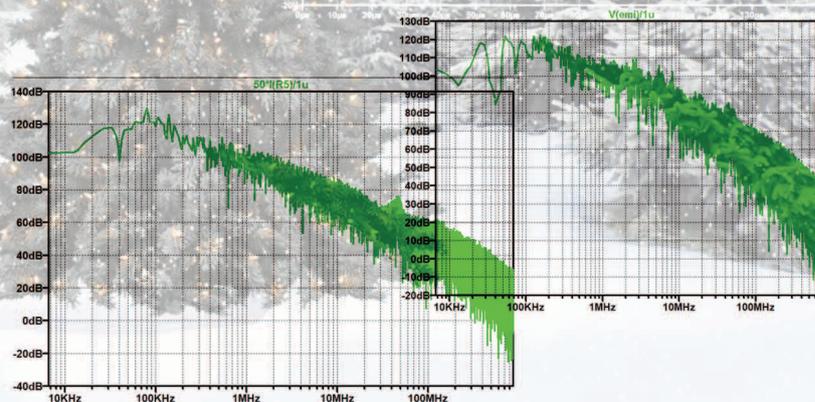


**ANALOG
DEVICES**
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

*С Новым Годом
уважаемые читатели!*



В номере:

- Прецизионный сигма-дельта АЦП
- Выбор структуры АЦП для системного проектирования
- Оптимизация сигнальной цепи с помощью следящего сигма-дельта АЦП
- Простые шаги для расчета дрожания (джиттера)
- Сейсмические системы сбора данных с низким уровнем шума
- Особенности применения высокопроизводительных инерциальных сенсоров
- **Измерение кондуктивных помех с помощью моделирования в LTspice**
- Первый в мире светодиодный драйвер KNX для защиты данных
- Многопортовый контроллер источников питания для систем POE

Відскануйте свій смартфон QR-code



ЗБРОЯ ТА БЕЗПЕКА

XVIII МІЖНАРОДНА СПЕЦІАЛІЗОВАНА ВИСТАВКА

27-30 вересня 2022
Україна, м. Київ

Генеральний
інформаційний партнер:



Генеральний
медіа-партнер:



Спеціальний
інформаційний партнер:



МІЖНАРОДНИЙ ВИСТАВКОВИЙ ЦЕНТР
Україна, м. Київ, Броварський пр-т, 15
М Лівобережна

+38 (044) 201-11-63
✉ zbroya@iec-expo.com.ua
www.iec-expo.com.ua

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И СИСТЕМЫ

2021 октябрь-декабрь
№ 4 (236)

МАССОВЫЙ
НАУЧНО-
ТЕХНИЧЕСКИЙ
ЖУРНАЛ



Учредитель и издатель:
НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ
ФИРМА VD MAIS

Зарегистрирован
Министерством информации
Украины 24.07.96 г.
Свидетельство о регистрации:
серия КВ, № 2081Б
Издается с мая 1996 г.

Директор фирмы VD MAIS:
В.А. Давиденко

Главный редактор:
В.А. Романов

Редакционная коллегия:
В.А. Давиденко
В.В. Макаренко
Д-р Илья Брондз,
факультет биологии
Университета г. Осло, Норвегия

Адрес редакции:
Украина, Киев,
ул. М. Донца, 6
Тел.: (0-44) 492-8852, 201-0202
Факс: (0-44) 202-1110
E-mail: ekis@vdm.ais.ua
Интернет: www.vdm.ais.ua
www.ekis.kiev.ua

Адрес для переписки:
Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6

В ПОМОЩЬ РАЗРАБОТЧИКУ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

А. Кауле, Р. Маурино
Прецизионный сигма-дельта АЦП со следящей архитектурой. Часть 4: простота организации входной цепи и цепи опорного сигнала3

Б. Блэк
Выбор структуры АЦП для системного проектирования 10

Б. Рейсс
Оптимизация сигнальной цепи с помощью следящего сигма-дельта АЦП 15

Л. Пакуланан, Д. Гарлитос
Простые шаги для расчета дрожания (джиттера) частоты дискретизации изолированных прецизионных и быстродействующих систем сбора данных 18

С. Кси, Д. Го
Сейсмические системы сбора данных с низким уровнем шума и малым энергопотреблением27

Б. Сканнел
Особенности применения высокопроизводительных инерциальных сенсоров в современных системах и устройствах32

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

В. Макаренко
Измерение кондуктивных помех с помощью моделирования в LTspice39

НОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

В. Макаренко
Первый в мире светодиодный драйвер KNX для защиты данных серии PWM-200KN45

В. Макаренко
Многопортовый контроллер источников питания для систем POE51

ГЕНЕРАТОРЫ

В. Макаренко
Кварцевые генераторы компании Geyer Electronic59

СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА ЭКИС ЗА 2021 ГОД

Содержание журнала ЭКИС за 2021 год63

Перепечатка опубликованных в журнале материалов допускается с разрешения редакции. За рекламную информацию ответственность несет рекламодатель.

ASK THE APPLICATIONS ENGINEER

S. Devarajan, L. Singer, D. Kelly, and at alias.
A 12-b 10-GS/s Interleaved Pipeline ADC in 28-nm CMOS Technology 3

B. Black
Analog-to-Digital Converter Architectures and Choices for System Design 10

B. Reiss
A New, Better Way to Optimize a Signal Chain with a Continuous-Time Sigma-Delta Converter 15

L. Paculanan, J. Garlitos
The Easy Steps to Calculate Sampling Clock Jitter for Isolated, Precision High Speed DAQs 18

S. Xie, D. Guo
Low Noise and Low Power DAQ Solution for Seismology and Energy Exploration Applications 27

B. Scannell
High Performance Inertial Sensing Solutions Enable Autonomous Machine Applications 32

MODELING OF ELECTRONIC DEVICES

V. Makarenko
Measurement of conductive interference using LTspice simulation 39

NEW COMPONENTS

V. Makarenko
World First KNX Data Secure LED Driver – PWM-200KN Series 45

V. Makarenko
Multi-port power supply controller for POE systems 51

V. Makarenko
Geyer Electronic Quartz Oscillators 59

CONTENTS EKIS

Contents of Journal in 2021 63



ELECTRONIC COMPONENTS AND SYSTEMS

October-December 2021
 No. 4 (236)

Scientific and Technical Journal

Founder and Publisher:
 Scientific-Production Firm
VD MAIS

Director
 V.A. Davidenko

Head Editor
 V.A. Romanov

Editorial Board
 V.A. Davidenko
 V.V. Makarenko
 Dr. Iliia Brondz,
 Department of Biology,
 University of Oslo,
 Norway

Address:
 M. Dontsia Str., 6,
 03061 Kyiv, Ukraine
Tel.:
 (380-44) 201-0202,
 492-8852 (multichannel)
Fax:
 (380-44) 202-1110
E-mail:
 ekis@vdmajs.ua
Web address:
 www.vdmajs.ua
 www.ekis.kiev.ua
 Printed in Ukraine

ПРЕЦИЗИОННЫЙ СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП СО СЛЕДЯЩЕЙ АРХИТЕКТУРОЙ. ЧАСТЬ 4: ПРОСТОТА ОРГАНИЗАЦИИ ВХОДНОЙ ЦЕПИ И ЦЕПИ ОПОРНОГО СИГНАЛА

CTSD PRECISION ADC – PART 4: EASE OF ADC INPUT AND REFERENCE DRIVE SIMPLIFY SIGNAL CHAIN DESIGN

В статье рассмотрена одна из наиболее важных архитектурных особенностей новых прецизионных сигма-дельта АЦП со следящей архитектурой – простота организации входной цепи и цепи опорного сигнала.

А. Кауле, Р. Маурино

Abstract –

In this article, we highlight one of the most important architectural traits of new continuous-time sigma-delta (CTSD) precision ADCs: the easy to drive resistive input and reference.

A. Kawle, R. Maurino

Ключом к достижению оптимальной производительности сигма-дельта АЦП со следящей архитектурой (АЦП CTSD) является гарантия того, что при подключении к нему источника входного сигнала или опорного источника не будет расти погрешность преобразования. В традиционных АЦП используется сложная схема входного интерфейса и буфера опорного источника. Уникальные архитектурные особенности АЦП CTSD позволяют использовать достаточно простые средства подключения источника входного сигнала и опорного источника.

Кратко рассмотрим традиционные схемные решения интерфейсов АЦП. В статье используются термины “датчик” и источник “входного сигнала” как синонимы для обозначения любого типа входного напряжения в сигнальной цепи АЦП. Входным сиг-

налом для АЦП может быть датчик, сигнал от какого-либо источника или сигнал обратной связи в контуре управления. Хорошо известно, что в традиционных сигма-дельта АЦП с дискретным временем преобразования (АЦП DTSD) или поразрядных АЦП (АЦП SAR) схема выборки и хранения (УВХ) на сигнальном входе и на входе опорного сигнала представляет собой переключаемую емкостную нагрузку. В режиме выборки конденсатор заряжается от источника входного сигнала, а в режиме хранения он должен сохранять значение сигнала выборки. На каждом фронте тактового сигнала при коммутации конденсатора образуется скачок тока (kickback current), как показано на рис. 1, а.

Большинство датчиков и опорных источников не защищены от выбросов тока при заряде/разряде

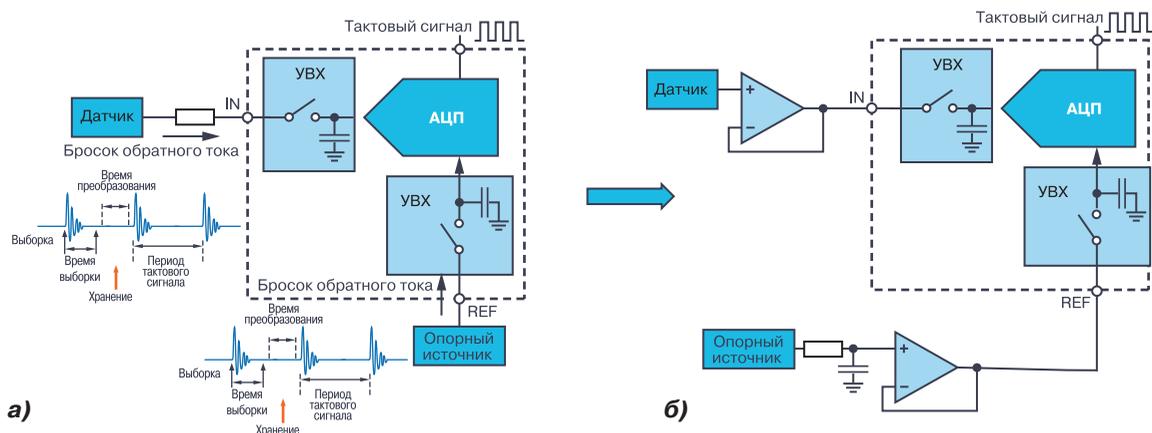


Рис. 1. Скачок или выброс тока на конденсаторе на сигнальном входе и входе опорного сигнала (а) в традиционном АЦП, и (б) защита источника входного сигнала и опорного источника от выброса тока (б)

* Kawle A., Maurino R. CTSD Precision ADC – Part 4: Ease of ADC Input and Reference Drive Simplify Signal Chain Design. Analog Dialog, Vol. 55, N 2, May, 2021. www.analog.com.

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова

конденсатора УВХ. Поэтому при прямом подключении их к АЦП существует высокая вероятность искажения входного или опорного сигнала. Одним из известных решений, позволяющих исключить такие искажения, является использование буферного каскада, как показано на рис. 1,б. Это, в свою очередь, требует высокой скорости нарастания выходного сигнала широкополосного усилителя для поддержки необходимого тока заряда/разряда в пределах тактового цикла. Одновременно с буферным каскадом на входе АЦП следует включить сглаживающий фильтр нижних частот. Поэтому при разработке схемы сигнальных цепей АЦП необходимо учитывать противоречивые требования по обеспечению скорости нарастания входного сигнала и ослабления высокочастотных составляющих. Пример такой цепи для АЦП DTSD показан на рис. 2.

Входная цепь состоит из измерительного усилителя, который связывает датчик с дифференциальным усилителем. Входной усилитель защищает датчик от влияния входной цепи АЦП. Например, синфазный сигнал датчика может быть очень высоким, до 10 вольт. Но большинство дифференциальных усилителей и АЦП не поддерживают такое высокое входное синфазное напряжение. Еще одно преимущество измерительного усилителя состоит в том, что он имеет высокий входной импеданс. К драйверам входного и опорного сигналов предъявляют противоположные требования: с одной стороны, требуется от них высокая полоса пропускания для быстрого установления сигнала на выходе, с другой стороны, требуется ограничение полосы пропускания при фильтрации шума и сигналов помех. Как по-

казано в статье (А. Кауле. Сигма-дельта АЦП со следящей архитектурой. Часть 2: Анализ архитектурных и схемотехнических решений. ЭКИС, № 2, 2021), АЦП с CTSD архитектурой можно представить как сигма-дельта АЦП с резистивным входом и резистивной нагрузкой в цепи опорного сигнала. Это означает отсутствие жестких требований к пропускной способности и скорости нарастания выходного сигнала в схеме интерфейса. В традиционной схеме сигнальной цепи внешний фильтр для ослабления шумов и помех является дополнительной проблемой для разработчиков, в то время как АЦП с CTSD архитектурой не нуждаются во внешнем фильтре. Благодаря резистивному входу АЦП CTSD его входная цепь может быть существенно упрощена, и датчик может быть непосредственно подключен к входу АЦП, как показано на рис 3 (слева). Все вышесказанное относится и к цепи опорного сигнала. Упрощенная схема АЦП CTSD с усилителем показана на рисунке 3 (справа).

На рис. 4 показана осциллограмма скачков тока заряда/разряда на входе АЦП DTSD и на входе АЦП CTSD.

Представляет интерес рассмотреть величину входного импеданса R_{IN} при проектировании входного драйвера АЦП. В преобразователе AD4134, который представляет собой АЦП CTSD архитектурой с динамическим диапазоном 108 дБ при опорном напряжении 4 В, входной импеданс АЦП составляет 6 кОм. При подаче на вход этого АЦП дифференциального напряжения 8 В пиковый ток составит 1.3 мА. Если датчик может обеспечить такой входной ток преобразователя, то его можно непосредственно

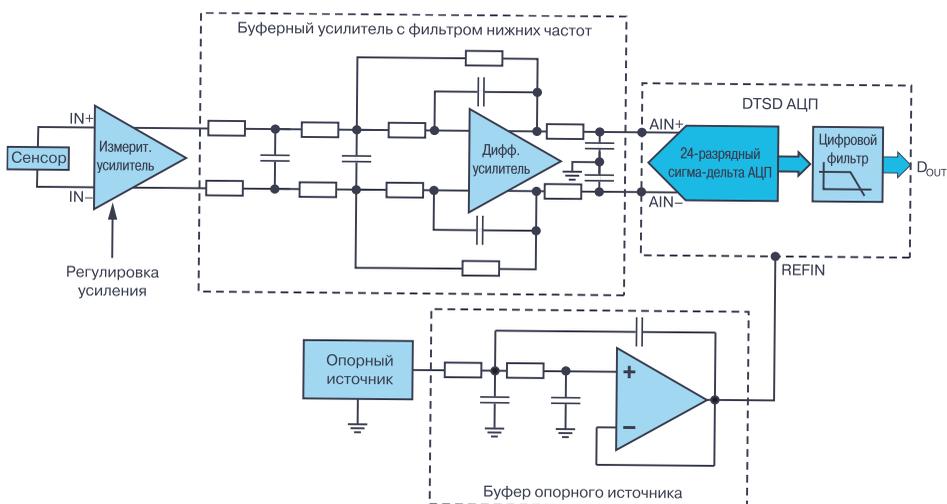


Рис. 2. Цепи входного и опорного сигналов для сигма-дельта с дискретной архитектурой или АЦП DTSD

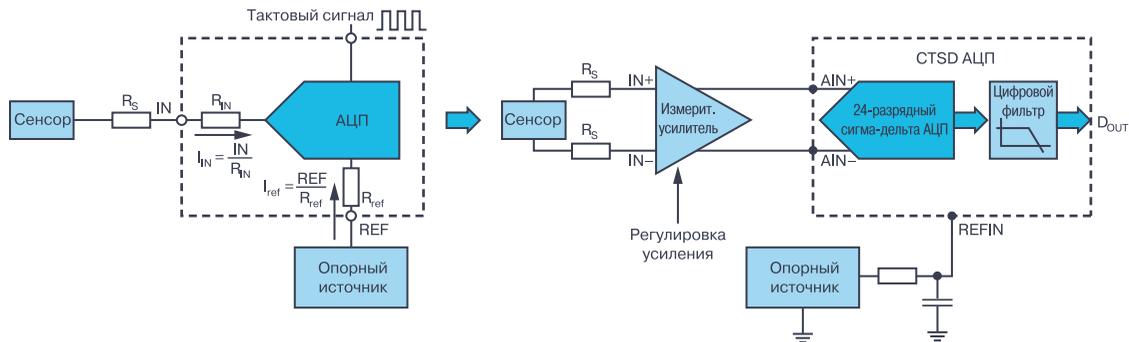


Рис. 3. Подключение датчика и опорного источника к АЦП с CTSD архитектурой

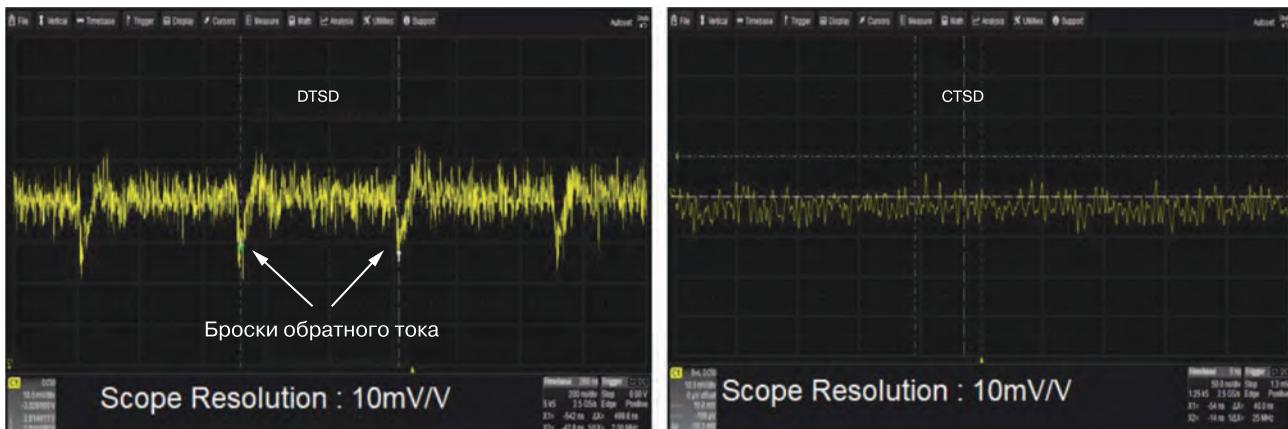


Рис. 4. Скачки токов заряда/разряда на входе АЦП DTSD (слева) и АЦП CTSD (справа)

подключить к АЦП. Условия, при которых для управления такой резистивной нагрузкой потребуются внешний усилитель, следующие:

1. Датчик не может обеспечить пиковый ток 1.3 мА.
2. Напряжение на выходе датчика надо усилить или ослабить.
3. Необходимо защитить датчик от влияния входной цепи АЦП.
4. Датчик имеет большое выходное сопротивление.
5. Датчик удален от АЦП на значительное расстояние и нужно ослабить влияние сопротивления соединительных проводов на точность преобразования.

Поскольку нагрузка буферного усилителя является резистивной, критерии выбора этого усилителя, следующие:

1. Чтобы избежать ослабления сигнала, выходное сопротивление датчика должно быть согласовано с входным сопротивлением усилителя.
2. Выходное сопротивление датчика должно быть достаточным для управления резистивной

входной нагрузкой АЦП.

3. Лучше всего для решения этой задачи подходят усилители с дифференциальным выходом.

4. Желательно выбирать усилитель с программируемым усилением, чтобы в полной мере использовать динамический диапазон АЦП.

При отсутствии жестких требований к скорости нарастания выходного сигнала и ширине полосы пропускания буферного каскада для АЦП CTSD в компании Analog Devices имеется широкий выбор усилителей для проектирования таких буферных каскадов. Например, для преобразователя AD4134 одним из вариантов входного усилителя с программируемыми параметрами усиления и дифференциальным выходом является ИМС LTC6373. Этот усилитель обеспечивает высокое входное сопротивление и имеет параметры шума и линейности, сопоставимые с аналогичными параметрами преобразователя AD4134. Схема преобразователя с буферным каскадом на входе приведена на рис. 5.

Другим примером усилителя на входе АЦП является низковольтная схема буферного каскада на основе дифференциального усилителя типа

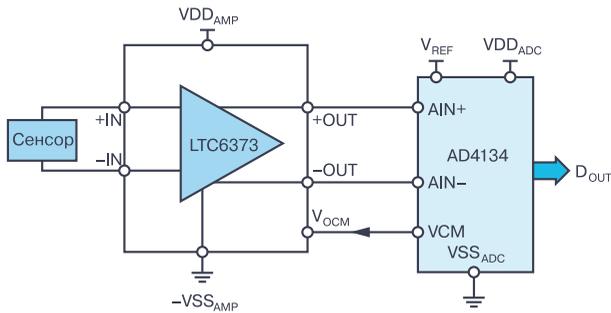


Рис. 5. АЦП CTSD типа AD4134 с буферным усилителем LTC6373 на входе

LTC6363-0.5/LTC6363-1/LTC6363-2, как показано на рис. 6.

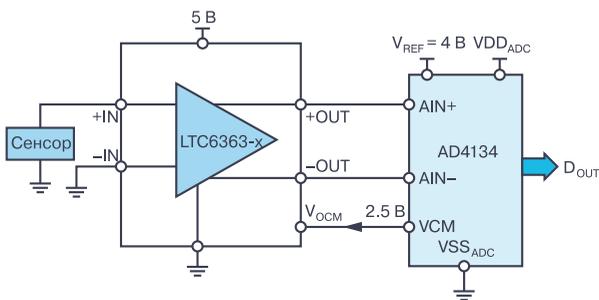


Рис. 6. АЦП CTSD типа AD4134 с буферным усилителем LTC6363-х

На рис. 7 приведена схема буферного каскада АЦП на основе несимметричных усилителей с преобразованием входного несимметричного сигнала в выходной симметричный сигнал.

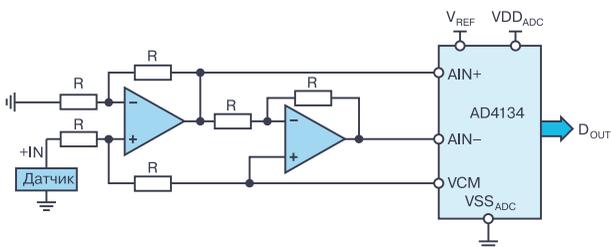


Рис. 7. Буферный каскад с преобразованием несимметричного сигнала датчика в выходной симметричный сигнал

Перечень некоторых усилителей, совместимых с преобразователем AD4134:

1. Операционные усилители: ADA4625-2, ADA4610-2, AD8605 и ADA4075-2.
2. Дифференциальные усилители: ADA4940-2, LTC6363 и ADA4945-1.
3. Измерительный усилитель: AD8421.

Руководство по выбору усилителя компании Analog Devices поможет разработчику выбрать оп-

тимальный усилитель для решения конкретной задачи. Например, для устройств с высокой линейностью, таких как системы тестирования аудиоаппаратуры, рекомендуется усилитель ADA4945-1.

Для фотодиодных датчиков, которые имеют высокое выходное сопротивление, целесообразно использовать трансимпедансный усилитель типа ADA4610-2.

Поскольку входной интерфейс значительно упрощен в АЦП CTSD-архитектурой, представляет интерес рассмотреть аналогичные решения для драйверов опорных источников. Для этого представим выходной код АЦП через входное и опорное напряжения в соответствии с выражением (1):

$$D_{OUT} = V_{IN} \frac{2^N}{V_{REF_ADC}}, \quad (1)$$

где V_{IN} – входное напряжение АЦП, V_{REF_ADC} – опорное напряжение АЦП, N – число двоичных разрядов АЦП, D_{OUT} – выходной код АЦП.

Основные влияющие факторы на точность АЦП:

Отношение сигнал/шум (SNR). Основными источниками шума АЦП являются входная цепь, компоненты АЦП и опорный источник, включая схему его подключения к АЦП. Опорный источник с буферным каскадом обычно имеет более высокий уровень шума, чем собственно АЦП. Общий шум на выходе буферного каскада опорного источника может быть записан следующим образом:

$$Total\ Reference\ Noise = Noise_{density} \sqrt{Noise\ Bandwidth}. \quad (2)$$

Нельзя повлиять на плотность шума, поскольку она фиксирована для конкретного выбранного опорного источника, включая буферный каскад. Единственный регулируемый параметр в выражении (2) – это ширина полосы шума (NBW). Чтобы снизить уровень шума опорного источника, можно уменьшить его полосу. Обычно это делается путем включения RC-фильтра нижних частот первого порядка в цепь опорного источника, как показано на рис. 8.

Для RC-фильтра первого порядка ширина полосы шума NBW определяется как:

$$NBW = \frac{1}{2\pi RC} \times \frac{\pi}{2} = \frac{1}{4RC}. \quad (3)$$

Ток опорного источника I_{ADC} , протекающий через резистор фильтра R , вызывает падение напряжения, которое изменяет заданное опорное напряжение на опорном входе АЦП. Поэтому рекомендуется

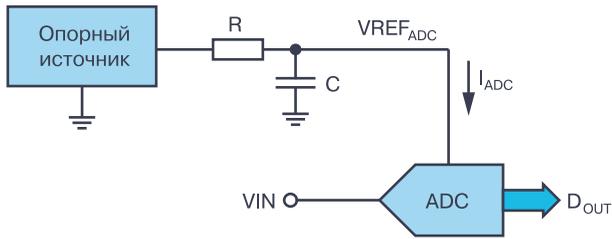


Рис. 8. Схема включения фильтра на выходе опорного источника

выбирать малую величину сопротивления R и большое значение емкости C, чтобы удовлетворить требованиям к ширине полосы шума.

