

УДК 621.372

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ПЬЕЗОДАТЧИКОВ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Серов В.Н., к.т.н., доцент, МГТУ МИРЭА, Email: serov.v.n.1945@mail.ru
Москва, Россия

Аннотация. В статье приводится описание устройства цифровой регистрации сигналов активных пьезоэлектрических датчиков на основе микроконтроллера STM32F105. Приводятся принципиальные схемы генератора накачки, предусилителя, регулируемого усилителя, схема включения аналого-цифрового преобразователя. Обсуждаются вычислительные особенности реализованного алгоритма регистрации одной спектральной составляющей.

Ключевые слова: активный пьезоэлектрический датчик, цифровая обработка, микроконтроллер, спектральная составляющая.

DIGITAL PROCESSING OF SIGNALS OF PIEZOELECTRIC MAGNETIC FIELD SENSORS

Serov V.N., Ph.D., professor, MSTU MIREA, Email: serov.v.n.1945@mail.ru
Moscow, Russia

Annotation. The digital registrator for signals of active piezoelectric sensors of magnetic fields based on the microcontroller STM32F105 is described. The circuits of the pumping generator, pre-amplifier, tuned amplifier, and analog-digital convertor are provided. The computing peculiarities of detecting of the single-spectral component are discussed.

Keywords: active piezoelectric sensor, digital processing, microcontroller, spectral component.

Магнитоэлектрические (МЭ) взаимодействия в композитных планарных структурах, содержащих механически связанные ферромагнитные и ферроэлектрические слои, интенсивно исследуются в последнее время [1–6] в связи с перспективами их использования в датчиках магнитных полей, генераторах и преобразователях напряжения. МЭ эффект возникает благодаря комбинации магнитострикции и пьезоэффекта и проявляется в виде генерации электрического напряжения на гранях структуры при её помещении в переменное магнитное поле или при подаче переменных электрических сигналов накачки и помещении структуры в постоянное магнитное поле. Зависимость регистрируемого напряжения от частоты переменного магнитного поля или сигнала накачки носит выраженный резонансный характер, при этом добротность резонансов различных структур весьма высока. В этой связи электронные схемы, осуществляющие регистрацию и обработку получаемых сигналов, должны отвечать целому ряду требований: обеспечивать отслеживание резонансных частот исследуемых структур и стабильную

работу всего регистрирующего устройства на данных частотах, обеспечивать регистрацию малых напряжений, соизмеримых с шумовыми эффектами радиоэлектронных компонентов. Малые регистрируемые напряжения возникают в процессе измерения слабых постоянных и переменных магнитных полей. Кроме того, электронные схемы должны легко перестраиваться как по частотному, так и по динамическому диапазону, управляться от единого контроллера и обеспечивать связь с персональным компьютером для дальнейшей обработки получаемых результатов. Выполнение указанных требований возможно на основе регистрирующих устройств, построенных на основе современных ИМС микроконтроллеров и максимально использующих цифровые методы обработки сигналов.

На рис.1 приведена структурная схема регистрирующего устройства на основе 32-битного микроконтроллера STM32F105 на базе процессора ARM Cortex M3. Пьезоэлектрический датчик, работающий на изгибных колебаниях, выполнен на двух связанных биморфных пластинах, каждая из которых имеет толщину 100мкм. Пластины жёстко закреплены с одного конца, а на другом конце тонким проводом наматывается катушка возбуждения, на которую подаётся сигнал переменного тока. Магнитный момент этой катушки (M) стремится установиться по направлению вектора измеряемого магнитного поля (H), что приводит к изгибу конструкции и появлению на её гранях переменного электрического сигнала, амплитуда которого пропорциональна напряжённости магнитного поля [5]. Линейные размеры пластин таковы, что собственная резонансная частота изгибных колебаний конструкции лежит в пределах (0.5 - 1.5) кГц.

