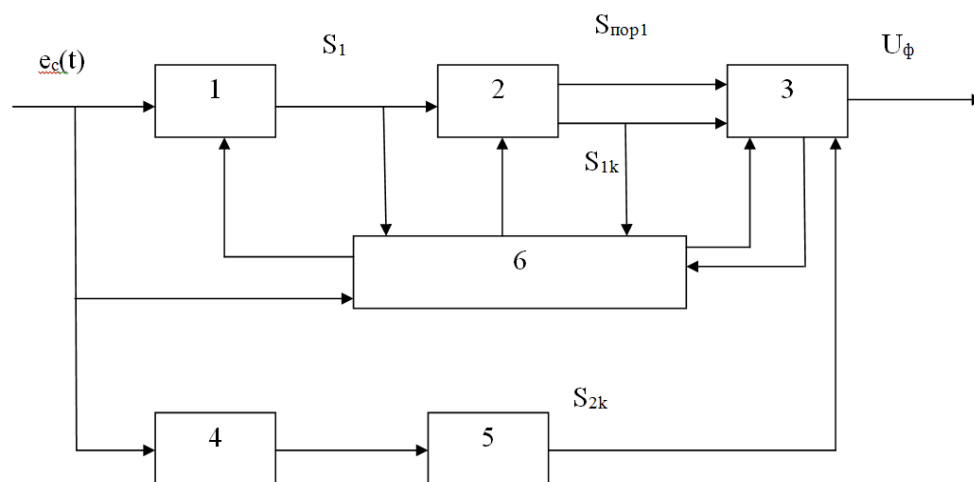


Рис. 2. Формирователь импульсов из сигнала индукционного датчика

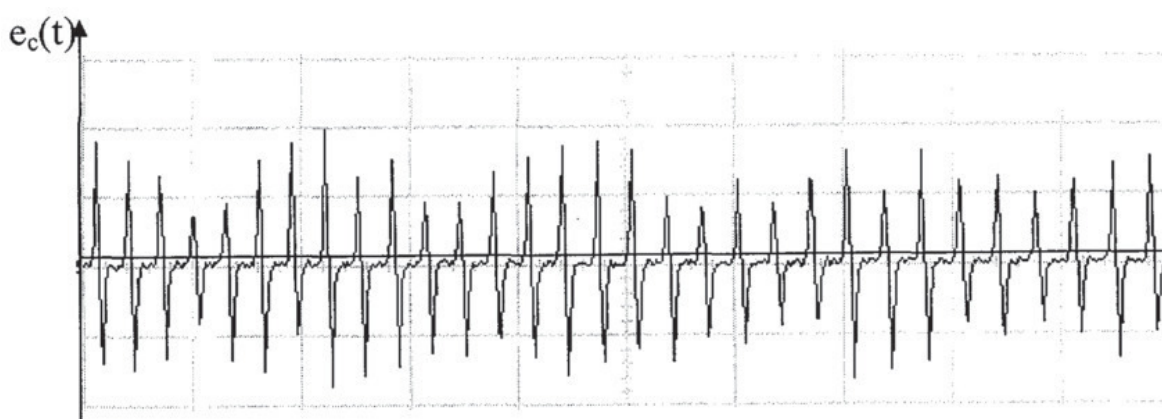


Рис. 3. Выходной сигнал индукционного датчика частоты вращения

Устройство содержит блок 1 измерения вольт-секундной площади S_1 первой полуволны двухполярного сигнала e_c индукционных датчиков, блок запоминания 2, блок сравнения 3, инвертор 4, блок 5 измерения вольт-секундной площади S_2 второй полуволны двухполярного сигнала e_c индукционных датчиков и блок управления 6. Выходной сигнал e_c индукционных датчиков подается на входы блока 1 измерения вольт-секундной площади S_1 первой полуволны двухполярного сигнала e_c индукционных датчиков вращения, блока управления 6 и через инвертор 4 на вход блока 5 измерения вольт-секундной площади S_2 второй полуволны двухполярного сигнала e_c индукционных датчиков частоты вращения. Выход блока запоминания 2 соединен с входом задания порога $S_{пор1}$ блока сравнения 3. Выходы блока управления 6 соединены соответственно с входами управления блоков сравнения 3 и запоминания 2, а также входами управления Молодежный научно-технический вестник ФС77-51038

блоков измерения вольт-секундной площади S_1 первой полувольтны двухполярного сигнала e_c индукционных датчиков вращения 1 и S_2 второй полувольтны двухполярного сигнала e_c индукционных датчиков частоты вращения 5.