Погрешность усиления: как видно из уравнения (1), $VREF_{ADC}$ определяет наклон передаточной характеристики АЦП. Этот наклон также называют коэффициентом усиления АЦП. Таким образом, при изменении напряжения опорного источника изменяется и коэффициент усиления АЦП.

Линейность: для традиционных АЦП с DTSD архитектурой и поразрядных АЦП время установления тока опорного источника зависит от величины и длительности коммутационного выброса тока в УВХ. Следовательно, если ток опорного источника не успевает во время установиться с заданной точностью, возникает погрешность линейности АЦП. Напряжение $VREF_{ADC}$ может быть представлено выражением:

$$\begin{aligned} VREF_{ADC} &= (VREF - RI_{ADC}) = \\ &= VREF + aV_{IN}^2 + bV_{IN}^3 + cV_{IN}^3. \end{aligned} \quad (4)$$

Исходя из выражения (1), точность выходного кода D_{OUT} АЦП зависит от погрешностей входной цепи и цепи опорного сигнала, причем для традиционных АЦП должны соблюдаться жесткие требования к скорости нарастания выходного сигнала буфера и его пропускной способности. Если проанализировать отношение сигнал/шум и линейность АЦП, можно увидеть, что к опорному источнику с буферным каскадом предъявляются весьма противоречивые требования.

С одной стороны, требуется низкая пропускная способность для шума опорного источника, а с другой стороны, необходима высокая пропускная способность для более быстрого установления выходного напряжения буфера опорного источника. Некоторые из новых АЦП DTSD и поразрядных АЦП содержат встроенный буфер, чтобы упростить проектирование интерфейсных цепей, но это решение увеличивает потребление АЦП и снижает его про-

изводительность.

Поскольку АЦП с CTSD архитектурой не нуждается в буферном каскаде благодаря резистивному входу, его применение свободно от недостатков, присущих преобразователям с традиционной архитектурой. Таким образом, применение АЦП с CTSD архитектурой упрощает требования к буферным каскадам. Это дает возможность подключать источник сигнала и опорный источник непосредственно к АЦП. Для уменьшения шума опорного источника может быть использован простой RC-фильтр, как показано на рис. 9. Результатом такого применения фильтра является постоянное падение напряжения на резисторе без добавления зависимых от входного тока членов, как это следует из выражения (4) для $VREF_{ADC}$. В АЦП с CTSD-архитектурой предусмотрена возможность цифровой коррекции погрешности усиления в зависимости от значения R и напряжения на опорном выводе.

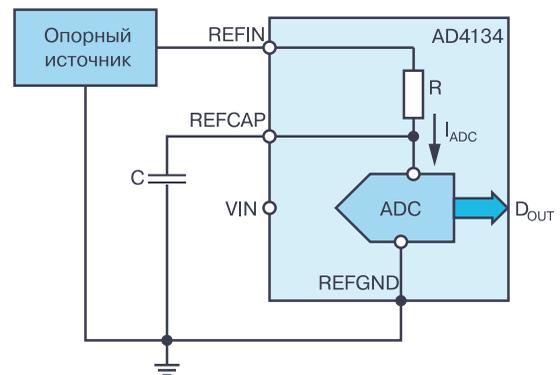


Рис. 9. Прямое подключение источника опорного сигнала к АЦП с CTSD архитектурой

Несмотря на то, что в АЦП с CTSD-архитектурой предусмотрена цифровая коррекция для компенсации падения напряжения на резисторе R, можно задаться вопросом, ограничит ли это максимальный диапазон АЦП CTSD, поскольку полученное на опорном входе значение опорного напряжения будет меньше заданного. Например, если V_{REF} опорного источника установлен на уровне 4,096 В, а ток опорного источника равен 6 мА, то при сопротивлении фильтра R, равного 20 Ом, напряжение на опорном входе АЦП составит 3,967 В. Этот случай предусмотрен в рассматриваемом преобразователе AD4134, который обеспечивает преобразование входного напряжения, превышающее на несколько мВ опорное напряжение на соответствующем выводе АЦП. В преобразователе AD4134 этот расширенный диапазон ограничивает номинальное сопро-

тивление резистора фильтра до 25 Ом, а значение емкости конденсатора фильтра выбирается, исходя из расчетной ширины полосы шума.

ВЫВОДЫ

АЦП CTSD архитектурой позволяет упростить обеспечение требуемой точности преобразования

и снизить требования к схеме интерфейса как в сигнальной цепи, так и в цепи опорного сигнала. Применение этих преобразователей вместо АЦП с традиционной архитектурой позволит повысить точность, снизить сложность, уменьшить энергопотребление и стоимость изделий на их основе.



[От ремесла к искусству]

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

■ проектирование

Проектирование печатных плат в НПФ VD MAIS – это:

- многолетний опыт конструирования и знание специфики:
 - разработки электронных устройств
 - технологии производства печатных плат
 - различных CAD-CAM систем проектирования (P-CAD, Mentor Graphics, CAM-350 и пр.)
- полная реализация возможностей изготовителя печатных плат и контрактного производства VD MAIS
- качество работы, соответствующее ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016.

VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ+
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS
PCB Professionally

тел.: (044) 201-0202, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (095) 283-8246, (048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmαιs.ua, www.vdmαιs.ua

С Новым Годом

уважаемые подписчики и читатели нашего журнала!

В 2022 году журнал “Электронные компоненты и системы” будет выпускаться в электронном виде.

Для оформления бесплатной подписки достаточно прислать по электронной почте на адрес ekis@vdmαιs.ua заявку с указанием: Фамилии Имени Отчества, адреса электронной почты, названия организации, в которой Вы работаете, и города, в котором она располагается.

Подписчики журнала предыдущих лет остаются в списках и будут получать рассылку журнала автоматически.



Технологические материалы фирм AIM и Electrolube



ELECTROLUBE
THE SOLUTIONS PEOPLE

www.aimsolder.com

www.electrolube.com



VD MAIS – офіційний дистриб'ютор компаній AIM і Electrolube в Україні

тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (032) 245-5478,
(095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmαιs.ua, www.vdmαιs.ua

ВЫБОР СТРУКТУРЫ АЦП ДЛЯ СИСТЕМОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ *

ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER ARCHITECTURES AND CHOICES FOR SYSTEM DESIGN

В статье рассмотрены четыре основные структуры АЦП, используемые при системном проектировании для различных приложений.

Abstract – In the article it is described four major circuit architectures used in A/D converter design and outline the role they play in converter choice for various kinds of applications.

Б. Блэк

B. Black

Настоящая статья написана более 20 лет назад, но является и сейчас актуальной при проектировании современных устройств и систем с применением АЦП различной структуры.

Сегодня на рынке электронных компонентов существует огромное количество АЦП с разными разрешением, полосой пропускания, точностью, структурой, типами корпусов, требованиями к питанию и температурным диапазонам, отличающихся множеством спецификаций, которые охватывают широкий спектр требований к производительности. Также существует множество приложений для систем сбора и обработки данных, средств коммуникаций, измерительных и медицинских приборов и ко всем из них, как правило, предъявляются разные требования.

Что касается структуры АЦП, то в некоторых приложениях может использоваться практически любая структура; для других применений возможен выбор оптимальной структуры. В некоторых случаях выбор структуры АЦП достаточно прост, потому что использование одной из возможных структур дает явное преимущество перед другими.

Например, конвейерные преобразователи наиболее предпочтительны для приложений, требующих производительность более 5 миллионов преобразований в секунду с хорошим разрешением. Сигма-дельта АЦП обычно являются лучшим выбором для задач с высоким разрешением, не менее 20 двоичных разрядов.

Но в ряде случаев и сигма-дельта АЦП, и поразрядные преобразователи могут иметь одинаковые разрешение, например, 16 разрядов, и производительность, например, 200 тысяч преобразований в секунду. Тем не менее, различия в их базовой структуре делают тот или иной вариант лучшим выбором

в зависимости от применения. Наиболее распространенные на сегодня структуры выпускаемых преобразователей, – это поразрядные АЦП или АЦП последовательного приближения (SAR), параллельные или флэш-АЦП (Flash), конвейерные или pipeline АЦП, и сигма-дельта АЦП.

Для всех преобразователей требуется один или несколько тактов, включающих сравнение входного сигнала с эталоном. На рис. 1 показано, как перечисленные структуры различаются в зависимости от количества используемых компараторов и количества тактов сравнения, необходимых для выполнения полного цикла преобразования.

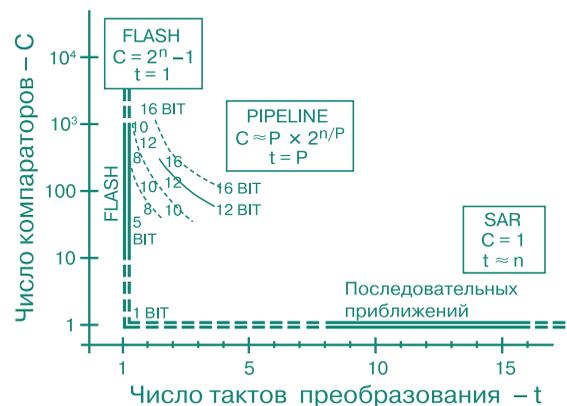


Рис. 1. Зависимость числа компараторов от количества тактов преобразования для разных структур АЦП

Преимущество параллельных АЦП (рис. 2) заключается в том, что они преобразуют входной аналоговый сигнал в цифровой код практически за один такт, который и равен циклу преобразования, если пренебречь временем на декодирование термометрического кода на выходе компараторов в двоичный код. Недостатком таких АЦП является то,

* **Black B. Analog-to-Digital Converter Architectures and Choices for System Design.** www.analog.com/TechnicalArticle. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова

что в них используется большое число тщательно согласованных компараторов, причем для повышения частоты преобразования эти компараторы должны обладать высоким быстродействием, а значит, и высоким энергопотреблением. Поскольку число компараторов, необходимых для АЦП с n -разрядным разрешением, равно $2^n - 1$, то такие АЦП в виду сложности обладают невысоким разрешением. Например, 8-разрядный АЦП требует 255 компараторов, а 16-разрядный – уже 65 535 компараторов. Поэтому разрядность современных параллельных АЦП в интегральном исполнении не превышает 6-8 двоичных разрядов.

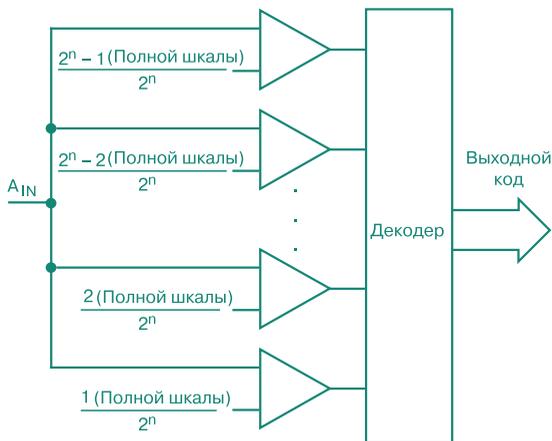


Рис. 2. Базовая структура параллельного или флэш-АЦП

Конвейерная (pipeline) структура (рис. 3) позволяет преодолеть ряд недостатков параллельных преобразователей. Конвейерный преобразователь включает несколько параллельных АЦП, заменяя операцию кодирования в один такт на несколько тактов преобразования в соответствии с использованием в своем составе нескольких малоразрядных параллельных АЦП. Каждый из параллельных преобразователей, как показано на рисунке 3, состоит из схемы выборки и хранения (УВХ), m -разрядного параллельного АЦП и m -разрядного ЦАП.

Сначала УВХ первой линейки параллельного АЦП запоминает и хранит входной сигнал. Затем m -разрядный параллельный преобразователь кодирует этот сигнал с малым разрешением. Полученный в результате преобразования код подается на вход m -разрядного ЦАП, который в результате обратного преобразования формирует на своем выходе аналоговый сигнал. Этот сигнал вычитается из исходного входного сигнала, который хранится на выходе УВХ. Разностный аналоговый сигнал усиливается и

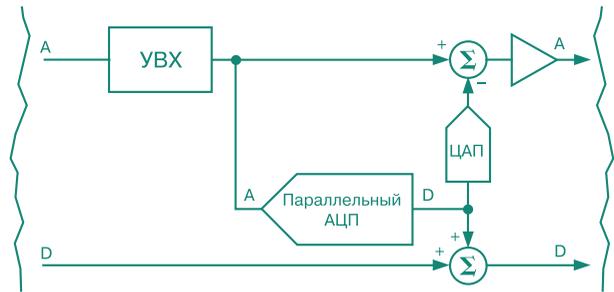


Рис. 3. Базовая структура одной ступени конвейерного или pipeline АЦП

подается на следующую линейку параллельного АЦП. Процесс преобразования может повторяться столько раз, сколько параллельных АЦП содержится в составе конкретного конвейерного преобразователя. АЦП с разрешением $n = p \cdot m$ разрядов (где p – количество m -разрядных АЦП), использует число компараторов, равное $p \cdot 2^{m-1}$.

Например, 2-ступенчатый конвейерный преобразователь с 8-разрядным разрешением требует не более 30 компараторов, а 4-ступенчатый 16-разрядный АЦП – всего 60 компараторов, что на много меньше числа компараторов в параллельном АЦП.

На практике, однако, каждая линейка параллельного АЦП должна иметь дополнительные разряды для коррекции погрешности, вызванной рассогласованием параметров параллельных преобразователей. За этот выигрыш в оборудовании приходится рассчитывать дополнительные такты преобразования и, как следствие, снижением быстродействия конвейерного АЦП по сравнению с быстродействием параллельного преобразователя.

Таким образом, конвейерные преобразователи имеют более высокое разрешение, чем параллельные преобразователи, содержащие такое же количество компараторов. Это происходит за счет увеличения общего времени преобразования (цикла преобразования) с одного такта до p тактов, включая время на выборку и хранение и обратное цифро-аналоговое преобразование. Но поскольку в каждом цикле преобразования производится выборка и хранение, малоразрядные параллельные АЦП после некоторой начальной задержки, равной p тактов, начинают работать одновременно. Отсюда, общая производительность конвейерного АЦП в одноканальном режиме может достигать производительности параллельного преобразователя.

Поразрядные АЦП или преобразователи с SAR-структурой содержат один компаратор, а число тактов преобразования в этих АЦП равно количеству

цифровых двоичных разрядов. Базовая структура поразрядного преобразователя приведена на рис. 4.

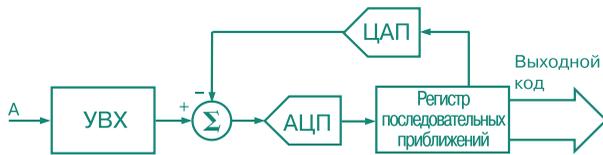


Рис. 4. Базовая структура поразрядного преобразователя или преобразователя с SAR-структурой

В поразрядном АЦП используется один компаратор, но для достижения n-разрядного разрешения в нем требуется использовать n тактов сравнения, в то время как для конвейерного преобразователя число тактов равно p, а в параллельном АЦП преобразование выполняется за один такт. Исходя из этого, поразрядные АЦП используются для преобразования входных сигналов более низкой частоты по сравнению с параллельными или конвейерными АЦП, работающими, как правило, с ВЧ сигналами. При использовании поразрядных АЦП, впрочем, как и конвейерных АЦП, необходимо учитывать наложение спектров ложных сигналов на полезный сигнал при дискретизации, что требует применения на входе таких преобразователей сложных фильтров нижних частот.

АЦП с сигма-дельта структурой использует отличный принцип преобразования по сравнению с рассмотренными ранее структурами АЦП. Типовой сигма-дельта преобразователь состоит из интегратора, компаратора и одноразрядного ЦАП, как показано на рис. 5.

Выходной сигнал ЦАП вычитается из входного аналогового сигнала. Результирующий сигнал затем интегрируется, и выходное напряжение интегратора преобразуется компаратором в одноразрядный цифровой сигнал (1 или 0). Результирующий разряд подается на вход одноразрядного ЦАП, а выходной сигнал ЦАП вычитается из входного сигнала АЦП. Этот процесс с обратной связью выполняется с

очень высокой частотой или частотой передискретизации, во много раз превышающей частоту Найквиста. Поток цифровые данные с выхода АЦП представляет собой набор единиц и нулей, а цифровой код входного сигнала пропорционален плотности цифровых данных, поступающих с выхода компаратора. Эти данные затем подвергаются цифровой фильтрации и прореживанию или децимации для получения на выходе АЦП кода в двоичном формате.

Одной из основных особенностей сигма-дельта АЦП является преобразование большого низкочастотного шума в широкополосный шум за счет передискретизации, благодаря чему большая часть низкочастотного шума сдвигается в полосу высоких частот и выходит за пределы полосы полезного сигнала.

В результате сигма-дельта АЦП широко используются для кодирования с высоким разрешением узкополосных процессов. Кроме того, поскольку входной сигнал дискретизируется со сверхвысокой частотой передискретизации в отличие от других структур АЦП, то требования к внешним фильтрам нижних частот для ослабления ложных сигналов наложения значительно упрощаются.

Ограничением в применении сигма-дельта АЦП является наличие начальной задержка, которая значительно больше, чем для других типов преобразователей. Этот недостаток можно ослабить или совсем устранить при повышении порядка интегратора и внесении других усложнений в конкретную схему сигма-дельта преобразователя, а также путем замены дискретной структуры сигма-дельта АЦП следящей структурой.

Проиллюстрируем приведенные выше рассуждения следующими примерами:

Пример 1: Рассмотрим систему, для которой необходим 16-разрядный АЦП с четырьмя независимыми входными каналами и полосой пропускания от постоянного тока до 15 кГц, 15 кГц, 15 кГц и 45 кГц для каждого канала соответственно. Общая производительность для выборки этих сигналов по критерию

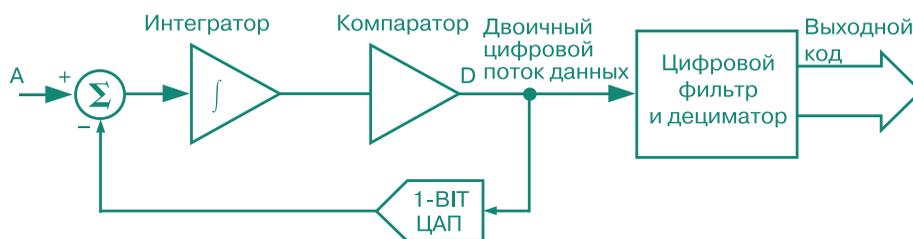


Рис. 5. Типовая структура сигма-дельта АЦП

Найквиста составляет ($2 \times 15 + 2 \times 15 + 2 \times 15 + 2 \times 45$) или суммарно 180 тысяч преобразований в секунду.

На первый взгляд, поразрядный преобразователь AD974, сигма-дельта АЦП AD7722 и конвейерный AD9260 имеют требуемую производительность. Но, как обсуждалось выше, внутренняя задержка сигма-дельта преобразователя ограничивает его эффективную пропускную способность при переключении каналов. Отметим, что эффективная пропускная способность или производительность многоканального АЦП определяется при переключении каналов преобразователя в каждом цикле преобразования. В табл. 1 сравнивается общая пропускная способность и эффективная пропускная способность для каждого типа преобразователя с указанием необходимого количества преобразователей каждого типа для решения поставленной задачи.

Независимо от количества каналов поразрядный многоканальный АЦП AD974 обеспечивает производительность 200 тысяч преобразований в секунду. Преобразователи AD7722, и AD9260 из-за задержки в каждом цикле преобразования, вызванной переключением входных каналов, имеют существенное уменьшение эффективной производительности или пропускной способности. Так, пропускная способность AD7722 составляет 195 тысяч преобразований в секунду при одноканальном преобразовании, но при преобразовании входных сигналов по четырем каналам она снижается до 2,3 тысяч преобразований в секунду.

Чтобы использовать такой АЦП для решения поставленной задачи, потребуются четыре преобразователя данного типа – по одному на канал. AD9260 сочетает в себе конвейерный и сигма-дельта методы преобразования. Его пропускная способность составляет 2,5 Мбит/с. Но в поставленной задаче время установления, которое составляет 13,35 мкс, ограничивает эффективную пропускную способность этого АЦП до 75 тысяч преобразований в секунду. Поэтому для решения поставленной задачи потребуется как минимум три преобразователя.

Пример 2: рассмотрим задачу, для которой один входной сигнал с полосой 90 кГц необходимо преобразовать в 16-разрядный код. В этом случае все три преобразователя из табл. 1 будут обеспечивать заданный режим преобразования. Поэтому выбор оптимальной структуры следует делать исходя, например, из стоимостных или массогабаритных параметров АЦП.

Пример 3: рассмотрим задачу, для решения которой требуется 16-канальный АЦП с полосой пропускания от постоянного тока до 100 кГц в каждом канале и разрешением не менее 14 разрядов. Три АЦП, обеспечивающие преобразование с такими параметрами, включают поразрядный АЦП AD7865, сигма-дельта АЦП AD7722 и конвейерный АЦП AD9240. Общая пропускная способность по критерию Найквиста составляет $2 \times 100 \text{ кГц} \times 16 = 3.2 \text{ млн. преобразований/с}$. В табл. 2 приведена производительность каждого типа преобразователя.

Таблица 1. Производительности разных структур многоканальных 16-разрядных АЦП

Тип АЦП	Структура АЦП	Производительность 16-разрядного АЦП, число преобразований в секунду	Эффективная производительность многоканального 16-разрядного АЦП, число преобразований в секунду	Число АЦП для решения поставленной задачи
AD974	Поразрядный	200 000	200 000	1
AD7722	Сигма-дельта	195 000	2 300	4
AD9260	Конвейерный/сигма-дельта	2500 000	75 000	3

Таблица 2. Производительности разных структур 16-канальных 14-разрядных АЦП

Тип АЦП	Структура АЦП	Производительность 14-разрядного АЦП, число преобразований в секунду	Эффективная производительность многоканального 14-разрядного АЦП, число преобразований в секунду	Число АЦП для решения поставленной задачи
AD7865	Поразрядный	416 000	416 000	8
AD7722	Сигма-дельта	220 000	2.3 000	16
AD9240	Конвейерный	10 000 000	10 000 000	1

Из трех преобразователей только конвейерный АЦП AD9240 имеет пропускную способность, необходимую для преобразования входных сигналов по 16 каналам с заданным разрешением. Поразрядный АЦП AD7865 имеет достаточную пропускную способность для двухканального режима, а при использовании сигма-дельта АЦП AD7722 необходим один преобразователь на канал, т.е. для решения поставленной в примере задачи потребуется 16 преобразователей этого типа.

В табл. 3 ранжированы обобщенные параметры рассмотренных структур АЦП. Оценка 1 для парамет-

ра в этой таблице указывает на то, что данная структура преобразователя лучшая в этой категории. Оценка + указывает на то, что данная структура АЦП имеет указанную особенность.

ВЫВОДЫ

Рассмотренные на конкретных примерах подходы к выбору оптимальной структуры АЦП для разных системных применений позволят разработчикам использовать в своих изделиях лучшие решения с минимизацией аппаратных затрат.

Таблица 3. Обобщенные параметры структур АЦП

Параметр	Тип АЦП			
	Параллельный	Конвейерный	Поразрядный	Сигма-дельта
Пропускная способность	1	2	3	4
Разрешение	4	3	2	1
Задержка преобразования	1	3	2	4
Использование в многоканальном преобразовании	1	2	1	3
Использование в многоканальном преобразовании непериодических сигналов	1	2	1	3
Возможность упрощения фильтра защиты от спектров наложения	-	-	-	+
Возможность повышения разрешения путем усреднения с подмешиванием шума	+	+	+	-

ОФИСНЫЙ ЦЕНТР VD MAIS

Если Вам необходимо провести семинар, тренинг или презентацию, добро пожаловать в офисный центр НПФ VD MAIS!

К Вашим услугам современный конференц-зал площадью 300 кв.м, рассчитанный на 250 мест, который идеально подходит для проведения тренингов, семинаров и конференций. Для ведения деловых встреч имеются комнаты для переговоров. Офисный центр расположен в живописном парке "Отрадный". Зал оборудован мультимедийным проектором, микрофоном, LCD-монитором, компьютером, удобной мебелью, системой кондиционирования и гардеробной. Возможна организация "кофе-паузы", а также обедов в ресторане "VD Restaurant Park".



Обращаться по адресу: г. Киев, ул. М. Донца 6
 info@vdmajs.ua
 тел.: +38 (044) 277-22-00 (администратор ресторана)
 +38 (044) 201-02-02 (многоканальный телефон, секретариат бизнес-центра)

ОПТИМИЗАЦИЯ СИГНАЛЬНОЙ ЦЕПИ С ПОМОЩЬЮ СЛЕДЯЩЕГО СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП *

HOW TO DESIGN A BETTER PULSE OXIMETER

В статье показано благодаря чему сигма-дельта АЦП с CTSD-архитектурой позволяют упростить сигнальную цепь.

Б. Рейсс

Abstract - The article shows how sigma-delta ADCs with CISC architecture can simplify the signal circuit.

B. Reiss



Вопрос:

Почему следящий сигма-дельта АЦП позволяет оптимизировать и упростить сигнальную цепь?

Ответ:

Следящий сигма-дельта АЦП (CTSD) в отличие от других структур преобразователей данных обеспечивает возможность оптимизации и упрощения сигнальной цепи. Многие из современных приложений требуют миниатюрных размеров без снижения производительности и точности преобразования. Разработчики часто ищут компромисс при решении этой проблемы. Например, уменьшение размеров может быть достигнуто за счет увеличения уровня шума или снижения точности преобразования.