Электронная часть устройства содержит предусилитель ($ПУ$), который расположен в непосредственной близости от пьезодатчика, конструктивно выполнен в едином с ним блоке и соединяется с основным устройством при помощи кабеля, и регулируемый усилитель ($РУ$), коэффициент усиления которого регулируется ступенями по 10дБ с помощью мультиплексора (MS). Также в тракте обработки сигнала используется высокоточный $\Sigma\Delta$ - преобразователь ($АЦП$), который обеспечивает широкий динамический диапазон и 24-битное разрешение. Гармонический сигнал накачки для пьезодатчика вырабатывается с помощью цифрового синтезатора частот ($ЦСЧ$) и генератора стабильного тока ($ГСТ$). При этом плавная регулировка сигнала накачки обеспечивается с помощью цифрового потенциометра ($ЦП$), а ступенчатая – с помощью ещё одного мультиплексора (MS).

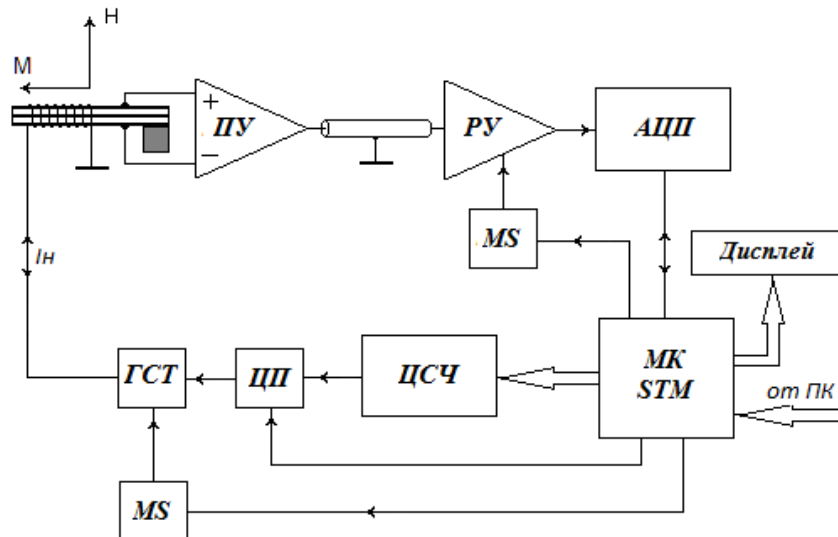


Рис.1 Структурная схема регистрирующего устройства

Пьезодатчик генерирует зарядовый сигнал, начиная от единиц пикокулон и выше, с высоким выходным сопротивлением. Сначала необходимо преобразовать этот сигнал в низкоимпедансный сигнал напряжения. Для этой цели используется предусилитель с высоким входным сопротивлением. Он выполнен на основе ИМС INA326 (рис.2). Данная микросхема представляет собой высокоточный измерительный усилитель с двумя входными дифференциальными каскадами. При этом, как и в традиционных измерительных усилителях, дифференциальные входы 2, 3 являются высокоомными, на них симметрично подаются входные сигналы, а входы 1,8 являются низкоомными, между ними включаются резисторы, определяющие усиление ИМС INA326. Однополярное питание микросхемы позволяет упростить конструкцию кабельного соединения предусилителя с основным измерительным блоком.

В отличие от других инструментальных усилителей ИМС INA326 содержит токовые зеркала в цепях питания входных дифференциальных каскадов и имеет дополнительный выход по току. Это позволяет преобразовывать входные сигналы в токовые и превосходно подавлять синфазные помехи и колебания питающих напряжений без точно подобранных резисторов. Коэффициент усиления предусилителя определяется отношением резисторов R5 и R4. При этом оптимальная с точки зрения стабильности коэффициента усиления и температурного дрейфа величина резистора R4 находится как и не может быть меньше 2кОм. Резистор R5 подключается к токовому выходу 5 микросхемы, противоположный его вывод - к опорному напряжению, образованному с помощью ИМС LM4040. Опорное напряжение, как правило, равно $E \div 2$.