Работа индукционных датчиков частоты вращения основана на законе Фарадея, согласно которому индуцированная ЭДС e_c определяется скоростью изменения магнитного поля Φ , сцепленного с катушкой из W витков:

$$e_c = -W \frac{d\Phi}{dt} \quad (1)$$

В рассматриваемом случае изменение магнитного поля вызывается пересечением силовых линий поля магнита датчика выступами вращающегося возбудителя. При входе возбудителя в магнитное поле в катушке индуцируется первая полувольтна сигнала, а при его выходе - вторая полувольтна, имеющая противоположную полярность.

Вольт-секундная площадь $S_{1к}$ первой полувольтны такого сигнала примерно равна аналогичной площади $S_{2к}$ второй (противоположной полярности) полувольтны, а отношение этих площадей $R=S_{1к}/S_{2к}$ близко к 1 и не зависит от погрешности установки зазора между датчиком и возбудителем, характеристик самого возбудителя и остается постоянным в широком диапазоне частоты вращения. Амплитуда сигнала e_c возрастает по линейному закону с увеличением частоты вращения, а длительность уменьшается.

Работает устройство следующим образом. Блок управления 6 состоит из пороговых элементов (компараторов). При превышении входным сигналом e_c заданного на компараторах блока управления 6 порога обнаружения вырабатывается сигнал разрешения измерения S_1 и подается на блок измерения вольт-секундной площади 1. В блоке измерения вольт-секундной площади 1 осуществляется интегрирование входного сигнала e_c до тех пор, пока входной сигнал e_c не станет меньше заданного в блоке управления 6 порога обнаружения. При этом выходной сигнал блока измерения вольт-секундной площади 1 достигает значения $S_{1к}$. Если значение $S_{1к}$ превышает пороговое значение $S_{пр.мин}$, равное предельной минимальной допустимой величине вольт-секундной площади исследуемых полувольтн сигналов $S_{1к} > S_{пр.мин}$, и блок управления 6 обнаружит вторую полувольтну сигнала e_c , то на выходе блока управления 6 появится сигнал разрешения измерения S_2 в блоке измерения вольт-секундной площади 5 во время действия второй полувольтны сигнала e_c , а также сигнал разрешения сравнения. В блоке сравнения 3 выполняется сравнение площадей $S_{2к}$ с $S_{пор1}$ и $S_{2к}$ с $S_{1к}$. В случаях $S_{2к} > S_{пор1}$ и $S_{2к} \approx S_{1к}$ вырабатывается требуемый импульс.

В качестве недостатка этого устройства можно назвать его сложность, а именно применение интеграторов с цепями разряда, а также блоков управления и сравнения,

содержащих большое количество компараторов. Кроме того, при реализации устройства с использованием современных микроконтроллеров ограничен диапазон измерения в область больших частот вращения, так как для проведения операции интегрирования в цифровом виде АЦП микроконтроллера должен обеспечить получение достаточно большого количества отсчетов за время одной полуволны сигнала e_c .

Далее импульсы с формирователя поступают на счётчик 6, начало счёта в котором определяется маркированным с выхода устройства 5. Таким образом, каждому импульсу датчика соответствуют числа от 0 до 15 на выходе счётчика 6. Эти числа вызывают из блока памяти 7 соответствующие коды синуса и косинуса частоты вала.

Недостатками описанного устройства являются: необходимость изготовления сменных зубчатых колес применительно к каждому механизму и ограниченный диапазон изменения частот вращения вала ввиду ограничений, накладываемых устройством 5.

Для устранения перечисленных недостатков в опорных приемниках вместо зубчатого колеса используется любой выступ или паз, как правило, имеющийся на валу любого механизма. В этом случае формирование опорных гармонических сигналов может происходить следующим способом: цифровыми методами вычисляется период оборота вала и на этом периоде формируются гармонические сигналы (формирование может происходить несколькими способами о которых будет рассказано ниже).

Принцип измерения периода сигнала цифровым методом поясняется рис.4, где приведена структурная схема. Измерение интервала времени T_x цифровым методом основано на заполнении его импульсами, следующими с образцовым периодом T_0 , и подсчете числа M_x этих импульсов за время T_x . После того как сигнал с датчика был принят и обработан в формирователе импульсов из сигналов индукционных датчиков на выходе имеем строб-импульс длительностью T_x , поступающий на один из входов временного селектора (ВС). На второй вход этого селектора подаются короткие импульсы с образцовым периодом следования T_0 , сформированные декадным делителем частоты (ДДЧ) из колебаний кварцевого генератора (КГ).