Применение следящего сигма-дельта АЦП позволяет решить эту проблему без ухудшения параметров преобразования входного сигнала. Для достижения оптимальной производительности преобразования входного сигнала все элементы в сигнальной цепи должны быть хорошо согласованы. Обычно в сигнальной цепи между сенсором и традиционным АЦП используется несколько дополни-

тельных компонентов. К ним относятся измерительные усилители, опорные источники, драйверы АЦП, фильтры и др. От выбора оптимального драйвера такого АЦП или фильтра зависит точность преобразования входного сигнала в целом.

Одним из способов оптимизации сигнальной цепи является использование следящего сигма-дельта АЦП, позволяющего уменьшить размеры проектируемого устройства без потери качества преобразования. Применив следящий сигма-дельта АЦП, можно напрямую управлять преобразованием входного сигнала без использования дополнительных усилителей, драйверов и других компонентов. Кроме того, такое решение позволяет упростить входной фильтр.

На рис. 1 показана разница в схемах входной сигнальной цепи традиционного АЦП с дискретным временем преобразования (DT-ADC) и следящим преобразователем с CTSD-структурой. По сравнению с традиционной структурой новое решение, как показано на рис. 2, позволяет уменьшить размеры проектируемого устройства не менее, чем на 30-40%.

В поразрядных или дискретных сигма-дельта АЦП используются переключаемые конденсаторы как на сигнальном входе, так и на входе опорного сигнала. Процесс преобразования включает режимы выборки и хранения, что соответствует заряду и разряду входной емкости АЦП. Следовательно, во входной цепи АЦП должен быть достаточной величины ток для заряда и разряда входной коммутируемой емкости, а также для поглощения обратного инжекционного заряда.

Многие сенсоры не могут обеспечить не-

* B. Reiss. A New, Better Way to Optimize a Signal Chain with a Continuous-Time Sigma-Delta Converter. Analog Dialogue, Vol 55, N 4, October 2021, www.analog.com.
Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

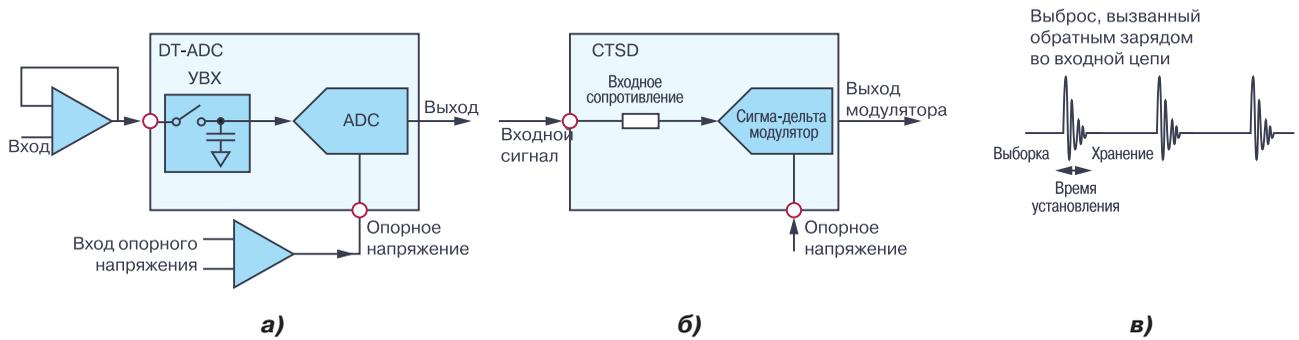


Рис. 1. Схематическое решение входной сигнальной цепи традиционного АЦП (а) или DT-ADC и следающего сигма-дельта АЦП (б) или преобразователя с CTSD-структурой; временная диаграмма выборки/хранения входного сигнала (в)

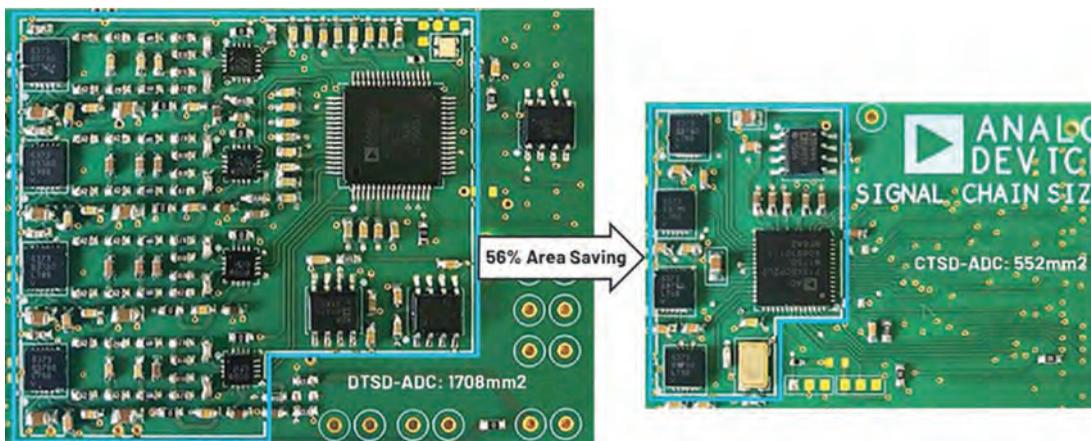


Рис. 2. Фотографии аналогичных по выполняемым функциям и параметрам преобразователей данных, выполненных на основе традиционного сигма-дельта АЦП (слева) и следающего сигма-дельта АЦП (справа)

обходимой величины токи и, следовательно, в сигнальную цепь между сенсором и АЦП необходимо включить дополнительный буферный каскад. Такой буфер должен иметь высокое быстродействие и высокую скорость нарастания для обеспечения быстрого времени установления сигнала на запоминающей емкости АЦП, как показано на рис. 1,в. Таким образом, требования к драйверу АЦП достаточно жесткие.

Следающий сигма-дельта АЦП, рис. 1,б, имеет резистивный вход и не требует применения дополнительного входного буферного каскада. Входной буферный каскад используется в нем только в случае, если сенсор имеет большой выходной импеданс, причем требования к такому буферу, как правило, не высоки. Еще одним преимуществом следающего сигма-дельта АЦП CTSD является наличие в нем свойства ФНЧ, так как выборка сигнала происходит не на входе модулятора, а на выходе петлевого фильтра. На вхо-

де традиционного АЦП необходимо использовать ФНЧ для ослабления ложных сигналов наложения, возникающих вследствие дискретизации.

Таким образом, следающие сигма-дельта АЦП обеспечивают оптимизацию и упрощение цепи входного сигнала благодаря резистивному входу и наличию свойства фильтрации ложных высокочастотных сигналов. Это позволяет упростить и оптимизировать входную сигнальную цепь за счет исключения дополнительных буферных каскадов, драйверов и ФНЧ. Следающий сигма-дельта АЦП AD4134 уже выпускается компанией Analog Devices. Его применение в новых разработках позволит улучшить качество преобразования входных сигналов и уменьшить размеры проектируемых на его основе устройств.

We make it *possible*

- диапазон рабочих температур от -90° до $+400^{\circ}$ C
- срок службы 30 лет



Цельнометаллические демпферы



Резиновые виброизоляторы



Силиконовые виброизоляторы



Цельнометаллические подушки



Тросовые амортизаторы



Малогабаритные
цельнометаллические
амортизаторы



Шнуры изоляции
электромагнитных волн



Пружинные изоляторы

Основным направлением работы фирмы Hutchinson является производство широкого ряда цельнометаллических демпферов (амортизаторов, виброизоляторов, виброопор), как малогабаритных – для различного вида электронного и навигационного оборудования, так и крупногабаритных – для различных областей применения.

Все изделия имеют широкий диапазон статической нагрузки и устойчивы к воздействию агрессивной среды, сохраняют свои характеристики в диапазоне температур от -90° до $+400^{\circ}$ C. Срок службы не менее 30 лет.

Рабочим телом демпферов является металлическая подушка, изготовленная из нержавеющей CrNi стальной арматурной проволоки.

VD MAIS – авторизованный торговый представитель фирмы Hutchinson Stop-Choc GmbH & Co. KG (Германия) в Украине
тел.: (044) 201-0202, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (095) 283-8246,
(048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

ПРОСТЫЕ ШАГИ ДЛЯ РАСЧЕТА ДРОЖАНИЯ (ДЖИТТЕРА) ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ ИЗОЛИРОВАННЫХ ПРЕЦИЗИОННЫХ И БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СИСТЕМ СБОРА ДАННЫХ *

THE EASY STEPS TO CALCULATE SAMPLING CLOCK JITTER FOR ISOLATED, PRECISION HIGH SPEED DAQS

Многие системы сбора данных требуют использования изолированной сигнальной цепи для обеспечения точности, надежности, безопасности, кодирования высокого синфазного напряжения, а также для исключения контуров заземления, которые вносят погрешность в результат преобразования. В статье содержатся рекомендации по расчету наиболее важных параметров таких систем.

Л. Пакуланан, Д. Гарлитос

Abstract – Many data acquisition (DAQ) applications require an isolated DAQ signal chain path for robustness, safety, high common-mode voltage, or to eliminate ground loops that can introduce an error into a measurement. The article contains recommendations for calculating some of the most important parameters of such systems.

L. Paculanan, J. Garlitos

Технология построения быстродействующих прецизионных систем сбора данных компании Analog Devices позволяет обеспечить высокую точность преобразования на переменном и постоянном токе без компромиссов между точностью преобразования на постоянном токе и высокой частотой дискретизации.

Однако для достижения высоких точностных характеристик на переменном токе, таких, как отношение сигнал/шум (SNR), необходимо учитывать погрешность, которую вносит дрожание (джиттер) сигналов тактовой частоты или частоты дискретизации, а также сигнала, управляющего выборкой и хранением УВХ (S&H) в составе АЦП. Джиттер сигнала управления УВХ вносит возрастающую погрешность с увеличением частоты входного сигнала.

Если цепь входного сигнала системы сбора данных изолирована, то сигнал управления УВХ, как правило, поступает через системную плату для синхронизации выборки одновременно в нескольких измерительных каналах. Важно выбрать цифровой изолятор с малым джиттером для того, чтобы сигнал, поступающий на управляющий вход УВХ, также имел малый джиттер. Изолирующий LVDS-интерфейс является наиболее предпочтительным выбором для прецизионных высокоскоростных АЦП, так

как он соответствует всем требованиям к обеспечению необходимой скорости передачи данных. Этот интерфейс, кроме того, обеспечивает минимальный уровень помех на шинах питания и земли системы в целом.

В статье рассматривается, как учитывать характеристики джиттера цифровых изоляторов LVDS компании Analog Devices и какие характеристики компонентов важны при проектировании изделий на основе прецизионных высокоскоростных микромодульных систем типа ADAQ23875. Рекомендации, изложенные в статье, применимы при проектировании высокоскоростных систем других типов с интерфейсом LVDS.

На рис. 1 показан типовой спектр выходной частоты неидеального генератора тактовых импульсов (ГТИ) с мощностью шума в полосе пропускания 1 Гц в зависимости от частоты. Фазовый шум определяется как отношение шума в полосе пропускания 1 Гц при заданном сдвиге частоты f_m по отношению к частоте f_0 .

Процесс дискретизации представляет собой умножение тактовой частоты или частоты дискретизации и аналогового входного сигнала. Это умножение во временной области эквивалентно свертке в частотной области. Следовательно, во время аналого-цифрового преобразования спектр частоты

* Paculanan L., Garlitos J. The Easy Steps to Calculate Sampling Clock Jitter for Isolated, Precision High Speed DAQs. Analog Dialogue, Vol. 55, N 4, 2021. www.analog.com.
Сокращенный перевод с английского и комментарии В.Романова.

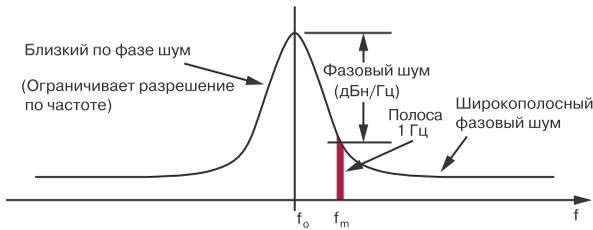


Рис. 1. Типовой спектр выходной частоты реального генератора тактовых импульсов с мощностью шума в полосе пропускания 1 Гц

дискретизации свертывается с синусоидальным входным сигналом, и, таким образом, джиттер на

частоте дискретизации или фазовый шум будет появляться в спектре БПФ выходных данных АЦП, как показано на рис. 2.

Примером изолированной прецизионной высокоскоростной системы сбора данных является микромодульная система ADAQ23875. На рис. 3 приведена функциональная схема этой системы с изоляцией входных каналов и общей системной платой для сопряжения с вычислительным модулем или модулем контроллера. Каждый измерительный канал системы сбора данных изолирован от системной платы гигабитным изолятором LVDS цифровых сигналов типа ADN4654.

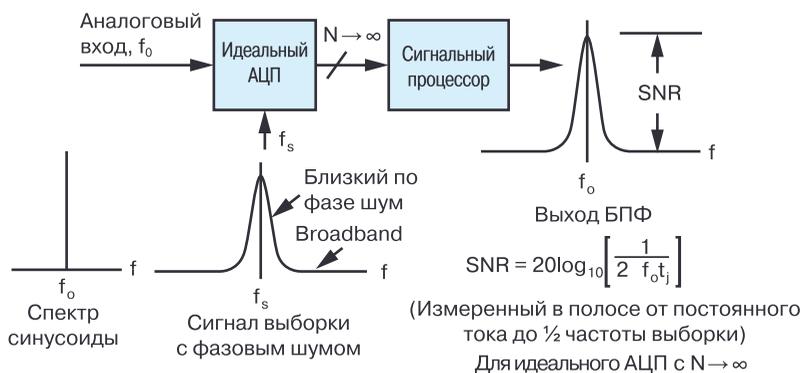


Рис. 2. Эффект выборки идеального синусоидального сигнала с фазовым шумом сигнала выборки

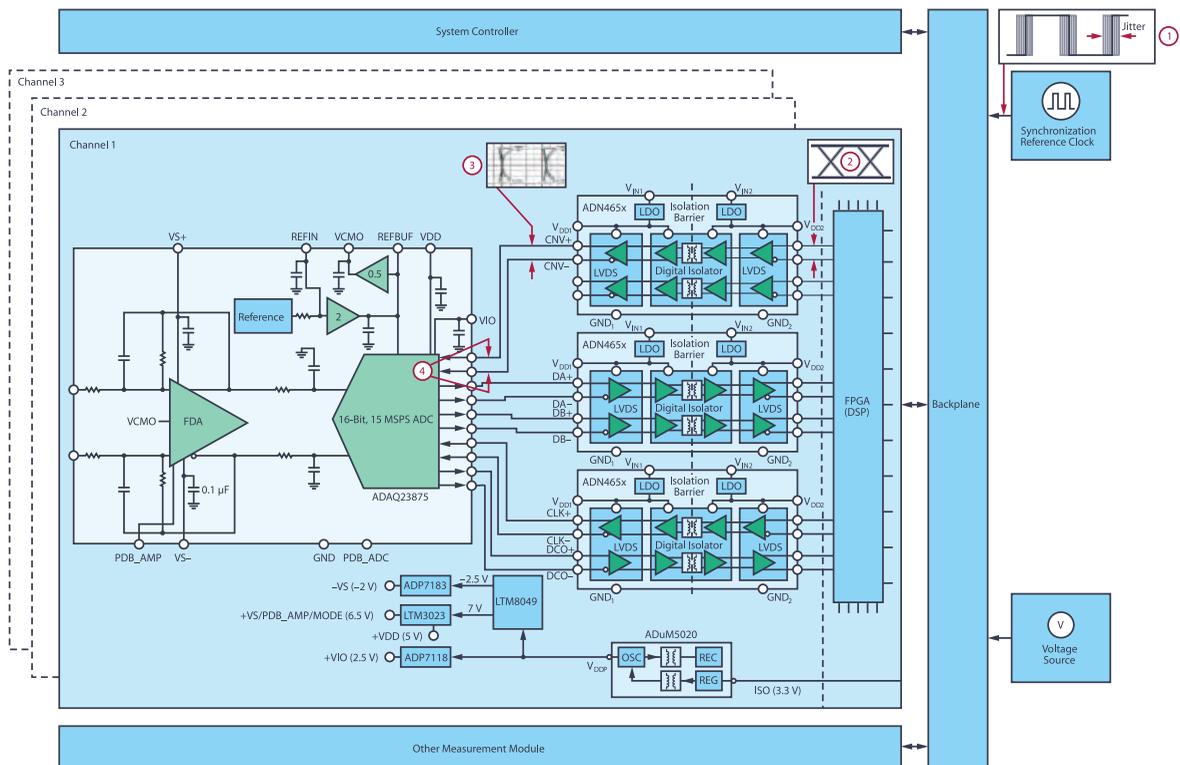


Рис. 3. Функциональная схема одного канала типовой системы сбора данных

Изоляция каналов системы сбора данных друг от друга (рис. 3) позволяет подключать каждый канал напрямую к датчикам с разными синфазными напряжениями, что обеспечивает защиту от выхода из строя входных цепей системы. Земляная шина каждого изолированного канала системы сбора данных смещается в зависимости от изменения синфазного напряжения.

Изоляция каналов обеспечивает безопасность пользователя и устраняет контуры заземления, которые могут повлиять на точность преобразования. Точная синхронизация выборки во всех каналах сбора данных важна, поскольку рассогласование во времени полученных результатов измерения может исказить последующие результаты обработки. Чтобы синхронизировать процессы выборки в каждом канале, сигналы выборки поступают от системной платы в узел каждого канала через изолятор LVDS. Отметим, что дрожание (джиттер) тактовых сигналов и сигналов выборки вносит основной вклад в погрешность преобразования АЦП. Рассмотрим подробнее источники джиттера системы, приведенной на рис. 3.

1. **Джиттер ГТИ.** Первым и основным источником дрожания импульсов дискретизации является ГТИ. Формируемые ГТИ тактовые импульсы проходят через системную плату, прежде чем поступают в модули отдельных измерительных каналов системы сбора данных. Они, кроме того, обеспечивают синхронизацию ПЛИС, других цифровых узлов, ФАПЧ и т. д.

2. **Джиттер ПЛИС.** Вторым источником дрожания импульсов дискретизации является ПЛИС. На основе ПЛИС выполнен ФАПЧ и другие цифровые блоки, каждый из которых вносит свой вклад в общую характеристику джиттера системы.

3. **Джиттер изолятора LVDS.** Третьим источником джиттера импульсов дискретизации является изолятор LVDS. Он имеет аддитивный фазовый джиттер, который способствует увеличению общего джиттера системы.

4. **Джиттер апертурного времени АЦП.** Четвертым источником дрожания импульсов дискретизации является дрожание апертурного времени АЦП. Величина апертурного дрожания АЦП, как правило, указана в спецификации. Кроме того, для разработчиков доступна спецификация джиттера ГТИ и ПЛИС, которая, как правило, представлена фазовым шумом. Чтобы вычислить вклад фазового шума в джиттер частоты дискретизации, необходимо преобразовать фазовый шум в частотной области в

джиттер во временной области. Шум ГТИ, как уже отмечалось, нормируется в терминах фазового шума, но для того, чтобы связать фазовый шум с характеристиками АЦП, он должен быть преобразован в джиттер.

Типовой график зависимости фазового шума от частоты дискретизации приведен на рис.4. Чтобы график на рис. 4 соответствовал современным АЦП, частота ГТИ выбрана равной 100 МГц. Подробно с анализом указанных параметров можно ознакомиться в работе MT-008 Tutorial: Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter. Kester Walt. Analog Devices, Inc., 2009.

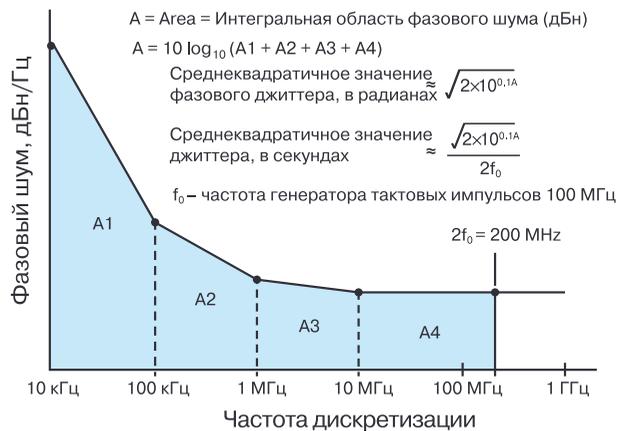


Рис. 4. Вычисление джиттера из фазового шума

Отметим, что кривая фазового шума аппроксимируется несколькими линейными сегментами, причем конечные точки каждого сегмента являются точками данных фазового шума. Первым шагом в вычислении эквивалентного среднеквадратичного джиттера является получение интегрированной мощности фазового шума в интересующем нас частотном диапазоне дискретизации, т.е. площади под кривой A.

Кривая разбита на несколько отдельных сегментов (A1, A2, A3, и A4), каждый из которых определяется двумя точками данных. Верхний частотный диапазон для интегрирования должен вдвое превышать частоту дискретизации, при условии отсутствия фильтрации между генератором и входом АЦП. Это приблизительно соответствует полосе частоты дискретизации АЦП. Выбор более низкой частоты для интегрирования требует некоторого обоснования.

Теоретически смещение частоты должно быть как можно меньше для получения точного значения среднеквадратичного джиттера. На практике, одна-

ко, в спецификации ГТИ частоты менее 10 Гц не приводятся, однако даже такое смещение дает достаточно точные результаты в расчетах. В большинстве случаев может быть выбрана более низкая частота интеграции, например, 100 Гц. Если такие данные в спецификации к ГТИ отсутствуют, можно использовать точки данных 1 кГц или 10 кГц. Следует также учитывать, что близкий фазовый шум влияет на спектральное разрешение системы, в то время как широкополосный шум влияет на общее отношение сигнал/шум системы.

Вероятно, самый разумный подход состоит в интегрировании каждой области отдельно и исследовании величины джиттера, вносимого каждой областью. Низкочастотный вклад в джиттер может быть незначительным по сравнению с широкополосным, если используется кварцевый ГТИ. Другие типы генераторов могут вносить больший вклад в джиттер в области низких частот.

Интеграция каждой отдельной области (сегмента) позволяет получить индивидуальные коэффициенты мощности. Затем индивидуальные отношения мощностей суммируются и конвертируются обратно в единицы дБн. Как только интегрированная мощность фазового шума будет известна, среднеквадратичное фазовое дрожание в радианах определяется по следующей формуле:

$$RMS \text{ Phase Jitter (Radians)} = \sqrt{2 \cdot 10^{0.1A}}, \quad (1)$$

а делением на $2\pi f_0$ джиттер в радианах преобразуется в джиттер в секундах:

$$RMS \text{ Phase Jitter (Seconds)} = \sqrt{2 \cdot 10^{0.1A}} / 2f_0 \quad (2)$$

Количественная оценка джиттера ГТИ. В высокопроизводительных системах сбора данных, как правило, применяются кварцевые генераторы, поскольку они обеспечивают наилучшие характеристики джиттера по сравнению с другими источниками тактовых импульсов. Характеристики джиттера кварцевых генераторов обычно приводятся в табличном виде, как показано в табл. 1. Фазовый джиттер является наиболее важной характеристикой при количественной оценке вклада джиттера ГТИ. Фазовое дрожание обычно определяется как девиация фронта импульса по отношению к среднему положению.

Если технические характеристики генератора характеризуются фазовым шумом, их можно преобразовать в джиттер, как показано выше.

Количественная оценка джиттера ПЛИС. Основная роль ГТИ в ПЛИС заключается в формировании

сигнала пуска для запуска различных параллельных процессов, запрограммированных в ПЛИС. Другими словами, ГТИ управляет всеми процессами в ПЛИС. Чтобы обеспечить надежную синхронизацию этих процессов, в ПЛИС, как правило, реализован ФАПЧ для увеличения частоты синхронизации. При анализе чувствительных к джиттеру процессов в ПЛИС, например, таких как формирование сигналов запуска АЦП, поступающих в преобразователь через изолированный интерфейс типа LVDS, важно количественно оценить вклад джиттера ПЛИС в общий джиттер системы и его влияние на производительность системы сбора данных в целом.

Характеристики джиттера ПЛИС обычно приводятся в технической документации. Эти характеристики можно найти в статическом временном анализе (static timing analysis – STA) большинства программных инструментов ПЛИС, как показано на рис. 5. Этот инструмент позволяет вычислить погрешность ГТИ и получить общую временную неопределенность сигналов, формируемых ПЛИС.



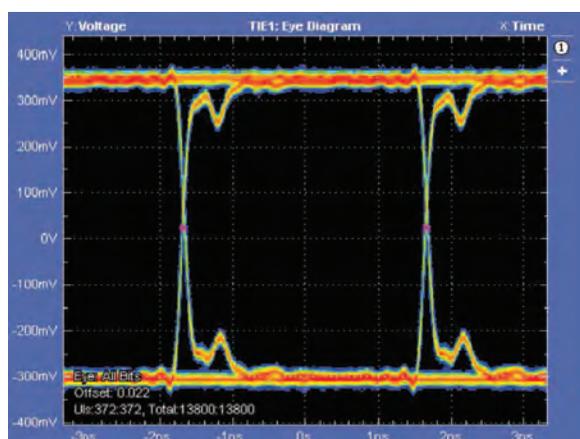
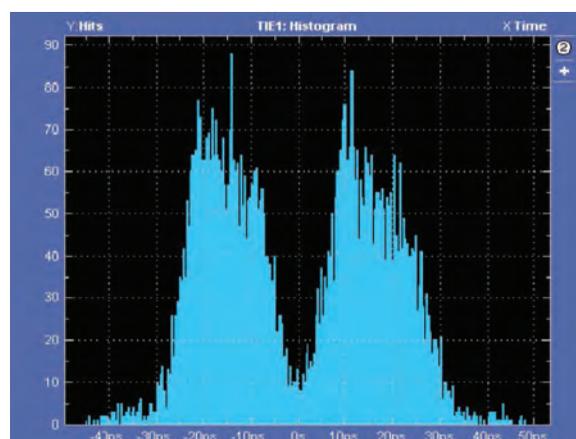
Рис. 5. Пример статического временного анализа для определения временной неопределенности параметров ПЛИС

Количественная оценка джиттера цифровых изоляторов. Простой метод визуализации случайного джиттера цифровых изоляторов состоит из измерения двух сигналов LVDS с помощью стробоскопического осциллографа. На осциллограмме, которую еще называют глазковой диаграммой, рис. 6, видно, как изменения сигнала от высокого уровня к низкому и от низкого к высокому накладываются друг на друга, что позволяет измерить точку их пересечения (crossover point).