Конденсатор С3 служит для уменьшения шумов, связанных с наличием в схеме внутреннего

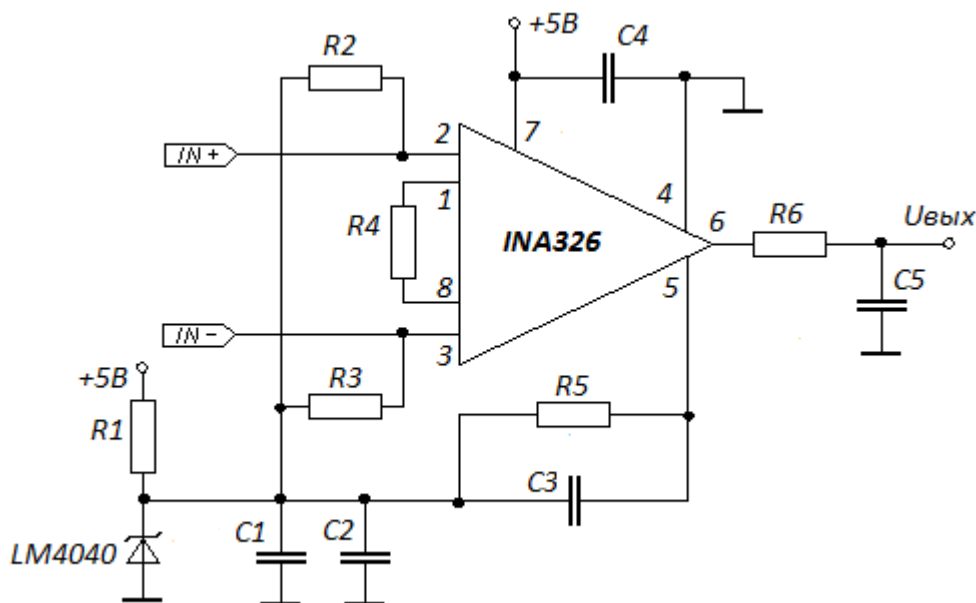


Рис.2 Симметричный предусилитель в режиме высокоимпедансного усиления

осциллятора, работающего на частоте 90кГц. Конденсатор выбирается таким образом, чтобы совместно с резистором R5 образовать полюс ФНЧ на частоте 1,5кГц. Такой же полюс образуют и элементы R6,C5 на низкоомном выходе ИМС. Высокоомные резисторы R2 и R3 обеспечивают пути протекания входных токов микросхемы. Блокирующий конденсатор С4 номиналом 0,1мкФ для достижения наибольшей стабильности работы ИМС рекомендуется располагать возможно ближе к выводу питания 7. Сигналы с пьезодатчика подаются на высокоомные входы 2,3 микросхемы, тем самым реализуется режим высокоимпедансного усиления.

На рис.3 приведена схема программируемого цифрового синтезатора частот. Его основу составляет ИМС U2 типа AD9833, которая представляет собой программируемый цифровой синтезатор синусоидальных, треугольных и прямоугольных сигналов. Микросхема стабилизирована кварцем Qz. В состав ИМС входят – 28-ми битный фазовый аккумулятор, 12-ти битное ПЗУ, в котором хранятся значения синусоидальной функции, и 10-ти битный ЦАП с выходом по току. Для получения выходного напряжения используется внутренний резистор 200 Ом, при этом генерируемые сигналы однополярные и находятся в диапазоне (38 – 650)мВ. Трёхпроводный последовательный интерфейс микросхемы работает до тактовых частот 40 МГц, и совместим со стандарта-

ми контроллеров и сигнальных процессоров. Контроллер передаёт на синтезатор 16-ти разрядное слово, в соответствии с которым вырабатывается гармонический сигнал