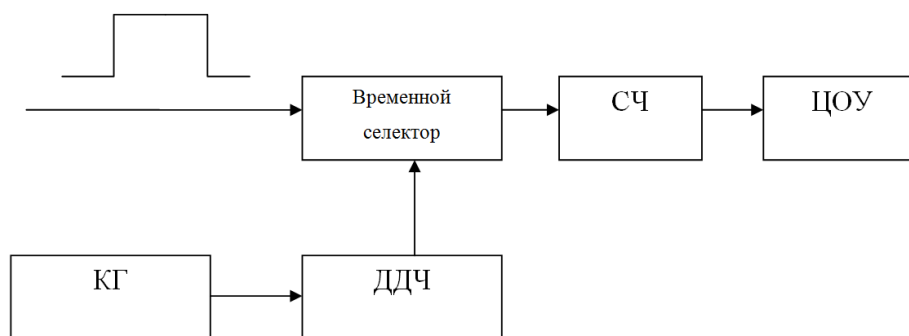


Рис. 4. Устройство измерения периода сигнала цифровым методом

Временной селектор пропускает на счетчик (СЧ) число M_x счетных импульсов в течение интервала времени T_x равном длительности строб-импульса. Измеряемый период определяется как:

$$T_x = M_x \cdot T_0 - \Delta t_{\text{Д}} \quad (2)$$

Где $\Delta t_{\text{Д}} = \Delta t_{\text{н}} - \Delta t_{\text{к}}$ — общая погрешность дискретизации; $\Delta t_{\text{н}}$ и $\Delta t_{\text{к}}$ — погрешности дискретизации начала и конца периода T_x . Без учета в формуле (2) погрешности $\Delta t_{\text{Д}}$ число импульсов, поступившее на счетчик, $M_x = T_x / T_0$, а измеряемый период пропорционален M_x :

$$T_x = M_x \cdot T_0 \quad (3)$$

Выходной код счетчика, поступающий на цифровое отсчетное устройство, соответствует числу подсчитанных им счетных импульсов M_x , а показания ЦОУ — периоду T_x .

Погрешность измерения периода T_x имеет систематическую и случайную составляющие. Систематическая составляющая зависит от относительной стабильности образцовой частоты кварцевого генератора, а случайная определяется в основном погрешностью дискретизации $\Delta t_{\text{Д}}$. Максимальное значение этой погрешности удобно учитывать через эквивалентное изменение числа счетных импульсов M_x на ± 1 . При этом максимальная абсолютная погрешность дискретизации может быть определена разностью двух значений периода T_x , получаемых по формуле (3) при числах $M_x \pm 1$ и M_x , и равна $\Delta T_x = \pm T_0$. Соответствующая максимальная относительная погрешность $\delta = \pm \Delta T_x / T_x = \pm 1 / M_x = \pm 1 / (T_x f_0)$, где $f_0 = 1 / T_0$ - значение образцовой частоты кварцевого генератора. На погрешность измерения влияют также шумы в каналах формирования строб-импульса. Однако в реальных приборах с большим отношением сигнал/шум погрешность измерения за счет влияния шума пренебрежимо мала по сравнению с погрешностью дискретизации.

Повышения точности измерений можно добиться за счет увеличения частоты f_0 кварцевого генератора (путем умножения его частоты в K раз), т.е. путём увеличения числа счетных импульсов M_x . С этой же целью в схему после входного устройства вводят делитель частоты исследуемого сигнала с коэффициентом деления K (на рис.4 не показан). При этом выполняется измерение K исследуемых периодов T_x и в такое же раз уменьшается относительная погрешность дискретизации.

Погрешность дискретизации можно уменьшить и способом измерений с многократными наблюдениями. Однако это значительно увеличивает время измерений.

Поэтому разработаны различные методы, уменьшающие погрешность дискретизации с малым увеличением времени измерения. В качестве примера приведем метод.