Ширина кроссовера соответствует размаху случайного джиттера или неопределенности временного интервала (time interval error – TIE), измеренного в заданные моменты времени. Из анализа глаз-

Таблица 1. Параметры кварцевого генератора, приведенные в технической документации (data sheet)

Обозначение	Параметр	Условия тестирования	Минимальное значение	Типовое значение	Максимальное значение	Единицы измерения
J _{PER}	Периодический джиттер, с.к.з.	LVDS	—	XXX	—	пс
		LVPECL	—	XXX	—	
		LVC MOS f _{Вых} = 125 МГц	—	XXX	—	
R _J	Случайный джиттер, с.к.з.	LVDS	—	XXX	—	пс
		LVPECL	—	XXX	—	
		LVC MOS f _{Вых} = 125 МГц	—	XXX	—	
D _J	Детерминированный джиттер	LVDS	—	XXX	—	пс
		LVPECL	—	XXX	—	
		LVC MOS f _{Вых} = 125 МГц	—	XXX	—	
T _J	Общий джиттер	LVDS	—	XXX	—	пс
		LVPECL	—	XXX	—	
		LVC MOS f _{Вых} = 125 МГц	—	XXX	—	
f _{JITTER}	Фазовый джиттер (в полосе от 12 кГц до 29 МГц)	LVDS	—	XXX	—	фс
		LVPECL	—	XXX	—	
		LVC MOS f _{Вых} = 125 МГц	—	XXX	—	


Рис. 6. Глазковая диаграмма для анализа джиттера изолированного интерфейса LVDS ADN4651

Рис. 7. Гистограмма, построенная по результатам анализа глазковой диаграммы интерфейса LVDS ADN4651

ковой диаграммы и привязанной к ней гистограммы распределения случайного джиттера, как показано на рис. 6, 7, следует вывод о том, что случайный джиттер формируется случайными процессами, например, тепловым шумом и др. Отметим, что при-

менение глазковой диаграммы и связанной с ней гистограммы для измерения случайного джиттера в цифровых устройствах подробно изложено в статье “Измерение джиттера в цифровых системах” <http://www.unitest.com/theory/jitter.html>.

Напротив, источники детерминированного дрожания (DJ) ограничены, например, дрожанием из-за перекося импульсов (DDJ) или дрожанием, вызванным межсимвольными помехами (ISI). Рассогласование или расфазировка импульсов возникает из-за разницы между задержками распространения импульсов от высокого уровня к низкому и от низкого к высокому уровню. Это визуализируется с помощью кроссовера со смещением. В то время как детерминированное дрожание, вызванное межсимвольными помехами, возникает из-за рассогласования частот синхронизации, т.е. частота синхронизации по фронту (от 0 к 1) может отличаться от синхронизации по спаду (от 1 к 0). Вклад отдельных типов джиттера в общий джиттер системы сбора данных показан на рис. 8.

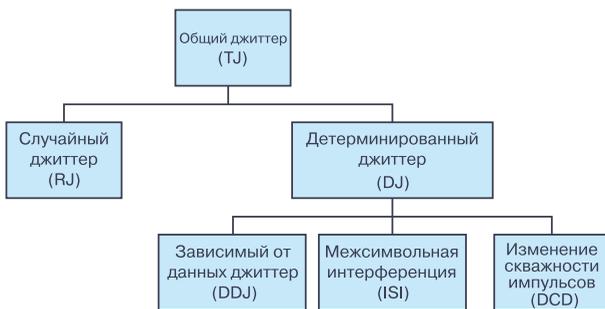


Рис. 8. Вклад каждого типа джиттера в общий джиттер системы сбора данных

Случайный и детерминированный джиттер (RJ и DJ) могут быть рассчитаны с помощью модели распределения неопределенности временного интервала TIE по результатам тестирования системы сбора данных. Одной из таких моделей является модель двойного Дирака **.

Полученные с помощью модели двойного Дирака результаты по каждому типу джиттера (RJ, DJ и TJ) для изолированного интерфейса ADN4654 на основе тестирования и статистического анализа нескольких ИМС приведены в табл. 2. Эти результаты позволяют определить значения параметров джиттера в зависимости от нестабильности питания, из-

менения температуры и других влияющих факторов. Как следует из приведенных параметров изолированной сигнальной цепи, аддитивный фазовый джиттер является доминирующим параметром. Он добавляется к апертурному джиттеру АЦП и приводит к увеличению нестабильности времени выборки преобразователя.

Количественная оценка апертурного джиттера АЦП. Апертурный джиттер присущ каждому АЦП и связан он с неопределенным (случайным) временем замыкания/размыкания ключа УВХ и с неопределенной (случайной) задержкой цифрового сигнала управления этим ключом. Среднеквадратичное значение этого параметра обычно измеряется в пикосекундах. В АЦП, как показано на рис. 9, время апертурной задержки отсчитывается от входа драйвера ключа; t_{da} – задержка распространения аналогового сигнала через входной буфер, t_{dd} – задержка драйвера ключа. На рис. 10 приведена временная диаграмма работы УВХ с указанием параметров джиттера.

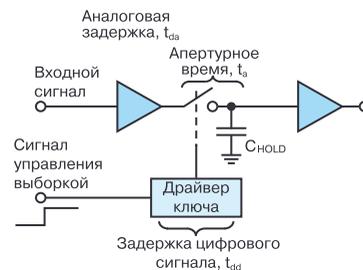


Рис. 9. Схема УВХ аналого-цифрового преобразователя с указанием задержек аналогового входного и цифрового управляющего сигналов

Для микромодульной системы ADAQ23875 джиттер апертурного времени составляет около 0,25 пс (среднеквадратичное значение), как показано на рис. 11. Эта спецификация гарантируется производителем и не требует дополнительных испытаний.

Общий джиттер тактовой частоты дискретизации. После количественной оценки джиттера каждого из четырех рассмотренных узлов системы

** Модель двойного Дирака – это простой инструмент для оценки общего джиттера для систем сбора данных при объединении случайного и детерминированного джиттера. Эта модель является ключевым инструментом для тестирования последовательных каналов передачи цифровых данных. Она базируется на гауссовом случайном распределении, свернутом с помощью двойной дельта-функции Дирака. Объединение случайного и детерминированного джиттера дает возможность точно оценить общий джиттер системы сбора данных. Для измерения общего джиттера современных цифровых каналов с применением модели двойного Дирака применяются широкополосные (с полосой не менее 30 ГГц) стробоскопические осциллографы, например, семейства Infiniium серии V 8 - 33 ГГц компании Keysight Technologies.

Таблица 2. Параметры джиттера изолированного интерфейса ADN4654

Параметр	Обозначение	Мин.	Тип.	Макс.	Ед. измерения	Условия испытаний
Случайный джиттер, с.к.з.	$t_{RG(RMS)}$		2.6	4.8	пс, с.к.з.	Частота тактовых импульсов 550 МГц
Детерминированный джиттер, от пика к пику	$t_{DG(PP)}$		50	116	пс	Псевдослучайный битовый поток (223 – 1) импульсов с частотой 1.1 ГГц
Детерминированный джиттер с перекрестными искажениями, от пика к пику	$t_{DGC(PP)}$		50		пс	Псевдослучайный битовый поток (223 – 1) импульсов с частотой 0.55 ГГц
Общий джиттер, от пика к пику	$t_{TJ(PP)}$		90	171	фс, с.к.з.	Псевдослучайный битовый поток (223 – 1) импульсов с частотой 0.55 ГГц, 1.1 ГГц
Аддитивный фазовый джиттер	t_{ADDJ}		387		фс, с.к.з.	В полосе от 100 Гц до 100 кГц на выходной частоте 10 МГц.
			387			В полосе от 12 кГц до 20 МГц на выходной частоте 550 МГц.

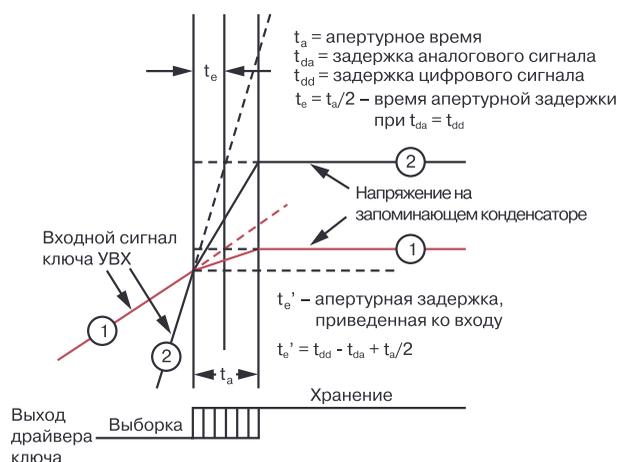


Рис. 10. Временная диаграмма работы УВХ с определением параметров джиттера

сбора данных, рис. 3, можно рассчитать общую характеристику джиттера из следующего выражения:

$$Sampling\ Clock_{Jitter} = \sqrt{(Reference\ Clock_{Jitter})^2 + (FPGA_{Jitter})^2 + (Isolator_{Jitter})^2 + (ADC's_{Jitter})^2} \quad (3)$$

При использовании статического временного анализа (STA) выражение (3) для джиттера тактово-

го сигнала можно упростить следующим образом:

$$Sampling\ Clock_{Jitter} = \sqrt{(STA_{Jitter})^2 + (Isolator_{Jitter})^2 + (ADC's_{Jitter})^2} \quad (4)$$

Влияние джиттера тактовой частоты (частоты дискретизации) на уровень SNR. После количественной оценки общего джиттера тактового сигнала, управляющего ключом УВХ, можно количественно оценить, насколько этот джиттер влияет на отношение сигнал/шум (SNR) системы сбора данных. Для этого рассмотрим диаграмму выборки входного сигнала УВХ, приведенную на рис. 12.

Из этой диаграммы следует, что чем выше скорость нарастания входного аналогового сигнала (чем больше его первая производная), тем больше абсолютная погрешность и временная задержка сигнала на емкости запоминания, вызванная общим джиттером.

Подробный анализ процессов выборки и запоминания входного сигнала УВХ приведен в оригинале настоящей статьи. Исходя из этого анализа, получены приведенные на рис. 13 графики отношений сигнал/шум (SNR) и числа достоверных двоичных

ADAQ23875		Data Sheet			
Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit ²
Aperture Delay ⁹			0		ns
Aperture Jitter ⁹			0.25		ps RMS

Рис. 11. Джиттер апертурного времени микромодульной системы сбора данных ADAQ23875

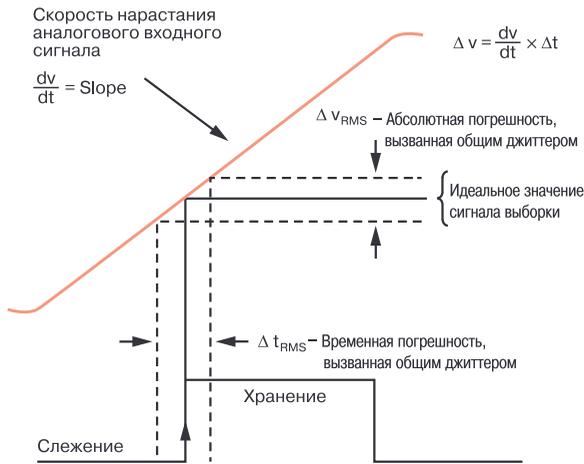


Рис. 12. Диаграмма выборки входного сигнала УВХ с определением погрешности, вызванной общим джиттером тактового сигнала

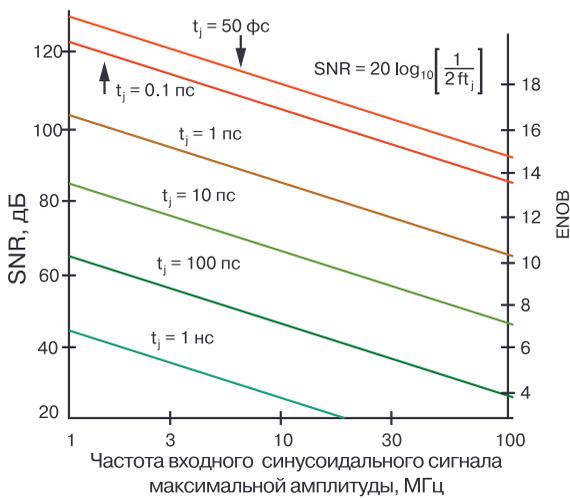


Рис. 13. Графики отношений сигнал/шум (SNR) и числа достоверных двоичных разрядов (ENOB) в зависимости от величины общего джиттера для разных частот максимального входного синусоидального сигнала

разрядов (ENOB) в зависимости от величины общего джиттера для разных частот входного синусоидального сигнала максимальной для АЦП амплитуды.

В качестве примера приведен расчет идеального отношения сигнал/шум микромодульной системы сбора данных ADAQ23875 с изолятором цифровых сигналов ADN4654, исходя из величины джиттера тактовой частоты дискретизации. Система ADAQ23875 имеет апертурный джиттер 250 фс (типовое значение), а изолятор цифровых сигналов ADN4654 имеет аддитивный фазовый джиттер 387 фс (для $f_{out} = 1$ МГц). Вклад джиттера ГТИ и ПЛИС в этих расчетах не учитывался.

Тогда, исходя из характеристик джиттера АЦП и

изолятора цифровых сигналов, можно вычислить величину общего среднеквадратичного джиттера J_{TOTAL} в зависимости от частоты входного сигнала f_s по следующей формуле:

$$J_{TOTAL} = \sqrt{(387 \text{ фс})^2 + (387 \text{ фс})^2} = 460.72 \text{ фс.с.к.з.} \quad (5)$$

На рис. 14 приведен график максимального расчетного значения отношения сигнал/шум SNR для микромодульной системы сбора данных ADAQ23875 с изолятором цифровых сигналов ADN4654, а на рис. 15 – график максимального расчетного значения числа достоверных двоичных разрядов ENOB для тех же устройств.

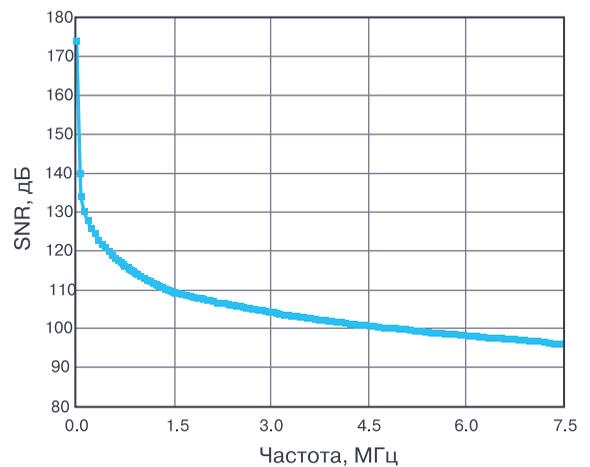


Рис. 14. График зависимости отношения сигнал/шум SNR микромодульной системы сбора данных ADAQ23875 с изолятором ADN4654 от частоты входного сигнала

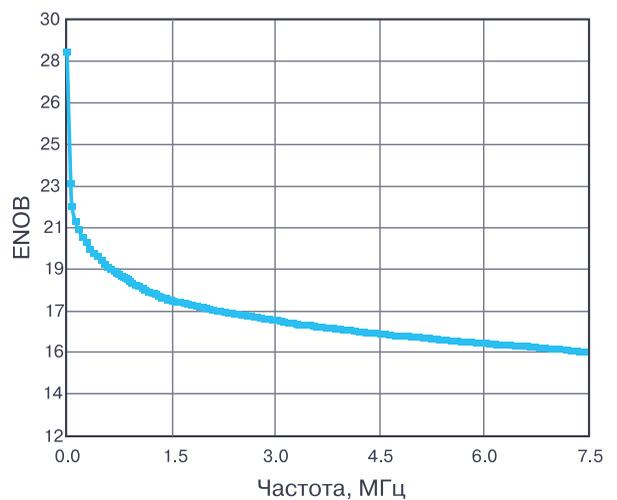


Рис. 15. График зависимости числа достоверных двоичных разрядов ENOB микромодульной системы сбора данных ADAQ23875 с изолятором ADN4654 от частоты входного сигнала

ВЫВОДЫ

Джиттер тактовых импульсов для управления работой УВХ в составе АЦП существенно ухудшает отношение сигнал/шум прецизионных высокоскоростных систем сбора и обработки данных. Анализ работы всех компонентов этих систем, вносящих вклад в общий джиттер, важен при проектировании на их основе законченных изделий. Особенно это важно при выборе изоляторов цифровых сигналов, которые должны иметь минимально возможный джиттер для обеспечения максимального отношения сигнал/шум. Компания Analog Devices располагает широким набором LVDS-изоляторов с малым

уровнем джиттера, использование которых дает возможность обеспечить высокий уровень отношения сигнал/шум измерительной цепи проектируемых систем. При этом следует учитывать, что джиттер ГТИ является первичным источником дрожания управляющих сигналов выборки входного напряжения. Поэтому следует, прежде всего, использовать ГТИ с низким уровнем джиттера для достижения требуемых точностных характеристик проектируемой системы сбора данных. При этом важно оценить и привести к минимуму джиттер цифровых узлов системы сбора данных, реализованных на ПЛИС.



По мотивам картины В.А. Тропинина "Кружевница"

[От ремесла к искусству]

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

- проектирование
- производство

VD MAIS – крупнейший поставщик печатных плат на рынке Украины

7 аргументов в пользу печатных плат, поставляемых VD MAIS:

- принцип "все из одних рук"
- стабильное положение фирмы на рынке печатных плат
- высокая квалификация специалистов
- выбор проверенных фирм-изготовителей в зависимости от специфики заказа
- техническое сопровождение проекта при SMD-монтаже
- минимизация цен за счет объединения заказов
- сертификация систем экологического менеджмента и менеджмента качества фирмы согласно требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016.
- предоставление документации по выходному контролю печатных плат

VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ+
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS
PCB Professionally

тел.: (044) 201-0202, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (095) 283-8246, (048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

СЕЙСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ СБОРА ДАННЫХ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ШУМА И МАЛЫМ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕМ *

LOW NOISE AND LOW POWER DAQ SOLUTION FOR SEISMOLOGY AND ENERGY EXPLORATION APPLICATIONS

Прецизионные системы сбора данных широко применяются в промышленных приложениях. Во многих из них требуется низкое энергопотребление и сверхнизкий уровень шума. Одним из таких применений являются сейсмические системы сбора данных, которые используются для мониторинга состояния конструкций, геофизических исследований, разведки нефти, включая системы оповещения о сейсмической опасности. Особенности проектирования измерительных цепей для таких систем рассмотрены в настоящей публикации.

С. Кси, Д. Го

Abstract – Precision data acquisition (DAQ) systems are popular in industrial applications. In some DAQ applications, low power and ultralow noise are required. One example is seismic sensor-related applications, where a lot of information can be extracted from seismic data that is useful for a wide range of applications such as structural health monitoring, geophysical research, oil exploration, and even industrial and household safety. The design features of measuring circuits for such systems are discussed in this article.

S. Xie, D. Guo

Требования к сигнальной цепи сейсмических систем сбора данных

Сейсмические датчики или геофоны используются, прежде всего, для сейсморазведки высокого разрешения. С этой целью геофоны имплантируются в землю для измерения времени отражения сейсмических волн, когда они отражаются от поверхностей разрыва земной коры, как показано на рис. 1.

Для регистрации сигналов низкого уровня с выходов геофонов необходимо спроектировать высокочувствительную измерительную цепь для сбора данных. Общий уровень среднеквадратичного шума в такой цепи должен составлять не более единиц

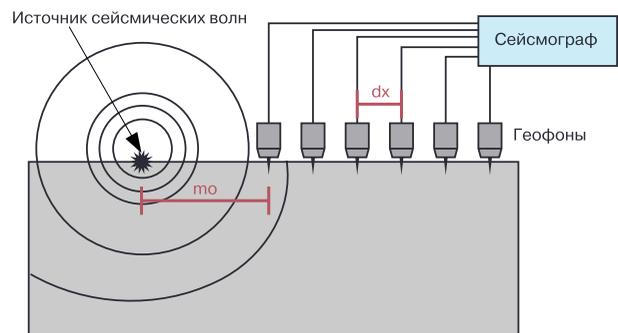


Рис. 1. Источник сейсмических волн и группа геофонов

микровольт в полосе частот от 300 до 400 Гц, а уровень нелинейных искажений должен быть не более

Сейсмический датчик или сейсмоприёмник — это прибор для преобразования параметров механических колебаний (скорости или ускорения) в электрический сигнал, как правило, ток переменного напряжения. Сейсмоприёмники используются в сейсморазведке, сейсмологии, иногда — в охранных системах. Сейсмоприёмник позволяет зафиксировать время прихода упругой сейсмической волны, а также определить её динамические параметры — частоту, период, амплитуду и начальную фазу. По конструкции различают электродинамические приёмники или геофоны и пьезоприёмники. Первые состоят из тонкой катушки, подвешенной на пружине в поле постоянного магнита, связанного с корпусом приёмника. В силу явления инерции катушка движется с отставанием от корпуса прибора и в ней индуцируется электрический ток. В пьезоприёмниках напряжение на выходе устройства зависит от давления, оказываемого средой на чувствительный кристалл пьезокварца. Электродинамические приёмники применяются в наземной сейсморазведке, поэтому они получили второе название — геофоны, а пьезоприёмники (гидрофоны) — в морской сейсморазведке.

* Xie S., Guo D. *Low Noise and Low Power DAQ Solution for Seismology and Energy Exploration Applications*. *Analog Dialogue*, N 55, June, 2021. www.analog.com.

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

-120 дБ. Поскольку сейсмическая измерительная цепь, как правило, работает от батарейного питания, рассеиваемая мощность этой цепи не должна превышать 30 – 50 мВт. В статье рассмотрены два варианта измерительной цепи сейсмологической системы, которые должны отвечать следующим требованиям:

- программируемый коэффициент усиления буферного усилителя: 1, 2, 4, 8, 16
- АЦП имеет встроенный программируемый широкополосный фильтр
- приведенный ко входу шум (с.к.з) при коэффициенте усиления 1 в полосе пропускания от 300 до 400 Гц не должен превышать единиц микровольт
- нелинейные искажения не должны превышать -120 дБ при усилении, равном 1
- КОСС должен быть не менее 100 дБ при усилении, равном 1,
- потребляемая мощность усилителя и АЦП в сумме не должна превышать 3 – 50 мВт
- обязательно наличие канала самотестирования измерительной цепи.

Особенности измерительной цепи, отвечающей перечисленным требованиям

Компания Analog Devices, как и другие компании, не имеет сегодня в программе поставок АЦП, которые одновременно могли бы отвечать всем перечисленным требованиям. Однако в измерительной цепи сейсмической системы могут быть успешно

использованы прецизионные усилители вместе с высокоточными АЦП с высоким разрешением. Для проектирования экономичных программируемых усилителей с малым шумом и низким уровнем нелинейных искажений может быть выбран малощумящий усилитель ADA4084-2. В качестве АЦП может быть выбран 24-разрядный сигма-дельта АЦП AD7768-1 или поразрядный 32-разрядный АЦП LTC2500-32 со встроенным КИХ фильтром с малой неравномерностью АЧХ в диапазоне частот от нуля до 110 кГц. Схема такой измерительной цепи приведена на рис. 2.