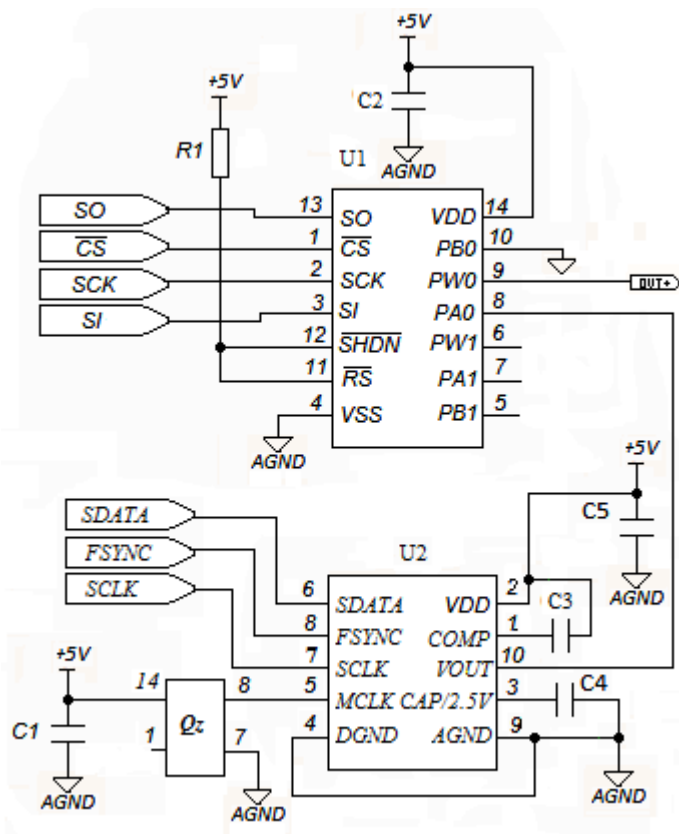


Рис.3 Программируемый цифровой синтезатор частот

требуемой частоты. Разрешение выходных сигналов по частоте очень высокое - при тактовой частоте 25МГц оно составляет 0,1Гц, а при тактовой частоте 1МГц – 0,004Гц. Кроме того в микросхеме реализован режим с пониженным потреблением (SLEEP). Разные секции устройства подключаются только тогда, когда они задействованы. Это обеспечивает низкую потребляемую мощность на уровне 20мВт при напряжении источника питания 3В. Для плавной регулировки амплитуды синусоидальных сигналов используется цифровой потенциометр U1 типа AD5262. Эта ИМС представляет собой двухканальный аналог механического потенциометра сопротивлением 10кОм. Управление потенциометром осуществляется 8-ти битным управляющим словом по 4-х проводному интерфейсу. При этом реализуется шаг регулирования сопротивления, равный 390м.

Для преобразования сигналов цифрового синтезатора в двуполярный регулируемый сигнал токовой накачки используются генератор стабильного тока (ГСТ) и мультиплексор (U3) (см. рис.4). ГСТ выполнен на основе сдвоенного операционного усилителя (ОУ) AD8656 (U2), который позиционируется как микропотребляющий высокоточный с большим выходным током ОУ для портативных систем с батарейным питани-

ем. Одна половина этой ИМС включена по схеме неинвертирующего усилителя с однополярным питанием, вторая - обеспечивает смещение уровня ОУ на 2.5В.