Суть этого метода состоит в том, что помимо целого числа периодов счетных импульсов, заполняющих измеряемый интервал времени, учитываются и дробные части периода, заключенные между началом интервала и первым счетным импульсом, а также между последним счетным импульсом и концом интервала. Пусть измеряется интервал времени T_x , начало и конец которого заданы положением импульсов $ин$ и $ик$ соответственно. При этом предполагается, что начало измеряемого интервала не связано синхронно со счетными импульсами. Для уменьшения составляющих погрешности дискретизации Δt_n и Δt_k в начале и конце интервала T_x , можно расширить в k раз интервалы Δt_n и Δt_k и измерять их, заполнив счетными импульсами. На практике этот коэффициент выбирают равным 128 или 256 (это связано с разрядностью дискретизаторов), так как при его дальнейшем увеличении существенно возрастает погрешность расширителей интервалов.

После вычисления периода оборота вала необходимо сформировать ряд гармонических сигналов, которые будут использоваться для осуществления адаптивной компенсации помех. В общем виде гармоническое колебание имеет вид:

$$s(t) = \sin(\omega t + \varphi_0) \quad (4)$$

Наиболее простым методом является синтез на основе перехода к дискретному времени. Пусть T_∂ , – период дискретизации.

$$T_\partial = \frac{1}{F_\partial} \quad (5)$$

где F_∂ – частота дискретизации в Гц. Осуществим переход к дискретному времени:

$$\begin{aligned} t &= i \cdot T_\partial \\ s(i) &= \sin(\omega \cdot i \cdot T_\partial + \varphi_0) \end{aligned} \quad (6)$$

где i – номер отсчёта

Такой подход для моделирования гармонического сигнала наиболее прост, но формула (6) содержит операцию вычисления значения тригонометрической функции, которая, как правило, требует больших вычислительных затрат. Данная проблема может быть решена применением табличного метода моделирования, который заключается в построении в памяти вычислительного устройства таблицы значений гармонической функции на одном периоде и последующую выборку данных из таблицы при формировании сигнала s . Но можно формировать гармонический сигнал на основе рекуррентной формулы, позволяющий существенно сэкономить вычислительные затраты

по сравнению с непосредственным вычислением. Используя формулы сложения аргументов тригонометрических функций, получаем:

$$\begin{aligned} s(i) &= \sin(w \cdot i \cdot T_{\delta} + \varphi_0) = \sin(w \cdot (i-1+1) \cdot T_{\delta} + \varphi_0) = \\ &= \sin(w \cdot (i-1) \cdot T_{\delta} + \varphi_0 + w \cdot T_{\delta}) = \dots \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} &= \sin(w \cdot (i-1) \cdot T_{\delta} + \varphi_0) \cdot \cos(w \cdot T_{\delta}) + \cos(w \cdot (i-1) \cdot T_{\delta} + \varphi_0) \cdot \sin(w \cdot T_{\delta}) \\ s(i-2) &= \sin(w \cdot (i-1+1) \cdot T_{\delta} + \varphi_0) = \\ &= \sin(w \cdot (i-1) \cdot T_{\delta} + \varphi_0) \cdot \cos(w \cdot T_{\delta}) - \dots - \cos(w \cdot (i-1) \cdot T_{\delta} + \varphi_0) \cdot \sin(w \cdot T_{\delta}) \end{aligned} \quad (8)$$

Суммируя эти два выражения, определяем:

$$s(i) + s(i-2) = 2 \cdot s(i-1) \cdot \cos(w \cdot T_{\delta}) \quad (9)$$

Следовательно, рекуррентная формула для формирования синусоиды имеет вид:

$$\begin{aligned} s(i) &= s(i-1) \cdot C - s(i-2), \text{ где} \\ s(0) &= \sin(\varphi_0), s(1) = \sin(w \cdot T_{\delta} + \varphi_0), C = 2 \cdot \cos(w \cdot T_{\delta}) \end{aligned} \quad (10)$$

Проведя аналогичные преобразования для функции (3.11), получим:

$$s(t) = \cos(wt + \varphi_0) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} s(i) &= s(i-1) \cdot C - s(i-2), \text{ где} \\ s(0) &= \cos(\varphi_0), s(1) = \cos(w \cdot T_{\delta} + \varphi_0), C = 2 \cdot \cos(w \cdot T_{\delta}) \end{aligned} \quad (12)$$

Таким образом может быть получен набор гармонических сигналов, которые будут использованы в качестве опорных сигналов и/или полезных при осуществлении адаптивной компенсации помех.

Приведем результаты моделирования формирования первой гармоники основной циклической частоты. Моделирование измерения периода сигнала производилось в среде QUARTUS II, а формирование гармоники в MATLAB. При моделировании измерения периода сигнала использовались следующие параметры сигналов: частота счётных импульсов-10 МГц, частота полезного сигнала-100 КГц. В результате эксперимента было получено число счётных импульсов, равное 100, что в точности соответствует заданной частоте полезного сигнала. Результаты эксперимента приведены на рис.5 и рис.6.