Встроенные в ИМС ADA4084-2 резисторы имеют погрешность 0,1% и поддерживают до восьми коэффициентов усиления, управляемых программно. Одноканальный АЦП AD7768-1 имеет малое энергопотребление, коэффициентом нелинейных искажений преобразователя не превышает -120 дБ. В его составе имеется программируемый КИХ фильтр с низким уровнем пульсаций, цифровой фильтр в полосе от нуля до 110,8 кГц, в качестве источника опорного напряжения используется ИМС LT6657. Преобразователь AD7768-1 обеспечивает уровень шума не более 1,76 мкВ (с. к. з.) при частоте преобразования 1 кГц, минимальная потребляемая мощность в энергосберегающем режиме составляет не более 10 мВт. При более высокой частоте модулятора уровень шума этого АЦП может быть уменьшен до 1,0 мкВ. На рис. 3 приведена таблица

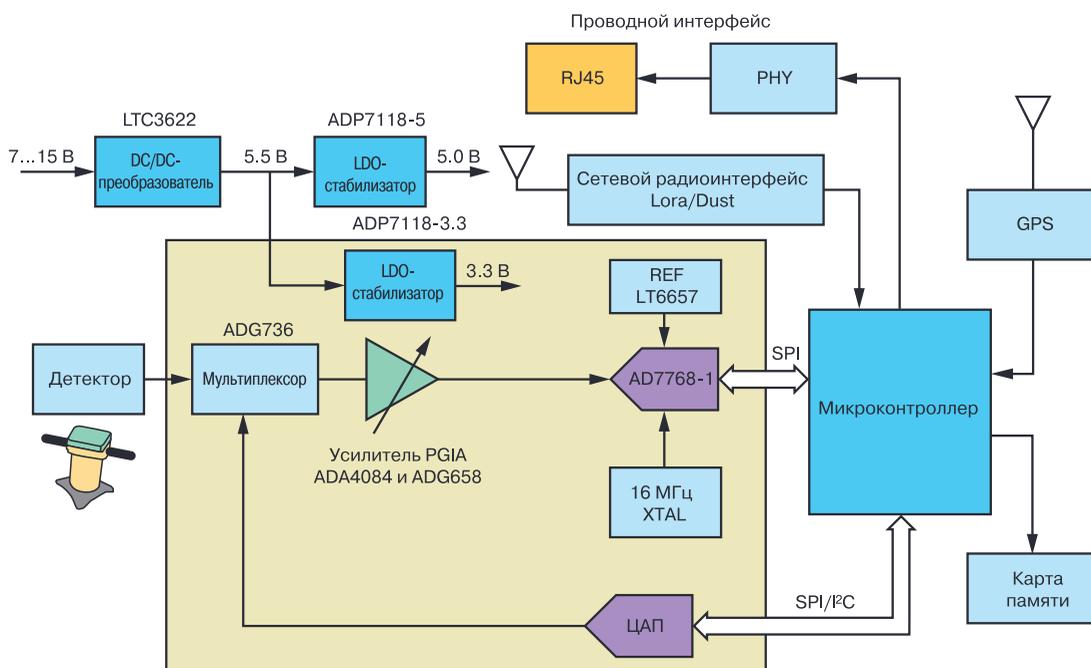


Рис. 2. Схема измерительной цепи сейсмологической системы сбора данных на основе усилителя ADA4084-2 и АЦП AD7768-1

Table 10. Low Ripple FIR Filter Noise for Performance vs. ODR ($V_{REF} = 4.096\text{ V}$)

ODR (kSPS)	Decimation Rate	-3 dB Bandwidth (kHz)	Shorted Input Dynamic Range (dB)	RMS Noise (μV)
Fast Mode				
256	32	110.8	108.43	10.98
128	64	55.4	111.96	7.31
64	128	27.7	115.15	5.06
32	256	13.9	118.23	3.55
16	512	6.9	121.20	2.52
8	1024	3.5	124.16	1.79
Median Mode				
128	32	55.4	108.45	10.94
64	64	27.7	111.89	7.37
32	128	13.9	115.22	5.02
16	256	6.9	118.22	3.55
8	512	3.5	121.23	2.51
4	1024	1.7	124.17	1.79
Low Power Mode				
32	32	13.9	108.54	10.84
16	64	6.9	112.12	7.17
8	128	3.5	115.30	4.97
4	256	1.7	118.31	3.52
2	512	0.87	121.22	2.52
1	1024	0.43	124.33	1.76

Рис. 3. Параметры шума преобразователя AD7768-1 в зависимости от частоты преобразования и энергопотребления

с параметрами этого АЦП, из которой следует, что уровень шума преобразователя связан с потребляемой мощностью и частотой модулятора. Цифровой КИХ фильтр нижних частот позволяет ослабить уровень шума в области высоких частот до уровня 0,9 мкВ.

Структурная схема реализованного программно КИХ фильтра приведена на рис. 4.

На рис. 5 приведена еще одна схема измерительной цепи сейсмологической системы сбора данных, реализованная на основе усилителя ADA4084-2 и поразрядного АЦП LTC2500-32.

Преобразователь LTC2500-32 – это малощумящий экономичный высокопроизводительный 32-разрядный АЦП поразрядного уравнивания со встроенным цифровым фильтром. Он специально разработан для сейсмологических систем и измерительных приборов в области сейсмологии. В измерительной цепи, кроме того, использован буферный усилитель с программируемым коэффициентом усиления для согласования АЦП с высокоимпе-

дансным датчиком, имеющий малый уровень шумов и нелинейных искажений. Требования к характеристикам буферного усилителя следующие:

- напряжение питания не более 5 В
- потребляемая мощность не более 15 мВт
- уровень шума при усилении 1 должен быть не

более 0,178 мкВ (с. к. з.), что составляет, примерно, 1/10 от среднеквадратичного значения шума АЦП AD7768-1, равного 1,78 мкВ.

В табл. 1 приведены основные параметры измерительных усилителей ADA4522-2 и ADA4084-2, которые соответствуют необходимым требованиям для использования в измерительной цепи сейсмологической системы сбора данных вместе с АЦП LTC2500-32.

Шумовые параметры этих усилителей вместе с АЦП, полученные путем моделирования в среде LTspice, приведены в табл. 2.

Для натурального тестирования уровня шума, нелинейных искажений и КОСС измерительной цепи сейсмологической системы сбора данных компания

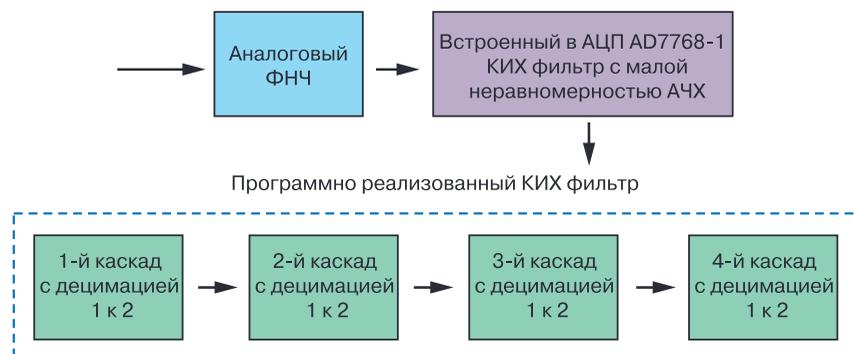


Рис. 4. Реализованный программно КИХ фильтр на выходе АЦП AD7768-1

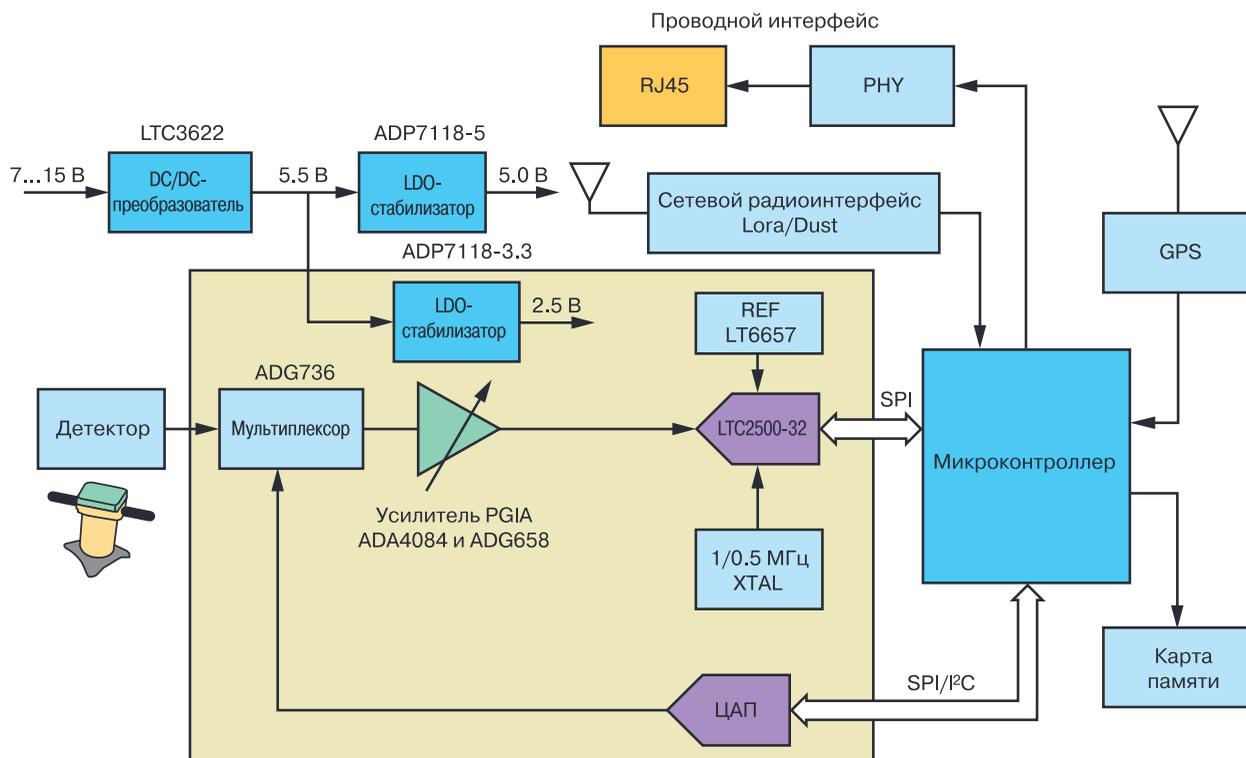


Рис. 5. Схема измерительной цепи сейсмологической системы сбора данных на основе усилителя ADA4084-2 и АЦП LTC2500-32

Таблица 1. Параметры усилителей ADA4522-2 и ADA4084-2

Тип ИМС	V_{OS} , макс, мкВ	I_{BIAS} макс.	Полоса тип., МГц	V_{NOISE} тип., (п-п) нВ	Спектральная плотность шума, тип. нВ/ $\sqrt{Гц}$	Спектральная плотность шума I_{NOISE} тип. фА/ $\sqrt{Гц}$	Напряжение питания, В
ADA4522-2	5	150 нА	2.7	117	5.8	800	4.5...55
ADA4084-2	100	250 нА	15.9	100	3.9	550	

Таблица 2. Шумовые параметры усилителей ADA4084 и ADA4522 плюс АЦП AD7768-1 для разных коэффициентов усиления

	ADA4084 плюс AD7768-1	ADA4522 плюс AD7768-1
Приведенный ко входу шум в полосе 430 Гц и $K_y = 1$, мкВ (с.к.з.)	1,765	1,774
Приведенный ко входу шум в полосе 430 Гц и $K_y = 4$, мкВ (с.к.з.)	0,744	0,767
Приведенный ко входу шум в полосе 430 Гц и $K_y = 16$, мкВ (с.к.з.)	0,259	0,311
Приведенный ко входу шум в полосе 430 Гц и $K_y = 64$, мкВ (с.к.з.)	0,148	0,225

Analod Devices разработала оценочные платы в составе усилителя ADA4084-2 с АЦП AD7768-1 и в составе усилителя ADA4084-2 с АЦП LTC2500-32

(рис. 6). В табл. 3 приведены результаты тестирования измерительных цепей, выполненных на этих платах.

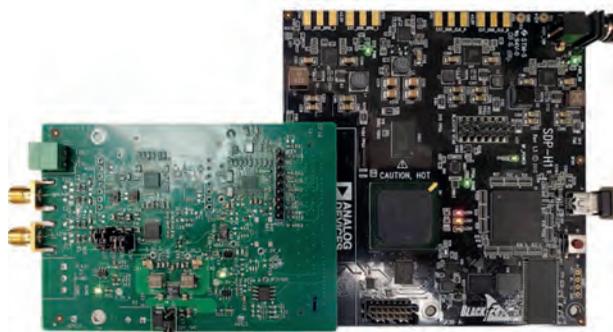


Рис. 6. Оценочная плата для тестирования измерительной цепи в составе усилителя и АЦП

ВЫВОДЫ

Чтобы разработать сейсмологическую систему сбора данных с низким уровнем шумов и малым

энергопотреблением, целесообразно остановить свой выбор на экономичном малошумящем и прецизионном усилителе с программируемым коэффициентом усиления в качестве входного буфера прецизионного АЦП с высоким разрешением. Такое решение позволяет оптимизировать уровень шума, нелинейные искажения и минимизировать энергопотребление измерительной цепи сейсмологической системы в целом. Наилучшим выбором для таких систем являются поразрядный АЦП LTC2500-32 и прецизионный усилитель ADA4084-2, которые обеспечивают максимально достижимые на сегодня шумовые параметры без дополнительной обработки. Усилитель ADA4084-2 и сигма-дельта АЦП AD7768-1 могут обеспечить примерно такие же параметры по шуму, но с применением дополнительной цифровой фильтрации.

Таблица 3. Результаты тестирования оценочных плат в составе усилителя и АЦП

Наименование параметра	Усилитель ADA4084-2 и АЦП AD7768-1, частота модулятора 4 МГц, частота преобразования 16 кГц	Усилитель ADA4084-2 и АЦП AD7768-1, частота модулятора 4 МГц, частота преобразования 16 кГц, с использованием программируемого КИХ фильтра	Усилитель ADA4084-2 и АЦП LTC2500-32 с тактовой частотой 1 МГц
Приведенный ко входу шум при $K_y = 1$, мкВ (с.к.з.)	3.718	0.868	0.82
Приведенный ко входу шум при $K_y = 2$, мкВ (с.к.з.)	1.996	0.464	0.42
Приведенный ко входу шум при $K_y = 4$, мкВ (с.к.з.)	1.217	0.286	0.3
Приведенный ко входу шум при $K_y = 8$, мкВ (с.к.з.)	0.909	0.208	0.24
Приведенный ко входу шум при $K_y = 16$, мкВ (с.к.з.)	0.808	0.186	0.19
Нелинейные искажения при $K_y = 1$, дБ	-125	-125	-122
Нелинейные искажения при $K_y = 2$, дБ	-125	-125	-119
Нелинейные искажения при $K_y = 4$, дБ	-124	-124	-118
Нелинейные искажения при $K_y = 8$, дБ	-120	-120	-117
Нелинейные искажения при $K_y = 2$, дБ	-115	-115	-115
КОСС при $K_y = 1$, дБ	131	131	114
КОСС при $K_y = 4$, дБ	117	117	121

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫХ ИНЕРЦИАЛЬНЫХ СЕНСОРОВ В СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМАХ И УСТРОЙСТВАХ *

В смарт системах и оборудовании на основе этих систем инерциальные сенсоры, как правило, выполняют две основные функции: стабилизацию оборудования и навигационное управление. Особенности применения инерциальных сенсоров в современных промышленных системах рассмотрены в настоящей статье.

Б. Скэннел

Автоматизация оборудования в промышленности, сельском хозяйстве, логистике, энергетике, автомобилестроении, в беспилотных летательных аппаратах обеспечивает значительный выигрыш в эффективности применения, точности и безопасности. Ключевым фактором этих преимуществ является применение сенсорных технологий, позволяющих получить комплексную информацию о состоянии оборудования.

К такой информации относятся данные о положении оборудования, в том числе мобильного, которые могут быть получены прецизионными инерциальными сенсорами, причем эти сенсоры позволяют определять не только местоположение, но и обеспечивают требуемое позиционирование системы в пространстве.

Объединение информации о местоположении с другой, получаемой от сенсоров информации, имеет существенное значение в мобильных приложениях. К таким приложениям относятся системы на основе технологии Интернета вещей, эффективность которых может быть повышена применением инерциальных сенсоров. В сложных системах, включающих взаимодействие нескольких платформ, как правило, необходимы данные о состоянии системы за длительный период эксплуатации. Эти данные обеспечиваются смарт сенсорами и системами на их основе. Классификация сенсоров в зависимости от применения приведена в табл. 1.

Внедрение интеллектуальных технологий позво-

HIGH PERFORMANCE INERTIAL SENSING SOLUTIONS ENABLE AUTONOMOUS MACHINE APPLICATIONS

Abstract - Inertial sensors serve two primary functions within most smart machines; that of either equipment stabilization and pointing, or navigation and guidance. Features of the application of inertial sensors in modern systems are considered in this article.

B. Scannell

ляет создавать умные апартаменты, умные улицы, умные города, умные теплицы и т.п. Развитие сенсорных технологий позволяет повысить урожайность, безопасность дорожного движения, вынести диагностику многих заболеваний за пределы клиник. Все это требует системного объединения не только смарт сенсоров, но и разных платформ, как показано на рис. 1.

Однако по мере развертывания новых смарт сенсоров для сбора данных в этих системах возникают дополнительные сложности в управлении базами данных и поддержания связи, требующей комплексного объединения не только сенсоров, но и разных платформ как во времени, так и пространстве, как показано на рис. 1.

Если такие системы должны быть еще и мобильными, то для них необходимо обеспечить геолокацию. Как правило, большинство систем на основе Интернета вещей отличается мобильностью, а оптические сенсоры в их составе требуют соответствующего позиционирования. Интернет мобильных вещей, табл. 2, существенно увеличивает объем полезных данных и повышает их эффективность. Например, для анализа путей повышения урожайности важны параметры температуры, влажности, интенсивности фотосинтеза конкретного растения с его местоположением, а не произвольно полученные показатели в одной или нескольких случайных точках сельскохозяйственного поля.

В большинстве интеллектуальных мобильных

* Scannell B. High Performance Inertial Sensing Solutions Enable Autonomous Machine Applications. www.analog.com/TechnicalArticle. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

Таблица 1. Уровни интеграции сенсоров и их применение

Сенсор	Сенсор (чувствительный элемент) для измерения одного параметра
Мультисенсор	Сенсор для измерения множества параметров
Группа связанных сенсоров	Сенсоры для взаимного применения с целью корректировки измеренного параметра
Смарт сенсор	Встроенный в оборудование сенсор с возможностью принятия решения в реальном времени
Группа связанных сенсоров	Используется в коммуникационных каналах, поддерживает обмен данными между разными платформами
Интеллектуальный сенсор	Обладает возможностями адаптации и обучения, применяется в многоуровневых системах сбора данных, включая уровень облачной обработки данных



Рис. 1. Интеграция смарт сенсоров в интеллектуальных системах разного назначения

Таблица 2. Сенсоры положения и параметрические сенсоры в системе Интернета мобильных вещей (IoMT)

Измеряемые сенсорами параметры	+	Типы позиционных сенсоров	= IoMT
Температура		Инерциальные	
Оптические параметры		GPS	
Химические параметры		Магнетометр	
Газовые параметры		Барометр	
Вибрации		Дальномер	

систем инерциальные сенсоры выполняют две основные функции: стабилизацию оборудования и его позиционирование, как показано на рис. 2. Кроме

того, к этим функциям может быть добавлено измерение параметров вибраций.

Несмотря на то, что GPS можно считать наиболее предпочтительным средством навигации для большинства систем из-за его повсеместного распространения, в некоторых случаях использование GPS затруднительно, в первую очередь, из-за возможных блокировок. Переход к использованию инерциальных сенсоров позиционирования во время блокировки GPS эффективен при условии, что измеренные данные имеют достаточную достоверность, чтобы обеспечить адекватную GPS точность.

В случае стабилизации оборудования или поддержки обратной связи в сервомеханизме целесообразно использовать инерциальные сенсоры, например, для обеспечения требуемого угла наведения антенны, или платформы крана, камеры БПЛА, стабилизации положения сельскохозяйственных



Рис. 2. Применение инерциальных сенсоров для стабилизации и позиционирования оборудования

машин и т.п. Целью использования инерциальных сенсоров в приведенных примерах является обеспечение высокой точности позиционирования или обеспечение безопасности применения сложного оборудования в жестких условиях эксплуатации в соответствии с данными табл. 3.

Существует заблуждение о том, что алгоритмически или программно можно существенно улучшить параметры сенсоров или сенсорных технологий в целом, например, используя несколько сенсоров невысокого качества. Этот способ может быть использован для внесения некоторых корректировок, например, температурный сенсор может быть использован для коррекции температурного дрейфа других сенсоров, а акселерометр – для коррекции гравитационного воздействия на гироскоп.

В этих случаях мы имеем дело с калибровкой сенсоров в соответствии с изменением параметров окружающей среды. Сама процедура коррекции не улучшает собственные параметры сенсора между

точками калибровки. Сенсор низкого качества, как правило, дрейфует в широких пределах, поэтому без периодической калибровки параметров сенсора его точность будет быстро ухудшаться. Кроме того, как правило, требуется калибровка параметров и высококачественных сенсоров, чтобы обеспечить максимально возможную точность и производительность созданной на их основе системы в целом. Подход к калибровке сенсоров представлен на рис. 3.

Вторым после калибровки шагом является объединение разных сенсоров в интеллектуальную систему с учетом условий эксплуатации. Это требует знаний о динамике приложения и возможностях предназначенных для использования в этом приложении сенсоров для того, чтобы определить оптимальный по параметрам набор сенсоров. Примерная концепция объединения сенсоров в промышленной системе, представляющая важный этап системного проектирования, приведена на рис. 4.

Таблица 3. Требования к инерциальным сенсорам в промышленных условиях эксплуатации

Обеспечение сантиметровой точности позиционирования при блокировке или неисправности GSP.
Сохранение высокой точности позиционирования в условиях вибраций, перепадов температуры, давления, высокой скорости ветра и т.п.
Обеспечение безопасности использования мобильного оборудования в условиях эксплуатации.

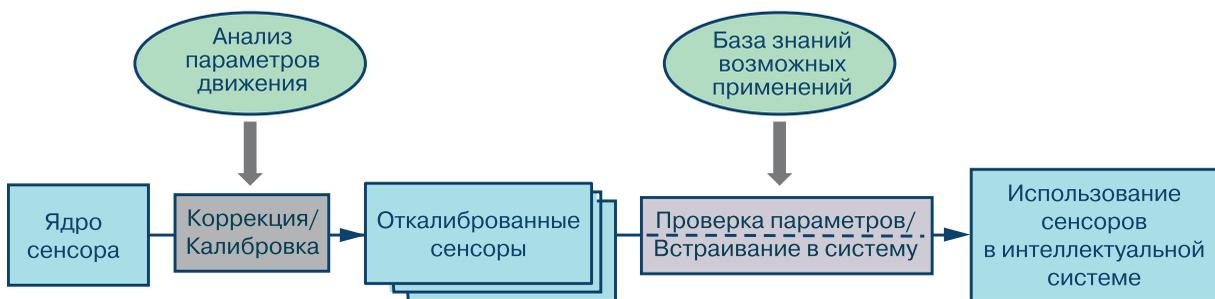


Рис. 3. Обобщенная процедура калибровки инерциальных сенсоров с учетом их применения

Выбор сенсоров для системы сделан, исходя из большой вероятности потенциальной блокировки GPS, больших магнитных полей и других факторов окружающей среды. Инерциальные сенсоры выбраны с учетом долговременной эксплуатации с возможностью калибровки параметров, вызванных дрейфом.

Конечно, невозможно учесть все влияющие на достоверность работы системы факторы, поэтому на рис. 4 имеется сегмент неопределенности. Кроме того, предусмотрено использование алгоритмов для калибровки сенсора, а также для управления передачей данных от сенсора к сенсору в групповых сенсорах в зависимости от требований конкретного применения.

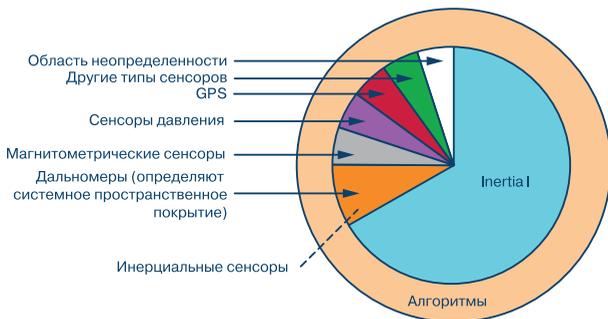


Рис. 4. Алгоритм объединения прецизионных сенсоров с учетом их системного применения и заданных условий эксплуатации

В табл. 4 сравниваются два подхода, показывающие важность выбора сенсора не только по его параметрам, но и исходя из системных требований. Например, сенсор с невысокой точностью может быть использован в системе, если его параметры не критичны для системы при его применении, т.е. применение такого сенсора не влияет на безопасность системы.

Большинство коммерческих сенсоров имеет низкий уровень шума. Они надежно работают в нор-

Таблица 4. Требования к инерциальным сенсорам для промышленных условий эксплуатации

Наименование параметра	Требования к параметрам единичного сенсора	Требования к параметрам групповых сенсоров	Точность групповых сенсоров	Назначение
Высокая точность	Сверхнизкий шум, высокая устойчивость к воздействию влияющих факторов	Первичный сенсор предназначен для работы в тяжелых промышленных условиях	~0.1°	Высокая мобильность систем, долговечность
Невысокая точность	Шум от низкого уровня до среднего, невысокая устойчивость к вибрациям и температуре	Резервный сенсор с малым весом и невысокой надежностью	3° - 5°	Малая мобильность систем, короткое время эксплуатации

мальных условиях, но не могут использоваться в оборудовании, которое работает в тяжелых промышленных условиях, например, в условиях вибраций или температурных воздействий. Чтобы обеспечить точность не хуже 1 градуса при работе в промышленных условиях, следует выбрать сенсор с защитой от вибраций или температурных воздействий, который может работать длительное время без замены.

Проектирование инерциальных сенсоров и систем на их основе должно учитывать не только основные параметры, такие как точность или производительность, но и габариты, стоимость, потребляемую мощность и др., ориентированные на конкретное применение системы или оборудования. Следует учитывать, что проектирование инерциальных MEMS сенсоров с минимизацией затрат может привести к снижению их производительности.

Для высокоточного микроэлектромеханического устройства (MEMS-сенсора), показанного на рис. 5, требуется высокое отношение сигнал/шум, которое обусловлено площадью и толщиной кремниевой пластины, напряжением, прикладываемым к этой пластине, характеристиками корпуса и т.д. Поэтому в результате проектирования должны быть выбраны и оптимизированы все параметры с учетом тестирования и калибровки законченного изделия.

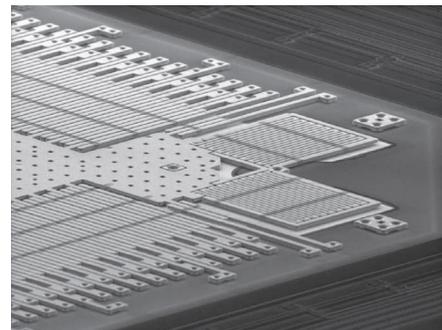


Рис. 5. Микроэлектронная структура MEMS сенсора

В табл. 5 приведены характеристики промышленных инерциальных сенсоров среднего уровня в сравнении с коммерческими сенсорами, которые применяются, например, в мобильном телефоне и других гаджетах. Отметим, что на рынке, кроме того, представлены промышленные инерциальные сенсоры с более высокими параметрами. Большинство коммерческих сенсоров невысокого качества не содержит в своих спецификациях параметры допустимых вибраций или линейных ускорений, которые могут оказать существенное влияние на их точность или производительность при применении в промышленности.