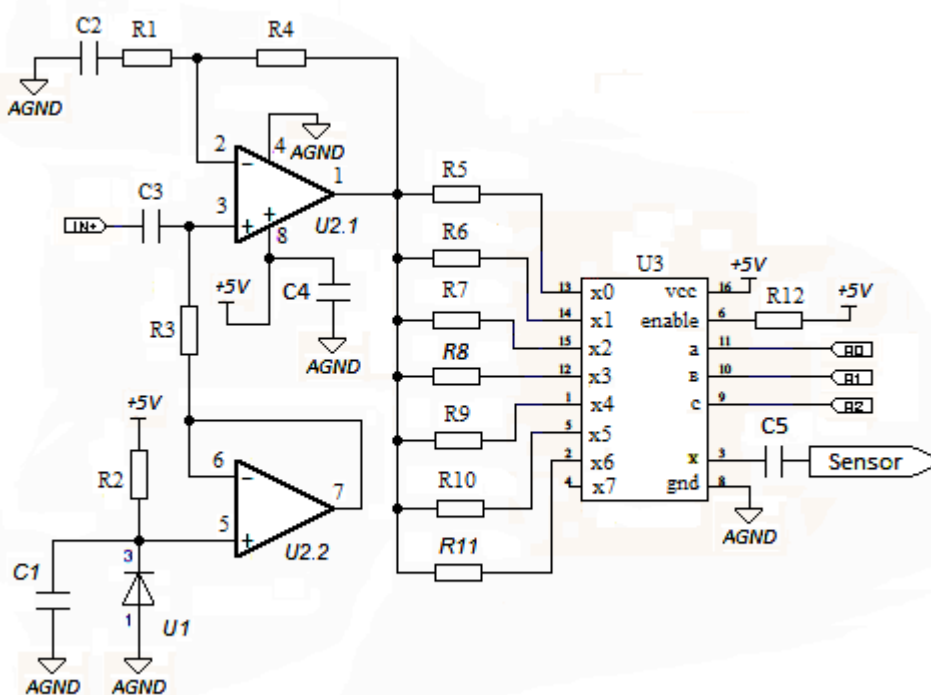


Рис.4 Генератор стабильного тока

На выходе ОУ последовательно с помощью мультиплексора MAX461 подключается один из 8-ми выходных резисторов для установки необходимого тока накачки в диапазоне от 20мА до 70мкА. Двухнаправленность тока накачки достигается при помощи разделительного конденсатора C5 большой ёмкости, включённого на выходе ГСТ. При напряжении питания +5В максимальный сигнал на выходе ОУ изменяется от 0 до +5В. После мультиплексора, выходного резистора и разделительного конденсатора сигнал становится токовым и двухнаправленным с амплитудой в 2.5В. Учитывая малое сопротивление катушки пьезодатчика, можно подсчитать амплитуду тока накачки следующим образом. Видно, что для получения тока накачки 20мА достаточно подключить выходной резистор. При этом для пьезодатчиков с резонансными частотами (0.5 - 1.5)кГц ещё выполняется необходимое условие для ГСТ, а ёмкость разделительного конденсатора составляет приемлемую величину (10-25)мкФ.

Основой приёмной части устройства является регулируемый усилитель, приведённый на рис.5. Он выполнен на ИМС типа AD8656 – счетверённом ОУ. Первый ОУ U2.1 включён по схеме неинвертирующего усилителя. В цепи его обратной связи включён мультиплексор MAX4617, служащий для переключения резисторов. Он по-

зволяет регулировать в широком динамическом диапазоне (50дБ) коэффициент усиления приёмного тракта. Второй ОУ U2.2 включён по схеме повторителя и вместе с