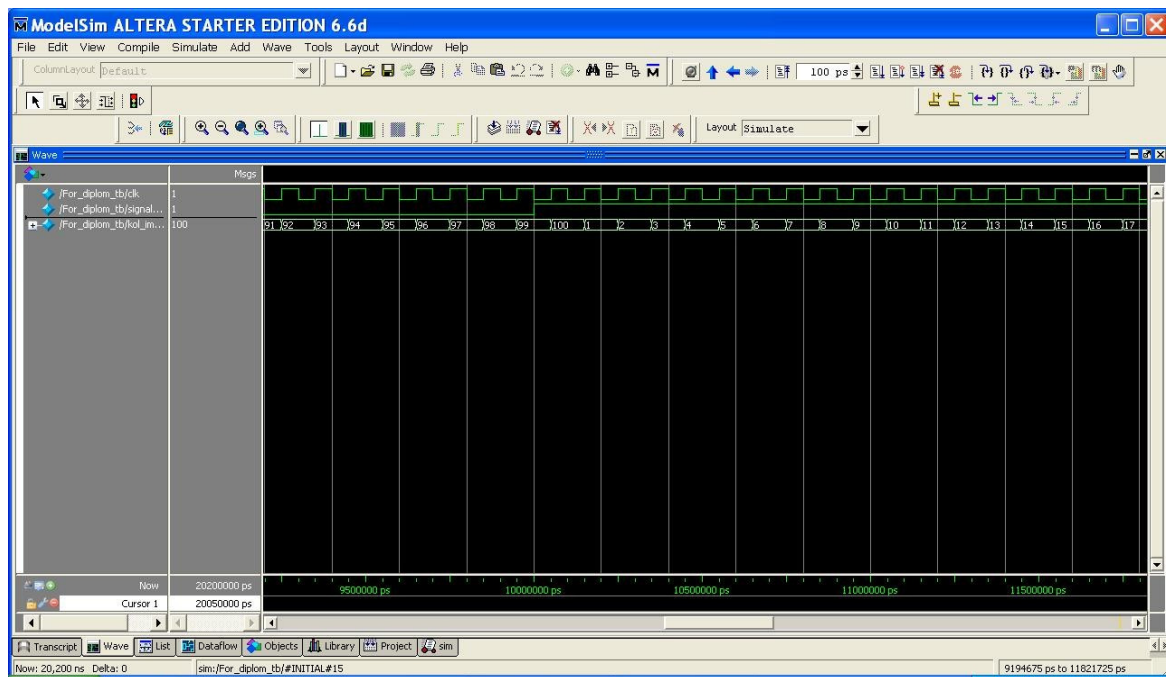


Рис. 5. Моделирование измерения периода сигнала

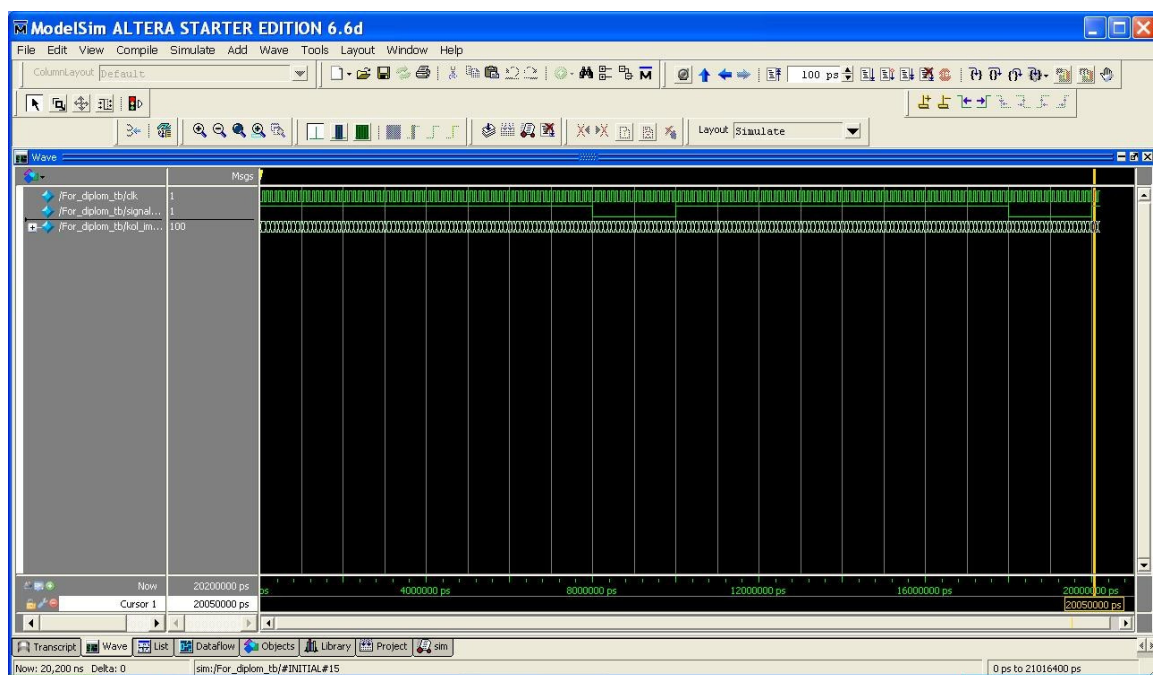


Рис. 6. Моделирование измерения периода сигнала

Далее, измеренный период сигнала передается в подпрограмму, формирующую первую гармонику основной циклической частоты с помощью рекуррентных формул. Результаты моделирования приведены на рис.7. Код программы приведен ниже:

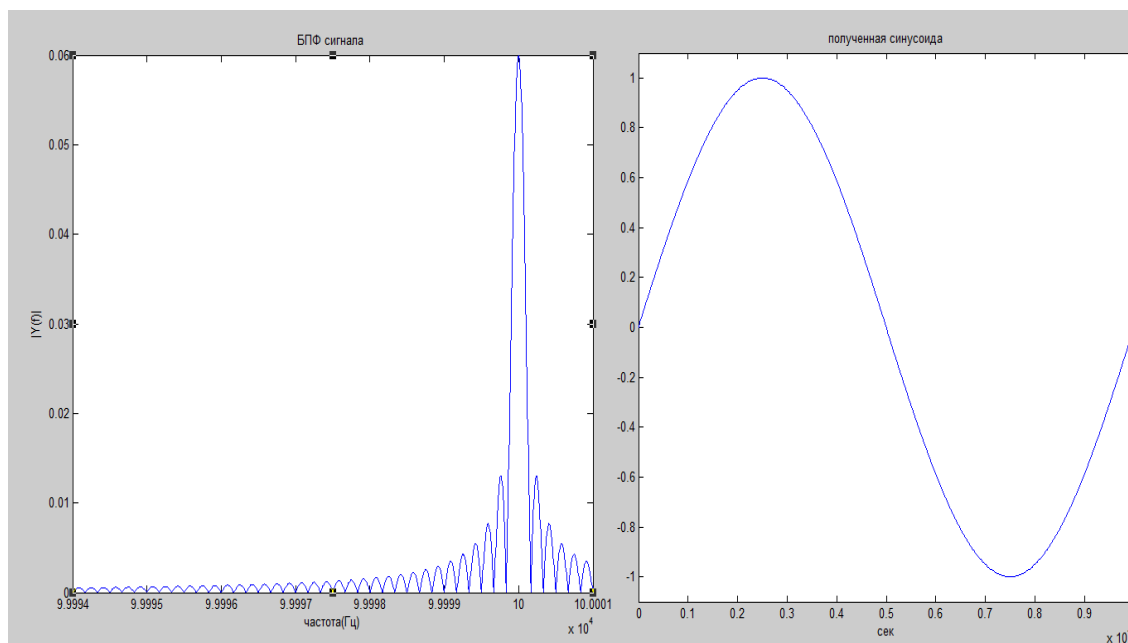


Рис. 7. Результаты формирования сигнала

После того как сигнал был сформирован, он поступает на вход адаптивного фильтра, где осуществляется его обработка в соответствии с заданным алгоритмом.

Список литературы

1. Уидроу и др. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения. ТИИЭР, 1975, т.63, № 12.
2. Э.Айфичер, Б. Джервис. Цифровая обработка сигналов. Практический подход 2-е издание. Вильямс, 2008, т. 1000 экз.
3. А.И.Орлов и др. Разработка системы передачи речевых сигналов в условиях повышенных акустических помех от работающих механизмов. ФГУП «АКИН», 1993.
4. Патент RU 2352058 C1, МПК H03K 5/153, опубл. 10.04.2009 г.