Промышленный гироскоп на базе MEMS сенсора (табл. 5) разработан для высокоскоростных систем с динамическим диапазоном 2000 °/сек и ускорением 40 g. Минимизированный дрейф отклонения сенсора позволяет исключить использование дополнительных корректирующих сенсоров.

Малошумящие акселерометры применяются совместно с гироскопами, чтобы компенсировать дрейф, вызванный динамическими перегрузками. Гироскопический сенсор применяется для компенсации влияющих факторов на систему, таких как вибрации, удары, ускорение, сила тяжести.

Кроме того, посредством калибровки может быть скорректирован температурный дрейф отклонения или смещения, которое является одним из источников погрешности. В табл. 6 сравниваются параметры промышленного инерциального MEMS сенсора с коммерческим аналогом, причем оба сенсора имеют относительно высокую спектральную плотность шума, однако в коммерческом варианте не предусмотрена компенсация погрешностей, вызванных вибрациями. В результате точность промышленного сенсора оказалась минимум в 20 раз выше точности коммерческого аналога.

Для большинства мобильных систем при опре-

Таблица 5. Параметры промышленных MEMS сенсоров с и улучшенных коммерческих аналогов

Наименование параметра	Типовые параметры промышленных сенсоров	Единицы измерения	Улучшенные параметры коммерческих сенсоров
Гироскопы			
Динамический диапазон	свыше 2000	°/с	~
Плотность шума	0.004	°/с/√Гц с.к.з.	2x
Случайное угловое отклонение	0.2	°/√Гц	2x
Временная нестабильность	5	°/с	3x
Повторяемость отклонения	0.2	°/с	100x
Частота среза	465	Гц	2x
Акселерометры			
Диапазон	Свыше 40	g	3x
Плотность шума	25	микро-g/√Гц с.к.з.	10x
Скорость случайного отклонения	0.03	м/с/√Гц	10x
Временная нестабильность	10	микро-g	100x
Повторяемость отклонения	25	mg	2x
Частота среза	500	Гц	20x
Осевое выравнивание	0.05	градус	10x
Влияние линейного ускорения	0.01	°/с/g	10x
Устойчивость к вибрации	0.004	°/с/g ²	10x

Таблица 6. Погрешности промышленных и коммерческих сенсоров

Влияющие факторы и общая погрешность	Промышленный сенсор	Коммерческий сенсор
Плотность шума, °/с/√Гц	0.036	0.089
Линейное ускорение (°/с/г)	0.020	0.200

делении местоположения требуется измерение параметров движения (линейного ускорения и угловой скорости) по трем осям. Эти функции могут быть реализованы в микроэлектронном (коммерческое применение) и модульном (промышленное применение) исполнении. Пример модульного трехосного инерциального сенсора приведен на рис. 6. Коммерческие инерциальные сенсоры в микроэлектронном исполнении пока не обеспечивают параметры, которым соответствуют модульные промышленные аналоги, как следует из рис. 7.



Рис. 6. Модульный инерциальный сенсор шестью степенями свободы ADIS16460

ВЫВОДЫ

Промышленные инерциальные смарт сенсоры с функцией определения местоположения позволяют существенно увеличить производительность машин и механизмов. Их точность и надежность на системном уровне во многом обеспечивается параметрами сенсоров. Системная интеграция сложного оборудования, встроенное прикладное программное обеспечение, наряду с полученной от сенсоров информации позволяют значительно повысить надежность и безопасность такого оборудования в процессе эксплуатации. Новые промышленные инерциальные сенсоры компании Analog Devices полностью соответствуют требованиям таких систем.

Consumer Grade MEMS	Industrial Grade MEMS
<ul style="list-style-type: none"> • Compromised Performance • Added Cost from Test/Calibration/Yield Loss • Added Cost of Complex Packaging, Vibration/Thermal Isolation • Software Band Aids • Life Cycle Performance Drifts from Plastic Packaging • Component Obsolescence • Compromised Reliability...Operational Failure 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Superior Performance ✓ Ruggedized, Application-Ready ✓ Stability: Performance and Supply Availability ✓ Reliability: Up to Full Avionics Certifiable (DO178/254) ✓ Lower Overall System Size/Weight/Power /Cost



Рис. 7. Сравнительная характеристика коммерческих и промышленных инерциальных сенсоров

VD MAIS
Разработка и серийное производство электроники

- разработка электрических схем
- проектирование и изготовление печатных плат
- комплектация изделий электронными компонентами и конструктивами
- контрактное производство (по стандарту IPC-A-610G):
 - автоматизированный монтаж SMD-компонентов и автоматизированная селективная пайка компонентов, монтируемых в отверстия
 - изготовление опытных образцов изделий
 - мелко- и крупносерийное производство
- многолетний опыт разработки и производства
- гарантия качества

Сертификация на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016
Цены – оптимальные.

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
тел.: (0-44) 201-0202, 492-8852, факс: (0-44) 202-1110
e-mail: info@vdmmais.ua, www.vdmmais.ua

VD MAIS
Контрактное производство электроники (по стандарту IPC-A-610)

- автоматизированный монтаж SMD-компонентов (до 2.5 млн в сутки)
- автоматизированная селективная пайка компонентов, монтируемых в отверстия
- монтаж прототипов печатных плат
- 100% автоматический оптический контроль качества монтажа
- изготовление опытных образцов изделий
- мелко- и крупносерийное производство
- 10-летний опыт контрактного производства
- гарантия качества

Сертификация на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016
Цены – оптимальные.

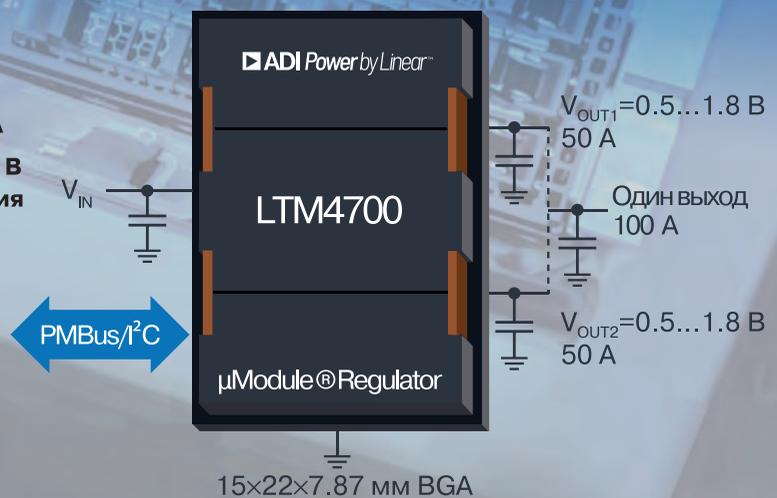
Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
тел.: (0-44) 201-0202, 492-8852, факс: (0-44) 202-1110
e-mail: info@vdmmais.ua, www.vdmmais.ua

Микромодули LTM4700

КПД 90%

Ток от 100 до 400 А

- диапазон входного напряжения от 4.5 до 16 В
- диапазон регулировки выходного напряжения от 0.5 до 1.8 В
- КПД ~90% при полной нагрузке, $U_{вх} = 12 В$, $U_{вых} = 1 В$, $I_{вых} = 100А$
- максимальная отклонение напряжения при изменении температуры $\pm 0.5\%$
- интегрированный датчик тока с усилителем
- интегрированный 16-разрядный $\Delta\Sigma$ АЦП
- PMBus-совместимый I2C интерфейс



ИЗМЕРЕНИЕ КОНДУКТИВНЫХ ПОМЕХ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИРОВАНИЯ В LTSPICE

MEASUREMENT OF CONDUCTIVE INTERFERENCE USING LTSPICE SIMULATION

В статье приведена краткая информация о способах измерения кондуктивных помех с помощью моделирования в программе LTspice. Показано, как измерить спектр разности сигналов между двумя незаземленными точками модели.

В. Макаренко

V. Makarenko

При разработке импульсных источников питания очень важно обеспечить его параметры, отвечающие требованиям по электромагнитной совместимости соответствующему стандарту. В [1] показано как, воспользовавшись программой LTpowerCADII от компании Analog Devices, спроектировать импульсный источник питания и фильтр подавления кондуктивных помех на компонентах этой компании. Однако для работы с программой доступны не все компоненты компании, а при проектировании фильтра, даже не для всех, доступных для проектирования компонентов, можно получить модель для исследования свойств источника питания. Поэтому желательно иметь возможность проверить уровень кондуктивных электромагнитных помех (ЭМП) любого источника, модель которого можно создать в LTspice.

Как известно, кондуктивные помехи делятся на дифференциальные (возникают из-за дифференциальных токов в паре проводов: ток покидает источник по одной линии и возвращается по обратной линии дифференциальной пары) и синфазные (воз-

никают, когда ток течет вдоль обеих линий в одном направлении и попадает через паразитные цепи на системную "земляную" шину).

Стандарты, определяющие предельные уровни кондуктивных помех, как правило, охватывают более низкий частотный диапазон, чем стандарты для индуктивных ЭМП, а именно 150 кГц – 30 МГц.

На рис. 1 показаны общие пути проводимости синфазных (CM) и дифференциальных (DM) кондуктивных помех импульсного источника питания [2].

Для оценки уровня кондуктивных помех на входе тестируемого устройства включается эквивалент сети (Line Impedance Stabilization Network, LISN), используемый для измерения уровня кондуктивных помех. Для измерения уровня дифференциальных помех, создаваемых DC/DC-преобразователями, схему включения LISN можно упростить так, как показано на рис. 2.

Параметры LISN, приведенные на рис. 1 и 2, соответствуют требованиям измерения ЭМП в соответствии со стандартом CISPR25.

Для иллюстрации возможностей измерения кон-

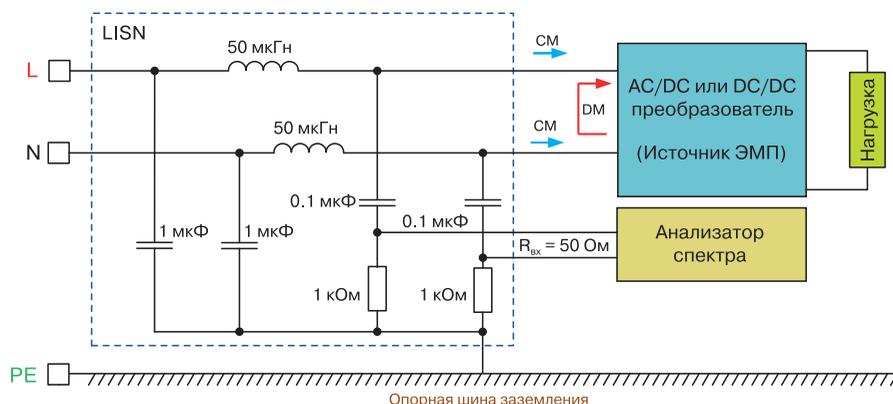


Рис. 1. Включение LISN для измерения синфазных кондуктивных помех

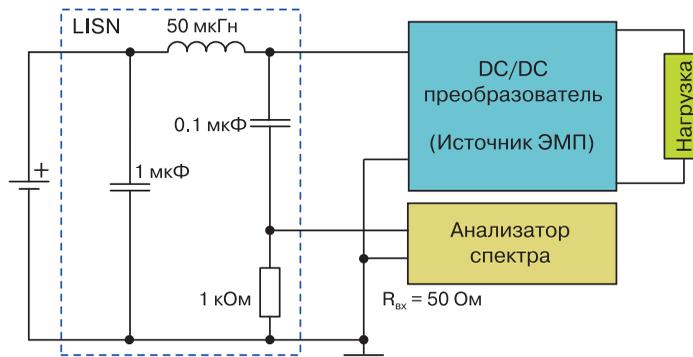


Рис. 2. Схема включения LISN для измерения дифференциальных кондуктивных помех

дуктивных помех с помощью LTspice воспользуемся моделью преобразователя из библиотеки примеров LTspice. На рис. 3 приведена схема модели понижающего преобразователя с двумя выходами, выбранная для иллюстрации возможностей измерения помех.

Для измерения синфазных помех необходимо подготовить модель для подключения LISN. Для этого необходимо удалить все значки общего провода и соединить точки подключения общего провода одним проводником, как показано в [3]. После этого можно подключать LISN.

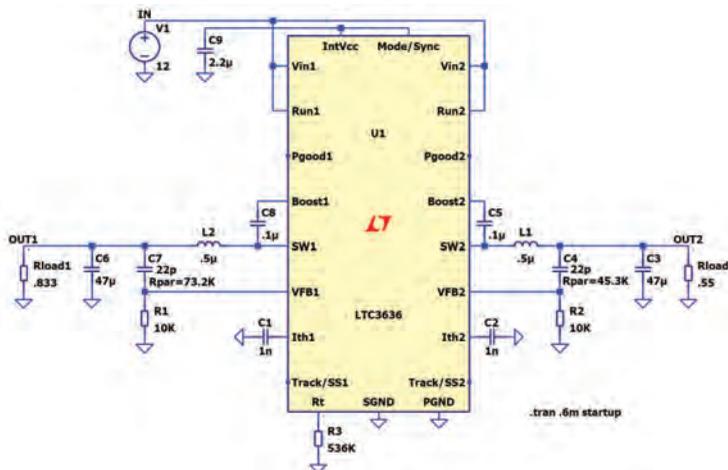


Рис. 3. Модель понижающего DC/DC-преобразователя

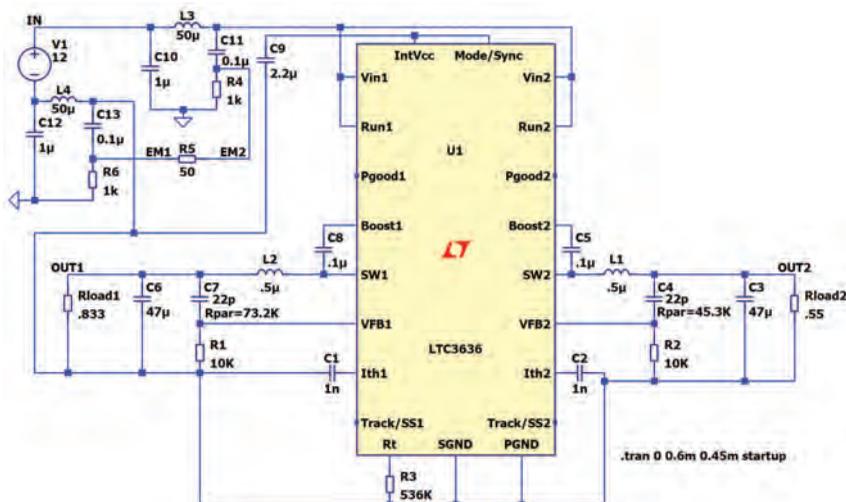


Рис. 4. Модель для измерения синфазных помех понижающего DC/DC-преобразователя

На рис. 4 приведена модель с подключенными узлами LISN для измерения синфазных помех.

Резистор R5 выполняет функцию входного сопротивления анализатора спектра. Напряжение помехи падает на резисторе R5, что соответствует разности напряжений между узлами EM1 и EM2. Для измерения этого напряжения следует щёлкнуть левой кнопкой мыши по первому узлу EM1 и, не отпуская кнопки мыши, переместить курсор ко второму узлу EM2. По мере перемещения, щуп сначала окрасится в серый цвет, а затем, в районе второго узла, в чёрный цвет. После этого отпускаем левую кнопку мыши.

На рис. 5 приведены графики сигналов в точках EM1, EM2 и разностного сигнала между этими точками V(EM1,EM2).

Из графиков следует, что сигналы в точках EM1 и EM2 равны по амплитуде и противофазны, что и дает удвоение амплитуды помехи на измерительном резисторе R5. Так как форма сигнала V(EM1) и V(EM1,EM2) одинакова, а отличаются в два раза по амплитуде, следует ожидать, что и спектры сигналов V(EM1) и V(EM1,EM2), а также V(EM2) будут одинаковы. Различие будет наблюдаться только в уровне спектральных составляющих. В спектре V(EM1) все составляющие будут иметь значения на 6 дБмкВ меньше, чем в спектре сигнала V(EM1,EM2).

Чтобы проверить это, проведем измерения спектра в точке EM1. В LTspice при анализе спектра информация выводится в логарифмических единицах (дБ), которые вычисляются как отношение среднеквадратического значения спектральной составляющей к значению напряжения 1 В. При оценке электромагнитных помех (ЭМП) спектр должен выводиться в значениях дБмкВ. Чтобы автоматически осуществить перерасчет в дБмкВ, необходимо в окне отображения спектра ввести делитель величин

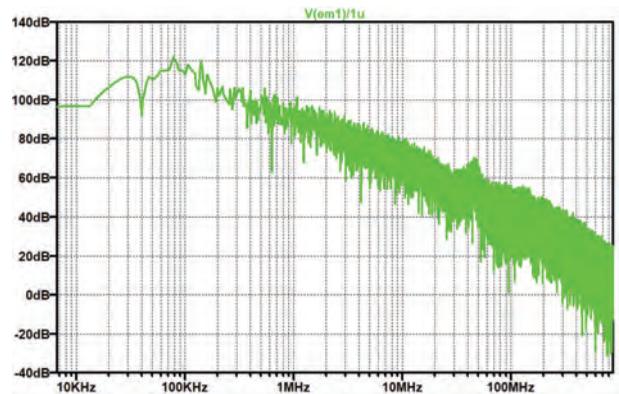


Рис. 6. Спектр помехи в точке EM1

ной 1 мкВ [4], а именно V(em1)/1u, как показано на рис. 6.

Поскольку в LTspice невозможно произвести измерение спектра между двумя точками, то воспользуемся измерением спектра тока, протекающего через измерительный резистор R5, а для получения требуемых значений в окне отображения спектра

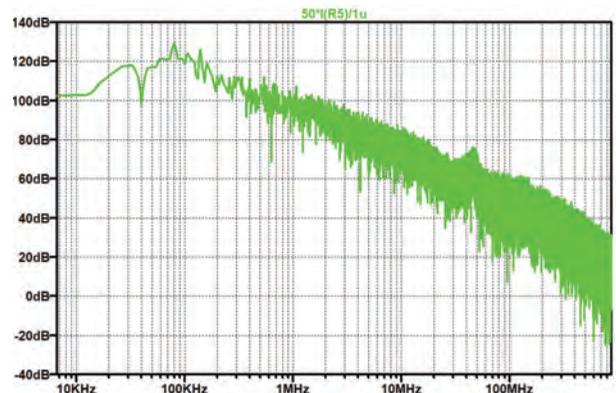


Рис. 7. Спектр синфазной помехи на измерительном резисторе R5

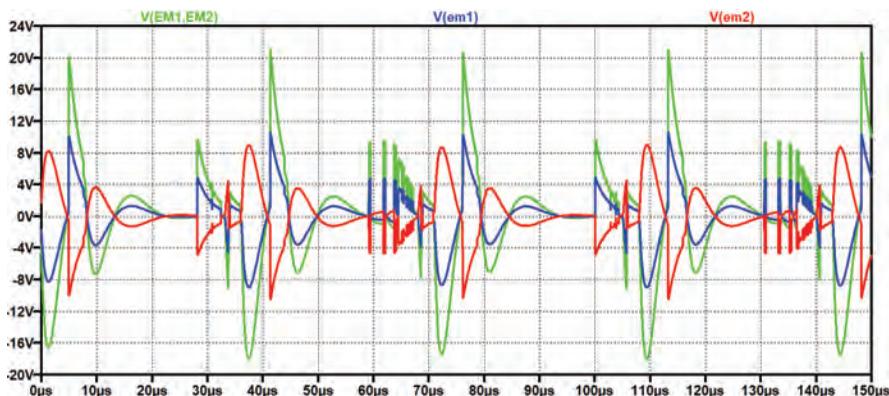


Рис. 5. Графики сигналов в точках EM1, EM2 и между этими точками V(EM1,EM2)

вводим выражение $R5 \cdot I(R5) / 1u$, как показано на рис. 7.

Сравнивая спектры на рис. 6 и 7, можно удостовериться, что они очень похожи, а разница уровней составляет 6 дБ. При малом времени анализа могут наблюдаться небольшие отличия формы спектра в области нижних частот, что объясняется малым временем анализа, заданном при моделировании. При увеличении времени анализа эти расхождения становятся незаметными.

Для измерения дифференциальной помехи модифицируем модель, как показано на рис. 8.

Спектр дифференциальной кондуктивной помехи, измеренный в точке EMI, приведен на рис. 9.

В [5] предложен метод измерения синфазной помехи, при котором из суммарного спектра вырезаются составляющие спектра дифференциальной помехи, как показано на рис. 10.

Модель для проверки такого метода измерения

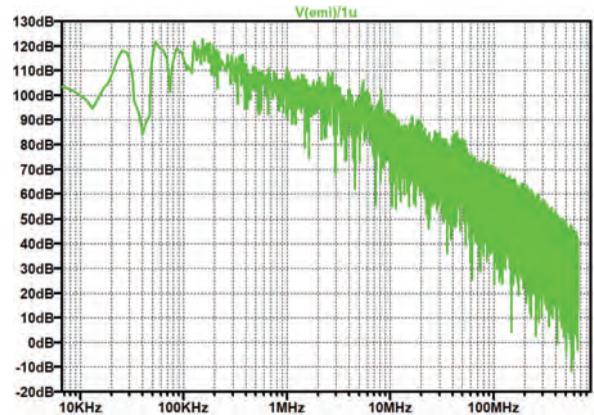


Рис. 9. Спектр дифференциальной кондуктивной помехи, измеренный в точке EMI

помех приведена на рис. 11, а спектр помех – на рис. 12.

Как следует из полученного результата, спектр, отображенный на рис. 12, не соответствует ни одно-

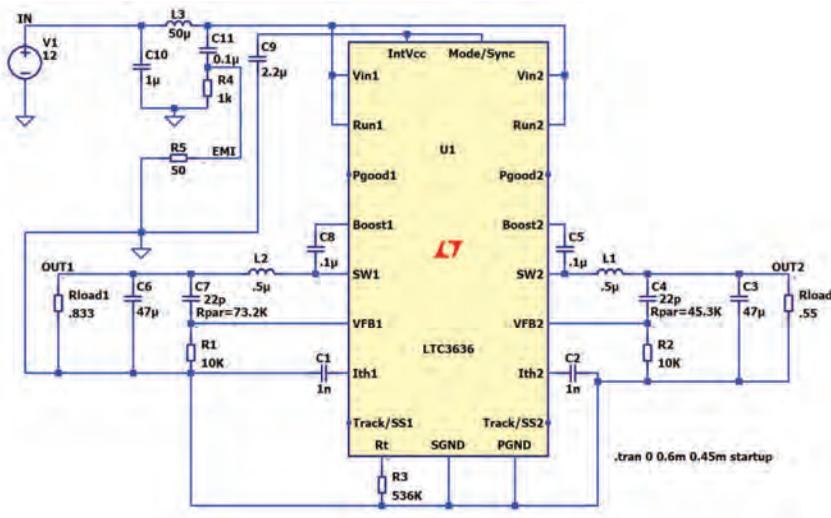


Рис. 8. Модель для измерения дифференциальной кондуктивной помехи

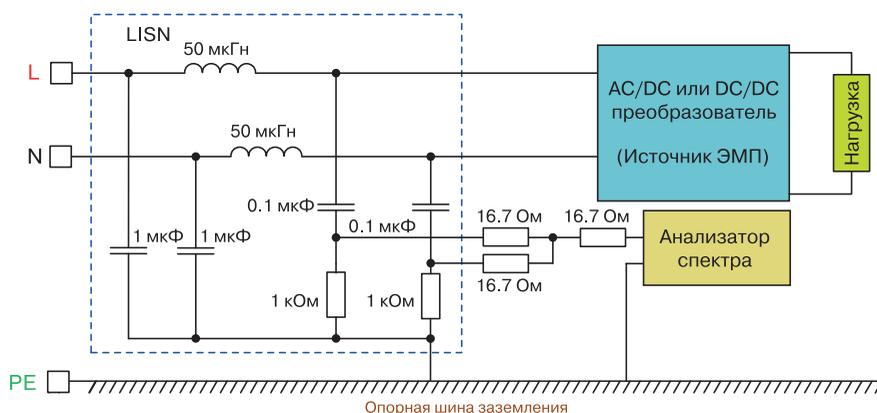


Рис. 10. Метод измерения спектра синфазной помехи с режекцией дифференциальной помехи

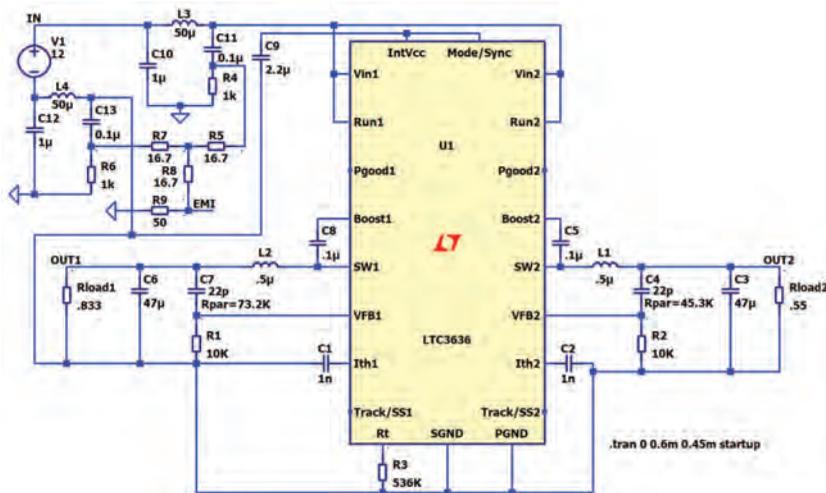


Рис. 11. Модель для измерения спектра синфазной помехи с режекцией дифференциальной помехи

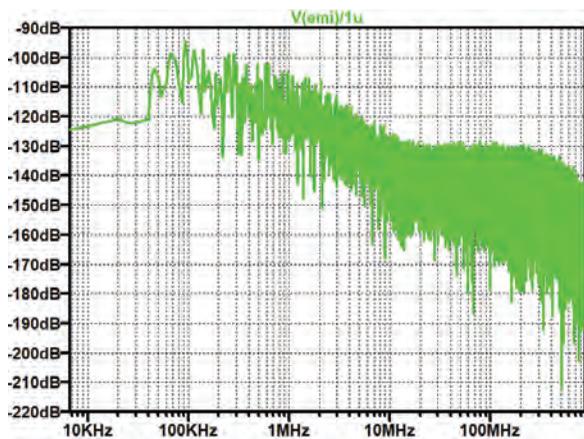


Рис. 12. Спектр синфазной помехи с режекцией дифференциальной помехи

му из спектров кондуктивных помех. Скорее это разница синфазной и дифференциальной помех, о чем свидетельствуют полученные значения спектра, отличающиеся на 200 дБ от спектров, полученных другим способом. Еще один вывод, который можно сделать из анализа рис. 12 заключается в том, что разница между спектрами дифференциальной и синфазной помех весьма незначительна.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Макаренко Основные возможности программы проектирования импульсных источников питания LTpowerCADII / Электронные компоненты и системы, №3(231), 2020. с. 37-51. url: http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/_2020/3_2020/V.Makarenko_Basic%20features%20of%20the%20LTpowerCADII%20switching%20power%2

0supply%20design%20program.pdf

2. Henry Zhang, Sam Young Speed Up the Design of EMI Filters for Switch-Mode Power Supplies. url: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-54/number-2/speed-up-the-design-of-emi-filters-for-switch-mode-power-supplies.pdf>

3. Timothy Hegarty An overview of conducted EMI specifications for power supplies / <https://www.ti.com/lit/wp/slyy136/slyy136.pdf>

4. В. Макаренко О некоторых особенностях работы с программой LTspice / Электронные компоненты и системы, №3(235), 2021. с. 54-56. url: [http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/2021/3_2021/V.Makarenko_On_some_features_of_working_with_LTSpice_EKIS_3\(235\)_2021.pdf](http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/2021/3_2021/V.Makarenko_On_some_features_of_working_with_LTSpice_EKIS_3(235)_2021.pdf)

5. Henry W. Ott Electromagnetic Compatibility Engineering. A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2009. – 871 pp.