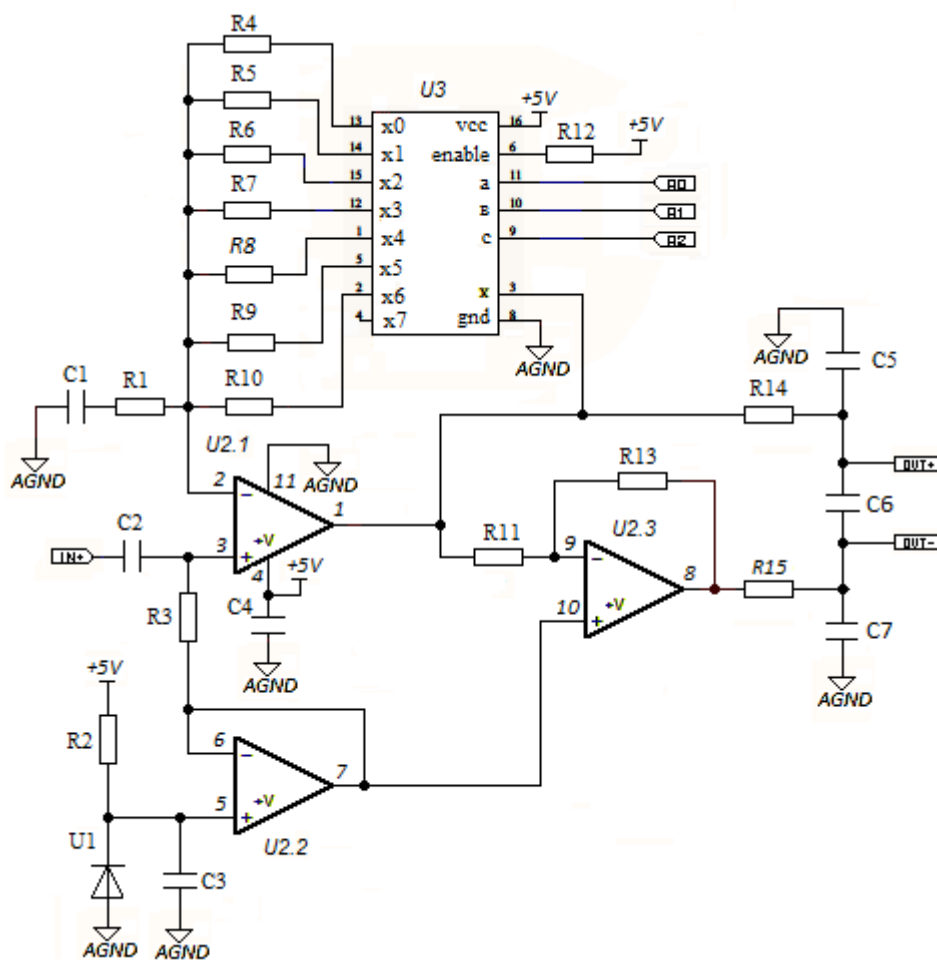


Рис.5 Регулируемый усилитель

ИМС LM4040 (U1) образует опорное напряжение для обеспечения необходимого смещения уровня всех ОУ на 2.5В. Третий ОУ включён по схеме инвертирующего усилителя с единичным коэффициентом усиления для образования дифференциального выхода приёмной части устройства. Элементы R14, R15, C5, C6, C7 образуют антиалиазинговый фильтр для последующего преобразования.

Аналого-цифровое преобразование в устройстве выполняется на основе ИМС ADS1252 с дифференциальным входом (рис.6). Эта микросхема представляет собой высокоточный $\Sigma\Delta$ - преобразователь, который обеспечивает широкий динамический диапазон и 24-битное разрешение. Эффективное 19-битное разрешение при скорости преобразования до 40кГц достигается без дополнительного усреднения отсчётов. Преобразователь содержит $\Sigma\Delta$ - модулятор 4-го порядка, цифровой фильтр, блок логического контроля и последовательный интерфейс. Коэффициент передискретизации модулятора фиксируется по отношению к модулирующей частоте и равен 64. Модули-

рующая частота, в свою очередь, фиксируется по отношению к тактовой частоте системы. Скорость получения выходных данных при этом оказывается прямо связанной с тактовой частотой. Это позволяет изменять частоту дискретизации в