VD MAIS

Печатные платы



- проектирование печатных плат
- технологическая подготовка производства
- изготовление любого количества плат:
 - по ГОСТ 23752-79
 - по стандарту IPC-A-600J
- проектирование и изготовление трафаретов для нанесения паяльной пасты.

Сертификация на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016

Цены – оптимальные.

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
тел.: (0-44) 201-0202, 492-8852, факс: (0-44) 202-1110
e-mail: info@vdmajs.ua, www.vdmajs.ua



LED-драйверы мощностью от 6 до 600 Вт

Высокий IP
рейтинг

Совместимость
с системами
диминга

Высокая
эффективность

Высокая
надежность

Длительный
жизненный
цикл

- широкий выбор диапазона мощностей
- драйверы мощностью 40...600 Вт в металлических корпусах
- встроенные корректоры коэффициента мощности
- широкий диапазон входных напряжений: 90...305 (528) В (AC)
- IP65/67
- три варианта регулирования яркости светодиодов
- возможность работы в режиме с постоянной выходной мощностью
- пригодны для использования в системах внутреннего и внешнего светодиодного освещения
- высокое значение КПД (до 96%)
- защита от короткого замыкания, перегрева и превышения напряжения
- гарантия от 5 до 7 лет



VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ+
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании MEAN WELL в Украине

тел.: (044) 201-0202, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (032) 245-5478,
(095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmαιs.ua, www.vdmαιs.ua

ПЕРВЫЙ В МИРЕ СВЕТОДИОДНЫЙ ДРАЙВЕР KNX ДЛЯ ЗАЩИТЫ ДАННЫХ СЕРИИ PWM-200KN

В статье приведена краткая информация о светодиодных драйверах серии PWM-200KN, выпускаемых компанией MEAN WELL. Это первый в мире драйвер, который обеспечивает защиту системы управления освещением от несанкционированного доступа путем шифрования данных управления, передаваемых по шине KNX.

В. Макаренко

Компания MEAN WELL, ведущий производитель стандартных источников питания, продолжает продвигать технологии автоматизации зданий. Для удовлетворения растущего спроса на драйверы более высокой мощности и обеспечения кибербезопасности в системах освещения компания Mean Well разработала первый в мире светодиодный AC/DC-драйвер мощностью 200 Вт для системы KNX с защитой данных PWM-200KN [1].

Драйвер серии PWM-200KN способен поддерживать цветовую температуру и однородность светового потока во времени при управлении всеми видами светодиодных лент и светильников. Драйвер соответствует требованиям стандартов к устройствам управления лампами EN61347/GB19510 и UL8750, используемым во всех регионах.

Встроенный интерфейс KNX [2,3] с функцией защиты данных позволяет избежать использования ложного шлюза KNX-DALI. KNX Data Secure подписывает и шифрует коммуникационные телеграммы на шине KNX с витой парой, используя шифрование по стандарту AES128 CCM в соответствии с ISO 18033-3, для эффективного предотвращения атак на инфраструктуру освещения зданий и достижения высокого уровня защиты данных.

Благодаря высокой эффективности до 94% все драйверы серии могут работать при температуре корпуса от -40 до 85 °C при естественной конвекции воздуха (без использования вентиляторов). Минимальный уровень затемнения до 0,01% позволяет применять их в системах с низким уровнем освещенности, например, в кинотеатрах. Частота коммутации силовых ключей может изменяться на величину до 4 кГц в соответствии с требованиями стандарта IEC 1789-2015, что обеспечивает решение проблем со здоровьем из-за мерцания света.

Высоконадежные драйверы светодиодов серии

WORLD FIRST KNX DATA SECURE LED DRIVER – PWM-200KN SERIES

Abstract – The article provides brief information about the PWM-200KN series LED drivers manufactured by MEAN WELL. This is the world's first driver that protects the lighting control system from unauthorized access by encrypting control data transmitted over the KNX bus.

V. Makarenko

PWM-200KN (рис. 1) соответствуют классу защиты электротехнического оборудования IP67 и ориентированы на применение в системах внутреннего и наружного светодиодного освещения (декоративного и архитектурного), промышленного освещения и для использования в опасных (классифицированных) местах класса I, подкласса 2. Кроме того, их можно применять в качестве источников питания прожекторов и других светотехнических устройств.



Рис. 1. Драйверы светодиодов серии PWM-200KN

Драйверы светодиодов PWM-200KN поддерживают режим работы со стабилизацией выходной мощности в расширенном диапазоне входных напряжений переменного (100...305 В) и постоянного (142...431 В) тока. Драйверы в соответствии с рекомендациями стандартов EN61000 и EN61547 устойчивы к импульсам напряжения амплитудой 3.75 кВ. Конструктивно драйверы PWM-200KN выполнены в герметичном металлическом корпусе габаритными размерами 195×68×39 мм. Срок службы – 170 тыс. ч при температуре корпуса 60 °C. Доступны четыре модификации драйверов серии PWM-200KN с выходными напряжениями 12, 24, 36 и 48 В.

Основные технические характеристики драйверов PWM-200KN приведены в табл. 1, а структура – на рис. 2.

Драйверы обеспечивают выходной ток до 15 А и содержат встроенный активный корректор коэффици-

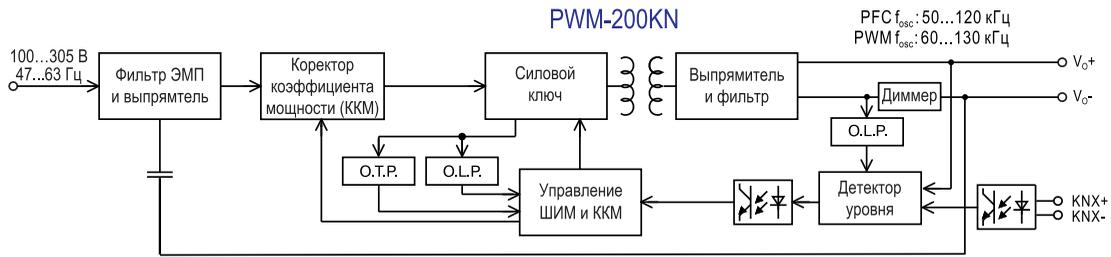


Рис. 2. Структурная схема драйвера светодиодов PWM-200KN

циента мощности (PF). При входном напряжении 277 В и нагрузке 100% коэффициент $PF \geq 0.94$, КПД – 92...94% для различных модификаций. Потребляемая мощность при отсутствии нагрузки не превышает 0.5 Вт.

Графики зависимости КПД драйверов PWM-200KN от величины нагрузки и входного напряжения приведены на рис. 3. Поскольку КПД снижается при уменьшении нагрузки, наибольшую эффективность при использовании драйверов можно получить в режимах работы с большим выходным током.

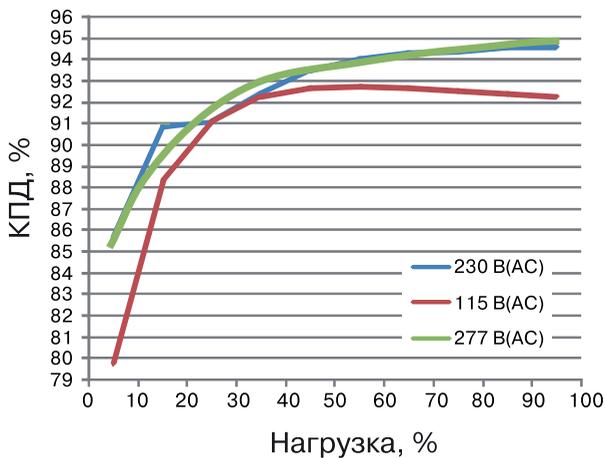


Рис. 3. Графики зависимости КПД драйверов PWM-200KN от величины нагрузки

Зависимости коэффициента мощности и нелинейных искажений от нагрузки при температуре корпуса 75 °С приведены на рис. 4 и 5, соответственно.

При повышении температуры окружающей среды рекомендуется снижать нагрузку в соответствии с графиком, приведенным на рис. 6.

Драйверы PWM-200KN выдерживают вибрации с ускорением до 5 g в диапазоне частот 10...500 Гц.

Драйверы PWM-200KN соответствуют рекомендациям основных европейских и международных

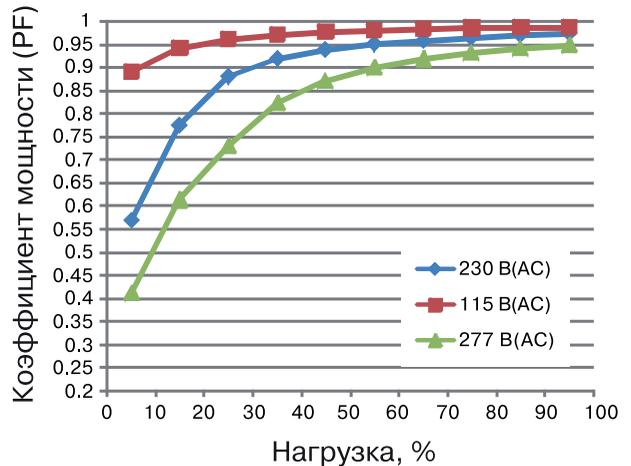


Рис. 4. Графики зависимости коэффициента мощности драйверов PWM-200KN от величины нагрузки при температуре корпуса 75 °С

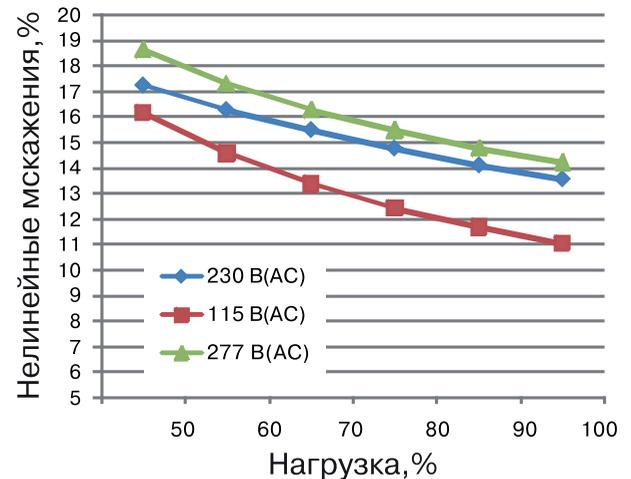


Рис. 5. Графики зависимости нелинейных искажений драйверов PWM-200KN от величины нагрузки при температуре корпуса 75 °С

стандартов по электромагнитной совместимости и безопасности (табл. 1).

Кроме того, драйверы сертифицированы на т.н. Евразийское соответствие (Eurasian Conformity – EAC), т.е. соответствие требованиям Технических

Таблица 1. Основные технические характеристики драйверов светодиодов PWM-200KN

Модель	PWM-200-12	PWM-200-24	PWM-200-36	PWM-200-48
Выход				
Выходное напряжение	12 В	24 В	36 В	48 В
Ток нагрузки	15 А	8.3 А	5.55 А	4.17 А
Номинальная выходная мощность	180 Вт	199.2 Вт	199.8 Вт	200.1 Вт
Диапазон диммирования	0 ~ 100%			
Изменение частоты ШИМ	200...4000 Гц пользователем (посредством ETS)			
Время старта	500 мс, 80 мс/230 В(AC), 1200 мс, 80 мс/115 В(AC) первая цифра при холодном старте			
Время выключения	10 мс/230 В(AC) или 115 В(AC)			
Вход				
Входное напряжение	100...305 В(AC), 142...431 В(DC)			
Частота сети	47... 63 Гц			
Коеф. мощности	PF>0.97/115 В(AC), PF>0.96/230 В(AC), PF>0.94/277 В(AC) при полной нагрузке			
Кэффициент гармоник (THD)	THD < 20% (при нагрузке 60%/115 В(AC), 230 В(AC) при нагрузке 75%/277 В(AC))			
КПД	92%	93%	94%	94%
Ток потребления от сети	2.2 А / 115 В(AC), 1.1 А / 230 В(AC), 0.9 А / 277 В(AC)			
Пусковой ток	холодный старт 65 А (twidth=550 мкс измер. при 0.5Ipeak) при 230 В(AC)			
Макс. число блоков питания на 1 выключатель 16 А	3 блока (автоматический выключатель типа В) /5 блоков (автоматический выключатель типа С) при 230 В переменного тока			
Ток утечки	<0.75 мА / 277 В(AC)			
Энергопотребление в режиме ожидания	Не более 0.5 Вт при выкл. режиме диммирования			
Защита				
Перегрузка	108 ~ 135% номинальной выходной мощности			
	Режим прерывания или ограничение постоянного тока, восстанавливается автоматически после устранения неисправности			
Короткое замыкание	Отключить входное напряжение, снова включить питание для восстановления работы			
	13...18 В	27...34 В	41...49 В	53... 65 В
Перенапряжение	Отключить входное напряжение, повторно включить питание для восстановления работы после устранения неисправности			
Перегрев	Отключить входное напряжение, повторно включить питание для восстановления после устранения неисправности			
Окружающая среда				
Диапазон рабочих температур	-40...85 °С			
Макс. температура корпуса	85 °С			
Относительная влажность	20...95% без конденсации			
Температ. коэф. вых напряж.	±0.03%/°С(0...50 °С)			
Вибрации	10...500 Гц, 5g 12 мин./1 цикл, период повт. 72 мин. Вдоль каждой из осей X, Y, Z			

Продолжение табл. 1. Основные технические характеристики драйверов светодиодов PWM-200KN

Электромагнитная совместимость, безопасность	
Стандарты безопасности	UL8750(тип "HL"), CSA C22.2 No. 250.13-12 ENEC BS EN/EN61347-1, BS EN/EN61347-2-13, BS EN/EN62384, EAC TP TC 004, GB19510.1, GB19510.14 дизайн BS EN/EN60335-1, согласно BS EN/EN61347-2-13 приложение J подходит для аварийных установок.
Стандарты KNX	Сертифицированный протокол
Прочность изоляции	3.75 кВ между входом и выходом (переменный ток)
Сопrotивление изоляции	100 Мом вход-выход / 500 В(DC) / 25 / 70% влажность
Электромагнитная совместимость (стандарты)	Соответствие BS EN/EN55015, BS EN/EN61000-3-2 Class C (при нагрузке 60%) BS EN/EN61000-3-3, GB17743 и GB17625.1, EAC TP TC 020
Иммунитет к электромагнитной помехе	Соответствие BS EN/EN61000-4-2,3,4,5,6,8,11 BS EN/EN61547, уровень легкой промышленности (устойчивость к перенапряжениям, линия-линия 2 кВ), EAC TP TC 020
Другие параметры	
Среднее расчетное время между отказами (MTBF)	553.6 тыс. часов (мин.) Telcordia SR-332 (Bellcore) 170 тыс. часов (мин.) MIL-HDBK-217F (25)
Габаритные размеры	195×68×39.5 мм
Масса	1.03 кг

Регламентов Таможенного Союза (TP TC 020).

TP TC 020 – это Технический Регламент Таможенного Союза "Электромагнитная совместимость технических средств".

Гарантийный срок эксплуатации пять лет.

Схема подключения драйвера к светодиодной ленте приведена на рис. 7.

Управление драйвером осуществляется по шине KNX либо программным путем, либо с помощью диммеров KNX. С доугими устройствами Mean Well, предназначенных для работы с шиной KNX, можно познакомиться в [3].

Дополнительную информацию о продукции компании Mean Well можно найти в сети Интернет по адресу www.meanwell.com.

ЛИТЕРАТУРА

- <https://www.meanwell.com/newsInfo.aspx?c=1&i=976>
- В. Макаренко Системы автоматизации зданий на основе технологии KNX / Электронные компоненты и системы, №1(225), 2019. с. 33-40. Url: http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/2019/1_2019/V.Makarenko_Building_automation_systems_based_on_KNX_technolog_EKIS_1_2019.pdf
- В. Макаренко Продукция компании MEAN WELL для технологии KNX / Электронные компоненты и системы, №1(225), 2019. с. 41-47. Url: http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/2019/1_2019/V.Makarenko_MEAN_WELL_KNX_Technology_Products_EKIS_1_2019.pdf
- <https://www.meanwell.com/webapp/product/search.aspx?prod=PWM-200-KN>

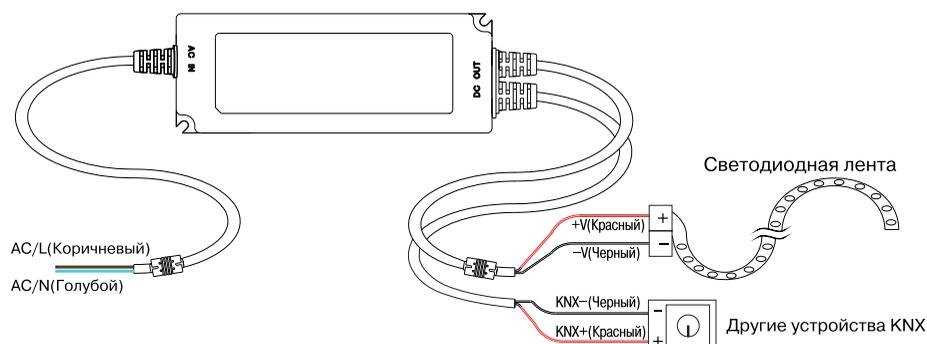


Рис. 7. Схема подключения драйвера PWM-200KN к светодиодной ленте

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

Высококачественная
металлизация
переходных отверстий

производство

На поставляемые фирмой VD MAIS печатные платы предоставляется документация по выходному контролю:

- сертификат фирмы VD MAIS
- сертификат качества печатной платы от изготовителя
- протокол контроля основных параметров печатной платы
- протокол контроля внутренней структуры печатной платы с микрошлифом



- протокол контроля паяемости
- протокол электрического тестирования

VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ+
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

тел.: (044) 201-0202, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (095) 283-8246,
(048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

VD MAIS
PCB Professionally

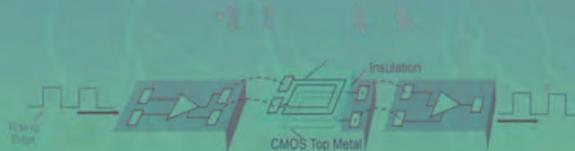
**ANALOG
DEVICES**
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

iCoupler®

ЦИФРОВЫЕ ИЗОЛЯТОРЫ
для вашего устройства

Области применения и основные параметры:

- цифровые изоляторы для интерфейсов RS-485, CAN, LVDS, M-LVDS, RS-232, IO-Link, мультипротокольные, USB 2.0, I2C, SPI
- изолированные драйверы затвора, усилители, АЦП, контроллеры
- сигма-дельта модуляторы и др.
- количество каналов: 1-6
- напряжение изоляции: 1-7,5 кВ
- максимальная скорость передачи данных: 1...150 Мбит/с
- максимальная задержка распространения: 13...180 нс
- температурные диапазоны: -40...85 °C, -40...105 °C, -40...125 °C
- тип корпуса: SOIC-8, SOIC-16, SOIC-20, BGA-32, QSOP-16, SSOP-20



VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ+
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Analog Devices в Украине
тел.: (044) 201-0202, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (095) 283-8246,
(048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua



XIII Міжнародний авіакосмічний салон

АВІАСВІТ-XXI

27 – 30 вересня 2022
Україна, Київ

Генеральний
інформаційний партнер



Спеціальний
інформаційний партнер



 **МІЖНАРОДНИЙ
ВИСТАВКОВИЙ ЦЕНТР**
м. Київ, Броварський пр-т, 15
 Лівобережна

 +38 (044) 201-11-63
 avia@iec-expo.com.ua
 www.iec-expo.com.ua



МНОГОПОРТОВЫЙ КОНТРОЛЛЕР ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ POE

MULTI-PORT POWER SUPPLY CONTROLLER FOR POE SYSTEMS

В статье приведена краткая информация о наборе микросхем LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 для создания источников питания совместимых с питанием через Ethernet (PoE). Применение запатентованной технологии гальванической развязки с помощью трансформаторов позволяет значительно снизить стоимость таких источников питания.

В. Макаренко

Abstract – The article provides brief information about the LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 chipset for creating power supplies compatible with power over Ethernet (PoE). The use of patented galvanic isolation technology using transformers can significantly reduce the cost of such power supplies.

V. Makarenko

Набор микросхем LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 представляет собой 48-портовый контроллер обору- дования для источников питания (PSE – Power Source Equipment), предназначенный для использо- вания в системах IEEE 802.3af типа 2, 802.3bt типа 3 и 4, совместимых с питанием через Ethernet (PoE).

LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 предназначены для питания совместимых устройств, соответствующих стандартам 802.3af, 802.3at и 802.3bt PDs (Powered Device – питаемые устройства).

Чипсет LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 имеет наи- меньшее в отрасли тепловыделение за счет использо- вания внешних МОП-транзисторов с низким со- противлением открытого канала, что обеспечивает внутреннее сопротивление канала питания не более 0.1 Ом.

Для питания устройств с использованием техно- логий стандарта IEEE 802.3bt. задействованы все восемь проводников кабеля современной витой пары (категории 5 и выше), в то время как для пер- вых двух поколений можно обойтись только четырь- мя.

Если говорить о совместимости, то устройства формирования питания PoE обратно совместимы – более мощное питающее устройство стандарта 802.3bt может использоваться для питания более старых потребителей PoE и PoE+ (802.3af, и 802.3at).

Использование гальванической развязки с по- мощью трансформаторов позволяет заменить до- рогостоящие оптические соединители и сложные изолированные источники питания 3,3 В, что приво- дит к значительному снижению затрат [1,2].

Расширенные функции управления питанием

для каждого порта включают:

- контроль тока/мощности с точностью 14 раз- рядов
- программируемое значение тока
- программируемое значение ограничения мощности
- быстрое отключение предварительно выбран- ных портов.

Доступен расширенный программный уровень хоста управления питанием. При обнаружении пи- таемых устройств используется запатентованный механизм многоточечного обнаружения, обеспечи- вающий защиту от ложной идентификации. Поддер- живается физическая классификация по 5 собы- тиям.

Основные характеристики LTC 9101- 1/LTC9102/LTC9103:

- полностью совместим со стандартом IEEE 802.3bt типа 3 и 4
- полностью совместим со стандартом IEEE 802.3at Тип 2 PSE
- программное обеспечение совместимое с LTC4291-1/LTC4292
- до 48 Портов PSE с одним каналом питания на порт
- до 24 Портов PSE с двумя каналами питания на порт
- флэш-память и накопители данных с защитой от ECC
- малая рассеиваемая мощность
- сопротивление датчика тока 0.1 Ом
- сопротивление открытого МОП-транзистора не более 30 мОм
- гальваническая развязка источника питания

- высокая надежность многоточечного обнаружения питаемых устройств
- проверка подключения (различает одиночные питаемые устройства с подписью и двойной подписью)
 - непрерывный мониторинг мощности и тока по каждому порту
 - 1 МГц последовательный интерфейс управления I2C
 - программируемый источник питания PD
 - диапазон рабочих температур $-40...85\text{ }^{\circ}\text{C}$
 - LTC9101 1 выпускается в 24-выводном корпусе, габаритные размеры $4\times 4\text{ мм}$
 - LTC9102/LTC9103 выпускаются в корпусе QFN-64, габаритные размеры $7\times 11\text{ мм}$.

Типовая схема подключения набора микросхем LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 приведена на рис. 1.