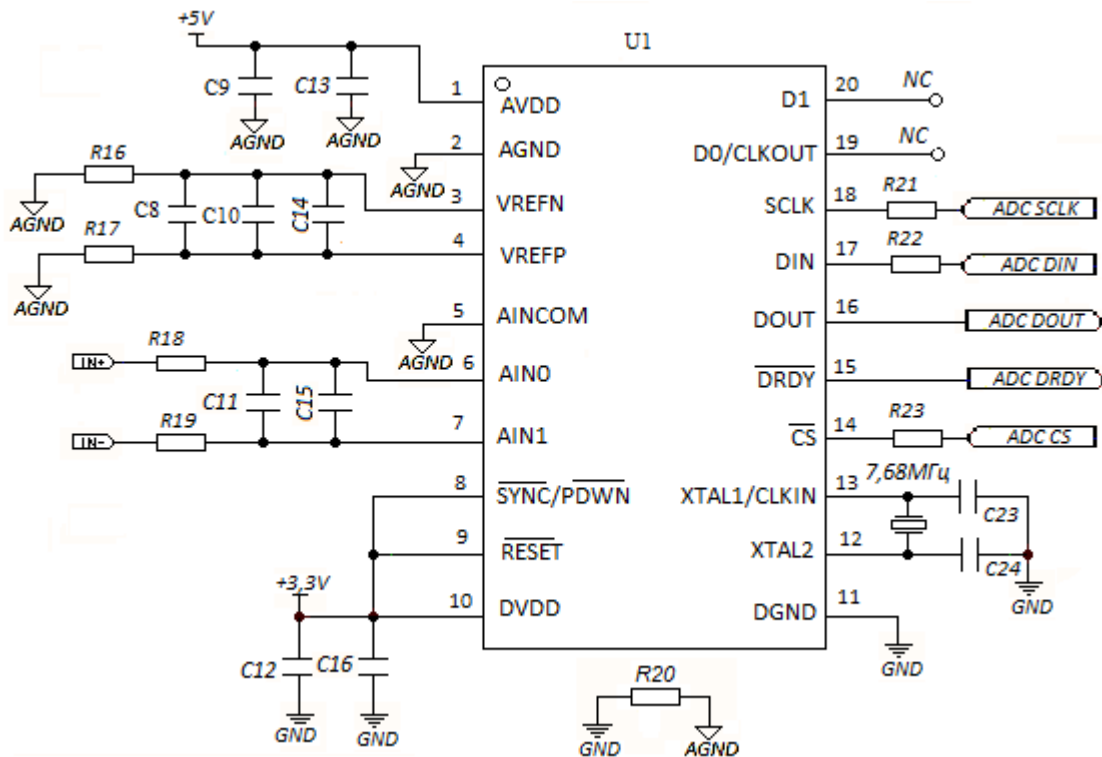


Рис.6 Схема включения аналого-цифрового преобразователя

широком диапазоне посредством изменения величины f_s . В рассматриваемом случае для получения на аналого-цифровой преобразователь от контроллера подаётся тактовая частота $f_s = 3750 \times 64 \times 6 = 1.44 \text{ МГц}$.

Цифровая обработка сигналов во многих практических случаях требует использования дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Вычислительные ресурсы при расчете ДПФ весьма значительны и практически недостижимы для большинства современных ИМС микроконтроллеров. Однако в рассматриваемом случае достаточно произвести расчёт не всего ДПФ, а лишь одного фиксированного спектрального отсчета. Это связано с тем, что полезный сигнал от изгибных колебаний тонких биморфных пьезоэлектрических пластин в магнитном поле регистрируется только на резонансной частоте датчика. Для получения одного спектрального отсчета можно использовать алгоритм Герцеля [7]. Данный алгоритм позволяет эффективно рассчитывать фиксированные спектральные отсчеты без необходимости рассчитывать все ДПФ.

Основу схемы цифровой обработки составляет 32-битный микроконтроллер STM32F105 с тактовой частотой до 72МГц, с достаточным объёмом встроенной памяти: RAM 32кб и Flash 128кб и обширным набором интерфейсов. Контроллер предназначен для портативных устройств с высокой вычислительной нагрузкой.

При реализации алгоритма критическим оказывается определение размера буфера в оперативной памяти контроллера, отводимого на отсчёты исходного дискретного сигнала. Обозначим эти отсчеты в виде S_{nF} , где n – номер отсчёта. Спектральные отсчёты преобразованного сигнала обозначим как S_{kF} , где k – номер спектрального отсчёта, соответствующий частоте $f = F \times \frac{k}{N}$, причём N является размером буфера, а F – частотой дискретизации. Для пьезодатчика с резонансной частотой 790Гц установим частоту дискретизации 3750Гц. Конкретное значение этой частоты задаётся внешним кварцевым резонатором 18МГц и внутренней конфигурацией контроллера – множителем частоты (PLL) и делителями частоты с управляемыми коэффициентами умножения и деления. Если теперь выбрать фиксированный размер буфера $N = 1000$, то номер спектрального отсчёта k не получается целым.

При этом соответствующая гармоника будет расположена между точками ДПФ и, следовательно, её амплитуда будет искажена за счет эффекта растекания спектра. Для исключения этого необходимо округлить значение k в большую сторону $k = 211$, тогда. При совпадении частоты гармоники и частоты спектрального отсчета получим, что в буфер длиной $N = 1002$ попадает целое число периодов повторения сигнала, что уменьшает эффект растекания. Отсюда следует, что для каждого пьезодатчика с конкретной резонансной частотой должен выбираться свой размер буфера в оперативной памяти контроллера. При распределении оперативной памяти следует также иметь в виду, что на каждую переменную типа float отводится 4 байта, т.е. фактический размер буфера составляет $4 \times N$. При работе с переменными двойной точности размер буфера $8 \times N$.

После заполнения буфера реализуется вычислительный алгоритм, для чего в контроллере фиксируется номер искомого спектрального отсчёта. Затем в рамках известного рекуррентного соотношения проводится N умножений, но не комплексных, а вещественных. Это обеспечивает сокращение вычислений в 2 раза, плюс одно комплексное умножение на поворотный коэффициент на последней итерации при расчете

непосредственно. Заметим, что вычисление спектральных составляющих на ограниченном временном интервале равносильно использованию прямоугольной оконной функции с максимальными боковыми лепестками. С целью уменьшения влияния краевых эффектов на точность измерения амплитуды основной гармоники в контроллере реализован дополнительный алгоритм, использующий сглаживание окном Блэкмана-Харриса [8]. Указанное окно подавляет боковые лепестки на уровне -92дБ , но для хранения постоянных коэффициентов требует дополнительно $4 \times N$ байт в оперативной памяти контроллера.

Соседние спектральные отсчёты с номерами $k = 210$ и $k = 212$ при заданной частоте дискретизации отстоят от данного отсчёта на величину $\text{mod } \Delta f = \frac{F_s}{N}$. В рассматриваемом случае различие в соседних отсчётах составляет 4Гц . Эта величина определяет частотную избирательность процесса в случае анализа нескольких гармоник. При этом переход с анализа одной гармоники на другую сопровождается «переходным процессом», длительность, которого определяется временем заполнения буфера и равна $T = N \cdot \frac{1}{F_s}$. Данное время необходимо учитывать при изменении частот регистрируемых сигналов. В целом при максимальной тактовой частоте контроллера время однократного расчёта амплитуды анализируемой гармоники составило примерно 60 мкс . Значение амплитуды и частоты измеряемой гармоники выводится на дисплей типа Winstar OLED WEN001602, который имеет собственный встроенный контроллер и отображает 2 строки по 16 символов в каждой. Работа с русскими буквами достигается соответствующей инициализацией дисплея. На дисплей выводится также вся необходимая служебная информация.

По полученным результатам можно сделать следующие выводы.

1. Возможности микроконтроллера STM32F105 оказались достаточными для работы с активными пьезодатчиками с резонансными частотами до 10кГц . При этом регистрация сигналов осуществляется в масштабе времени, обеспечивающем непрерывную визуализацию амплитуды одной спектральной составляющей.

2. Цифровая процедура, реализованная в регистраторе, позволила устранить временные и температурные нестабильности, присущие устройствам аналоговой обработки сигналов.

3. Оказалось возможным дополнительно реализовать в микроконтроллере алгоритм сглаживающих окон, позволяющий уменьшить влияние краевых эффектов на точность вычисления амплитуды основной гармоники сигнала пьезодатчика.

4. Постоянная связь регистратора с персональным компьютером позволила на основе данных, записанных в буфере контроллера, проводить ряд дополнительных вычислительных процедур. В частности, для анализа всех гармоник пьезодатчиков в ПК реализован алгоритм полного ДПФ.

Программная и аппаратная реализация рассмотренных процедур в регистраторе позволила определить в широком динамическом диапазоне коэффициенты преобразования и провести оценку предельной чувствительности ряда пьезодатчиков, предназначенных для регистрации магнитоэлектрических эффектов.

Список литературы

1. Jing M., Zheng L., Yuanhua L., Nan C.W. Novel frequency multiplier base don magnetoelectric laminate // *J. Magn. Magn. Mater.* 323 (2011). P.101–103.
2. Jahns R., Greve H., Woltermann E., Quandt, and R. H. Knöchel. Noise Performance of Magnetometers With Resonant Thin-Film Magnetoelectric Sensors // *IEEE Trans. Instr. Measurements.* 0018-9456. 2011.
3. Steven R. A., Sodano H. A. A review of power harvesting using piezoelectric materials (2003–2006) // *Smart Mater. Struct.* 16 (2007), P.1–21.
4. Jing M., Jiamian H., Zheng L., and Nan C.W. Recent Progress in Multiferroic Magnetoelectric Composites: from Bulk to Thin Films // *Adv. Mater.* 2011, 23, P.1062–1087.
5. Сопильняк А.А., Фетисов Ю.К. Пьезоэлектрический резонансный датчик постоянного магнитного поля с возбуждающей катушкой // 60 Научно-техническая конференция. Сборник трудов. Часть 2. Физ.-мат. науки, 13-25 мая 2011г., Москва – М.: МИРЭА. 2011. с.90-94.
6. Поддубная Н.Н., Сопильняк А.А., Савченко Е.М., Фетисов Ю.К. Пьезоэлектрический датчик постоянного магнитного поля с планарной возбуждающей катушкой // *Материалы Международной научно-технической конференции INTERMATIC-2011. Часть1.* М.: МИРЭА, 2011. с.115-117.
7. Goertzel G. «An Algorithm for the Evaluation of Finite Trigonometric Series» // *American Mathematical Monthly*, Vol. 65, Jan. 1958, P. 34-35.
8. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. - М.: Техносфера, 2006. - 856 с.