В стандарте 802.3af мощность, отдаваемая по Ethernet, ограничивалась величиной 13 Вт.

В 2009 году IEEE выпустил новый стандарт, известный как 802.3at или PoE+, повышающий мощность до 25.5 Вт. В 2018 году IEEE выпущен новейший стандарт PoE, известный как 802.3bt или PoE 2, который максимизирует мощность, подаваемую к PD, на уровне 71.3 Вт.

Стандарт IEEE также определяет терминологию PoE. Устройство, которое обеспечивает питание по сети, известно как PSE (или оборудование для ис-

точника питания), в то время как устройство, которое получает питание по сети, известно как PD, или питаемое устройство.

Чипсет LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 реализует запатентованную схему изоляции для связи между ИМС. Эта архитектура существенно снижает стоимость оборудования за счет замены дорогостоящих оптоизоляторов и изолированных источников питания одним недорогим трансформатором. Один LTC9101 1 способен управлять шиной, содержащей до четырех LTC9102s/LTC9103s с подключением через трансформаторы. Кроме того, возможно прямое подключение LTC9101 1 и связанных с ним LTC9102s/LTC9103s.

В LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 предусмотрен настраиваемый сигнал прерывания, запускаемый событиями для каждого порта, контроль включения питания и телеметрия неисправностей для каждого канала, контроль тока каждого порта, мониторинг и усреднение тока, напряжения и мощности порта за одну секунду.

Каждый канал питания LTC9102/LTC9103 позволяет обнаруживать, классифицировать и включать одновременно питание по всем портам, что значительно снижает задержку включения питания на коммутаторе.

LTC 9101-1 включает в себя до 12 групп из четырех идентичных портов. Каждая группа из четырех

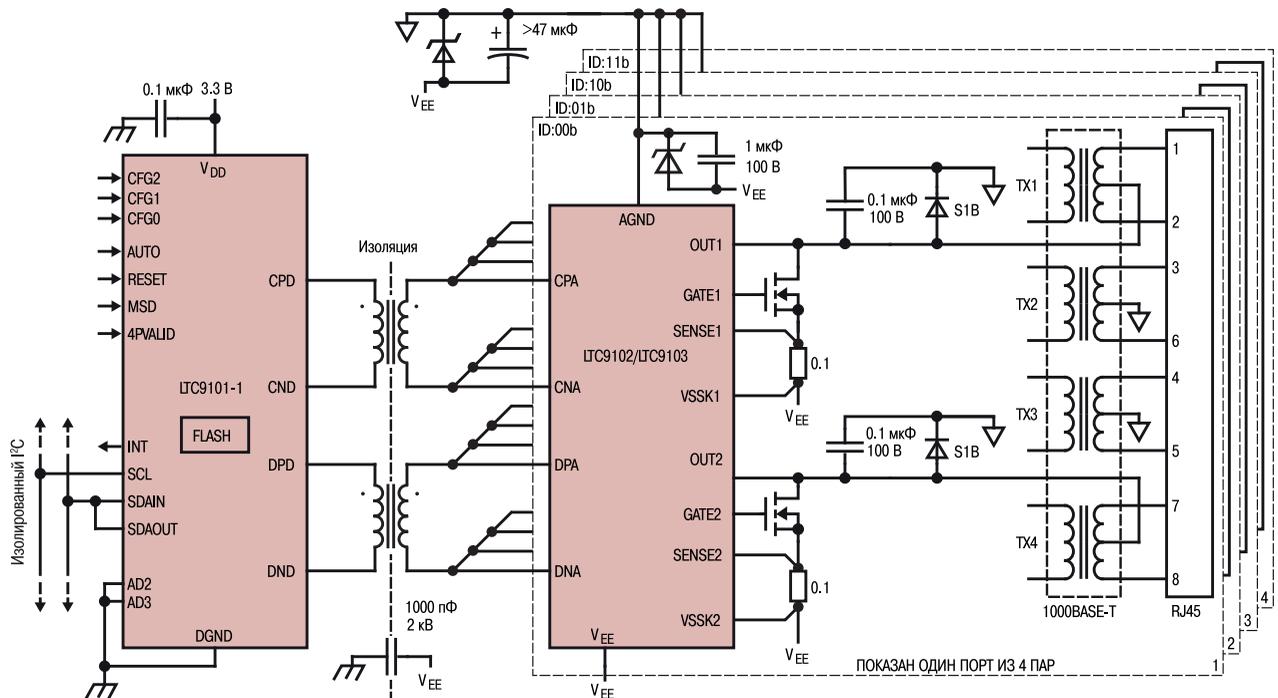


Рис. 1. Схема подключения набора микросхем LTC9101-1/LTC9102/LTC9103

портов называется четырехъядерной. В архитектуре LTC 9101-1 каждый четырехъядерный процессор содержит конфигурацию регистра и статус для четырех портов, независимо от того, находятся ли порты в режиме 2 пары или в режиме 4 пары.

При работе LTC9101-1 с 2 парами только один канал LTC9102/LTC9103 связан с каждым портом. В этом режиме, требуется, чтобы канал питания LTC9102/LTC9103 был подключен либо к альтернативе А, либо к альтернативе В соответствующего разъема RJ45 (рис. 2).

LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 может быть сконфигурирован для работы с двумя парами проводов (802.3at или 802.3bt) или четырьмя парами – 802.3bt PSE. Все PSE, совместимые с 802.3bt, полностью обратно совместимы с существующими PDS 802.3at типа 1 и типа 2, как показано в табл. 1. В дополнение к полной совместимости, PSE 802.3bt поддерживают режим более низкой мощности в режиме ожидания, сокращение времени, необходимого для ограничения тока и динамического управления питанием для всех типов PD.

Чтобы избежать повреждения устаревшего оборудования для передачи данных, которое не поддерживает подачу постоянного напряжения по проводам, стандарт PoE определяет протокол, определяющий, когда PSE может подавать и отключать питание. Устройства, совместимые с PoE, должны иметь синфазное входное сопротивление 25 кОм, так называемую сигнатуру. Когда такое устройство

Таблица 1. Максимальная мощность на выходах PSE

Стандарт	Тип	PSE			
		802.3at		802.3bt	
802.3at	1	13 Вт	13 Вт	13 Вт	13 Вт
	2	13 Вт	25.5 Вт	25.5 Вт	25.5 Вт
802.3bt	3	13 Вт	25.5 Вт	51 Вт	51 Вт
	4	13 Вт	25.5 Вт	51 Вт	71.3 Вт

подключено к кабелю, PSE определяет его сопротивление и подает питание. Если устройство отключается, PSE обнаруживает разомкнутую цепь и отключает питание. PSE также отключает питание в случае скачков тока или короткого замыкания в линии.

Когда PD обнаружен, PSE проверяет классификационную сигнатуру, которая сообщает PSE максимальную мощность, которую будет потреблять PD. Устройство PSE может использовать эту информацию для выделения питания между несколькими портами, чтобы контролировать текущее потребление PD или отклонять PD, который будет потреблять больше энергии, чем доступно PSE.

Спецификация 802.3bt поддерживает несколько новых функций:

1. PSE типа 3 и типа 4 могут обеспечивать питание по всем четырем парам (оба набора пар) в зави-

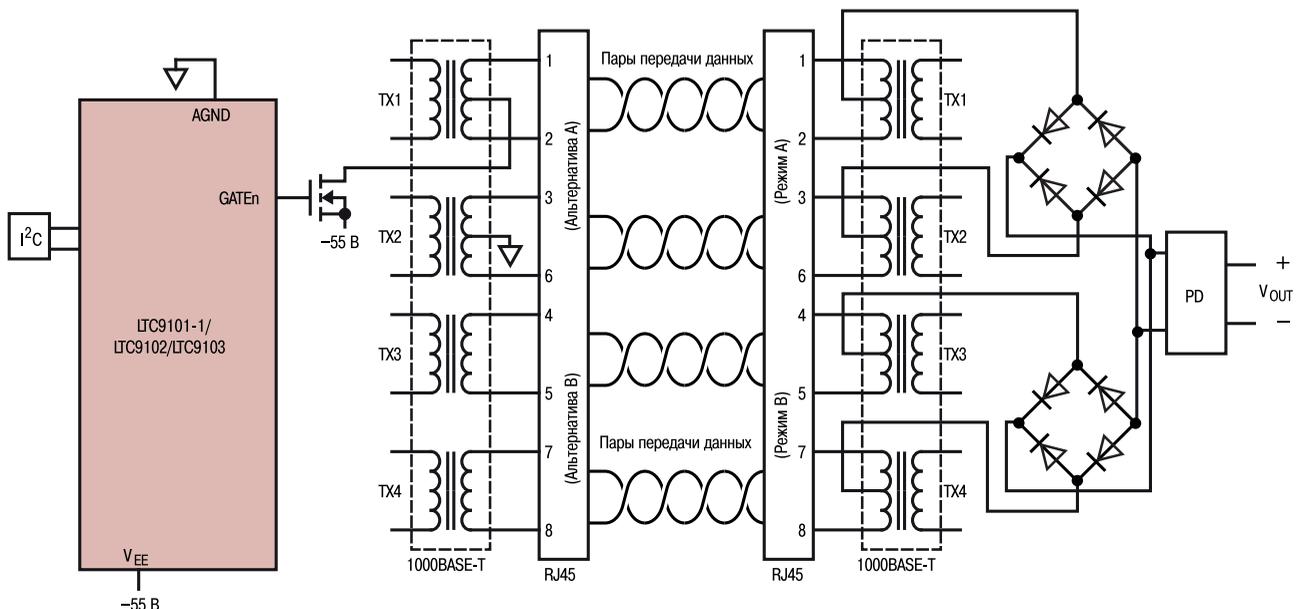


Рис. 2. Подключение PD с одним каналом питания через Ethernet при использовании двух пар проводов

симости от характеристик подключенного PD.

2. PDs типа 3 и 4 могут получать питание по всем четырем парам (оба набора пар).

3. PDs типов 3 и 4 могут быть подключены так, что будут иметь одну сигнатуру PD или PD с двойной сигнатурой. При одной сигнатуре PD используется один сигнатурный резистор для обоих наборов пар одновременно (рис. 3).

При двойной сигнатуре PD формируется питание двух полностью независимых устройств, по од-

ному на каждую пару (рис. 4).

4. PDs с одной подписью типа 3 запрашивает только один из шести возможных уровней мощности: 3.84 Вт, 6.49 Вт, 13 Вт, 25.5 Вт, 40 Вт или 51 Вт.

5. PDs с двойной подписью типа 3 запрашивает только один из четырех возможных уровней мощности для каждой пары: 3.84 Вт, 6.49 Вт, 13 Вт или 25.5 Вт. Общая запрошенная мощность PD – это сумма запрошенной мощности для обоих наборов пар.

6. Классы PD типа 3 перекрываются с классами

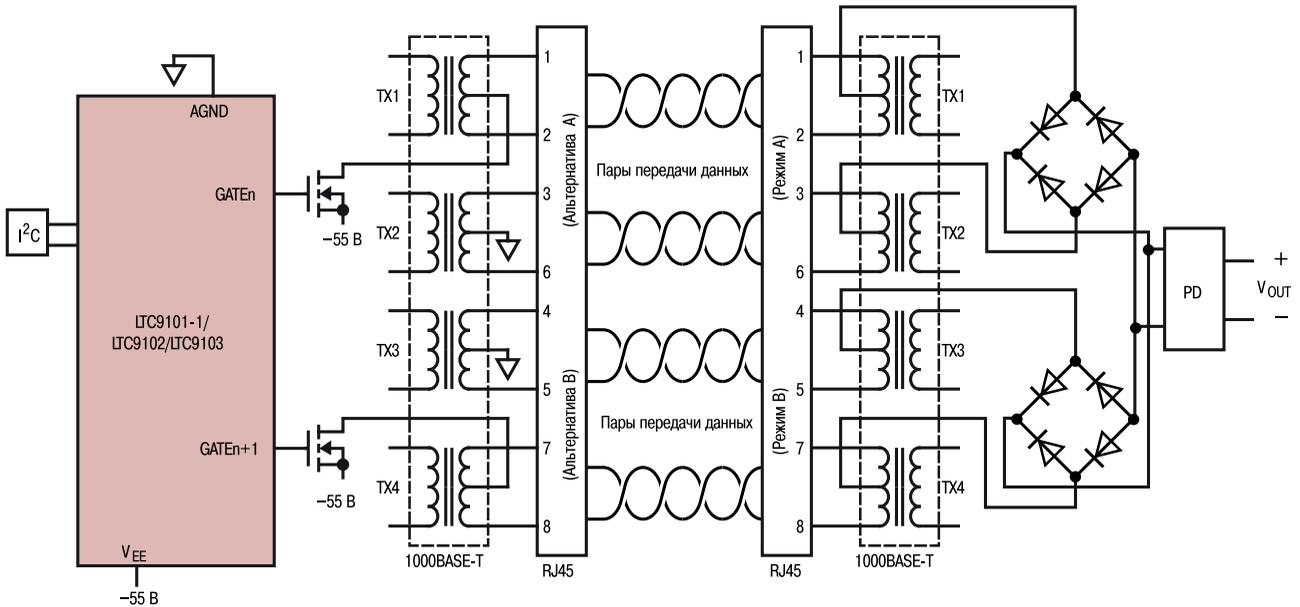


Рис. 3. Питание PD с одной сигнатурой по 4 парам проводов через Ethernet

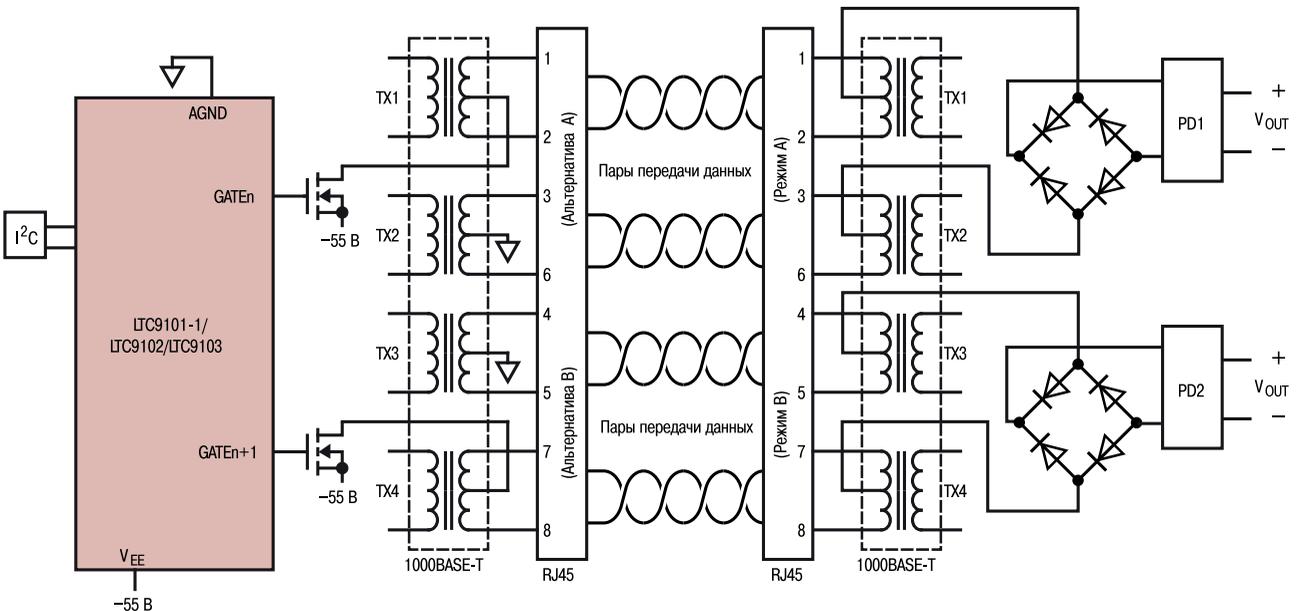


Рис. 4. Питание PD с двумя сигнатурами по 4 парам проводов через Ethernet

типа 1 и 2, чтобы обеспечить дополнительные наборы функций типа 3 при более низких уровнях мощности.

7. PDs с одной подписью типа 4 запрашивает только один из двух возможных уровней мощности – 62 Вт или 71.3 Вт.

8. Тип 4 PDs с двойной подписью запрашивает только 35.6 Вт на одном наборе пар и один из пяти возможных уровней мощности на другом наборе пар – 3.84 Вт, 6.49 Вт, 13 Вт, 25.5 Вт или 35.6 Вт. Общая запрошенная мощность PD – это сумма запрошенной мощности для обоих наборов пар.

9. Снижение мощности в режиме ожидания обеспечивается за счет сокращения длительности импульса для определения сигнатуры. Длительность рабочего цикла PD снижается с ~23% до ~2%.

10. Система автоопределения максимальной мощности PD сообщает хосту PSE информацию, которая позволяет PSE устанавливать выходную мощность с учетом мощности потребляемой PD и потерь в кабелях Ethernet (табл. 2).

LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 обслуживает до 48

независимых портов, каждый из которых может работать в одном из трех режимов: ручном, полуавтоматическом или автоматическом. Четвертый режим, выключение, отключает порт (табл. 3).

В ручном режиме порт ожидает инструкций от хост-системы, прежде чем предпринимать какие-либо действия. Он выполняет один цикл обнаружения или повторяющийся цикл обнаружения и классификации по команде хоста и сообщает о результате. Регистр состояния хост-системы может в любое время дать команду порту включить или отключить питание.

В полуавтоматическом режиме порт неоднократно пытается обнаружить и классифицировать любые подключенные к нему устройства. Он сообщает о состоянии этих попыток хосту и ожидает команды от хоста, прежде чем подавать питание на порт. Хост должен включить обнаружение и классификацию.

В автоматическом режиме работа осуществляется так же, как и в полуавтоматическом, за исключением того, что он автоматически подает питание

Таблица 2. Определенные IEEE распределения мощности, PD с одной подписью

Класс PD	Выходная мощность PSE	Распределенные потери в кабеле	Мощность потребляемая PD
1	4 Вт	0.16 Вт	3.84 Вт
2	6.7 Вт	0.21 Вт	6.49 Вт
3	14 Вт	1 Вт	13 Вт
4	30 Вт	4.5 Вт	25.5 Вт
5	45 Вт	5 Вт	40 Вт
6	60 Вт	9 Вт	51 Вт
7	75 Вт	13 Вт	62 Вт
8	90 Вт	18.7 Вт	71.3 Вт

Таблица 3. Режимы работы LTC9101-1/LTC9102/LTC9103

Режим работы	Уровень на выводе AUTO	OPMD-регистр	Обнаружение	Включение питания	Автоматическое назначение мощности
Авто	1	11b	Включение при сбросе	Автоматически	Да
	0	11b	Хост включен	Автоматически	Да
Полуавтоматический	0	10b	Хост включен	По запросу	Нет
Ручной	0	01b	Один раз по запросу	По запросу	Нет
Выключение	0	00b	Отключение	Отключение	Нет

на порт в случае успешного обнаружения и классификации. Этот режим работы можно включить, установив значение логической "1" на выводе AUTO при сбросе или записав в регистр OPMD (Operation Mode) состояние Авто (11b).

В режиме выключения порт отключен и не будет обнаруживать и включать PD. Независимо от того, в каком режиме он находится, чипсет LTC 9101-1/LTC9102/LTC9103 автоматически отключит питание от любого порта или канала при неисправности.

Автоматически отключается питание от любого порта, который генерирует сигнал отключения, если включено обнаружение отключения. Главный контроллер также может в любое время дать команду порту отключить питание.

Начальная конфигурация LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 зависит от состояния на выводе AUTO во время сброса. Сброс происходит при включении питания. Всякий раз, когда сброс выполняется при низком уровне на выводе AUTO, или когда установлен бит глобального сброса "All". В режиме AUTO после включения питания поведение портов LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 не изменится до тех пор, пока не произойдет сброс.

LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 использует многоточечный метод для обнаружения PD. Ложные обнаружения сводятся к минимуму благодаря проверке сигнатурного сопротивления с помощью измерений как тока, так и напряжения.

Первоначально в канале задаются два тестовых тока (через вывод OUTn) 240 и 160 мкА и измеряются результирующие напряжения. Схема обнаружения вычитает полученные напряжения и определяет наклон резистивной характеристики, вычитая смещение, вызванное диодами, включенными последовательно с питаемыми устройствами, или утечками порта (рис. 5). Если обнаружение с помощью тестовых токов дает значение действительного сопротивления сигнатуры, то затем на входы канала подаются поочередно два испытательных напряжения, а результирующие токи измеряются и вычитаются. Если измеренное напряжение менее 1 В во время любого теста тока, цикл обнаружения прерывается и в регистр состояния записывается информация о коротком замыкании.

Оба метода должны подтверждать действительные сопротивления, что соответствует верному обнаружению. Значение измеренного сопротивления, лежащее в диапазоне между 17 и 29 кОм, соответствуют требованиям сигнатуры. В регистр состояния порта заносится признак исправности. При вы-

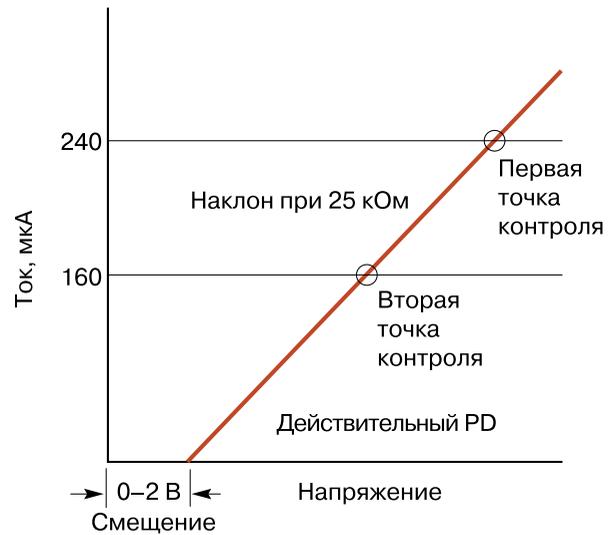


Рис. 5. К определению наклона резистивной характеристики

ходе за этот диапазон при обрыве или коротком замыкании в регистр состояния вносится соответствующая запись.

При подключении PD предоставляет PSE классификационную сигнатуру, чтобы указать максимальную мощность, которую он будет потреблять во время работы. Спецификация IEEE определяет эту сигнатуру по потребляемому постоянному току, когда



Рис. 6. Последовательность событий PSE типов 1 и 2

напряжение порта PSE находится в диапазоне класса V (от 15.5 до 20.5 В), как показано на рис. 6.

На рис. 7 показаны типичные нагрузочные характеристики PD класса 3 и устройства PSE. Значение тока указывает на одну из пяти возможных сигнатур PD.

Более подробно с классификацией устройств и признаками их обнаружения можно ознакомиться в [2].

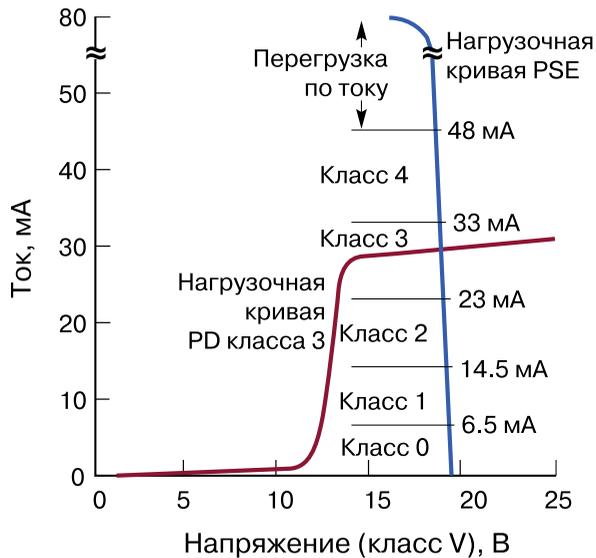


Рис. 7. Признаки классификации устройств PD

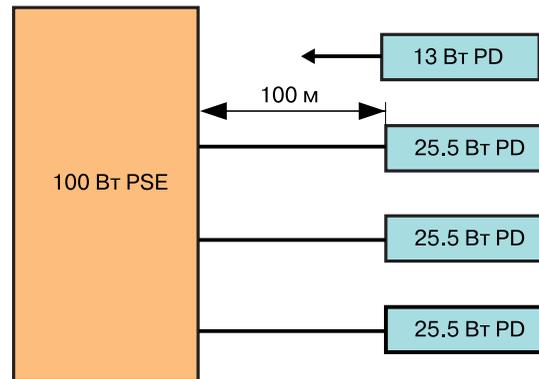
IEEE 802.3bt вводит новую дополнительную функцию – автокласс. Автокласс позволяет PSE формировать энергопотребление для PDS с одной подписью, запрашивающей большую мощность, чем необходимо в наихудших условиях эксплуатации.

В предыдущих версиях стандарта 802.3 PoE указывается минимальная выходная мощность PSE для наибольшего падения напряжения на кабеле Ethernet и минимальном выходном напряжении PSE. При использовании более короткого кабеля Ethernet выходное напряжение PSE может превышать заданный минимум, и минимальная выходная мощность PSE может существенно превышать требуемую PD мощность.

Пример системы PoE показан на рис. 8 – четырехпортовый PSE мощностью 100 Вт, обслуживает три 25.5 Вт PD подключенных 100-метровыми кабелями. Такая система требует, чтобы PSE выделял 25.5 Вт на PD и еще 4.5 Вт на каждый 100-метровый отрезок кабеля. Удельные потери мощности составляют примерно 0.5 Вт на 10 погонных метров кабеля. Эту величину потерь необходимо учитывать при подключении устройств PD.

Для работы LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 требуется два напряжения питания. Для питания цифровой части (VDD) требуется 3.3 В относительно DGND. Для питания по сети (VEE) требуется отрицательное напряжение от – 51 до – 57 В для PSE типа 2 и 3 или от – 53 до – 57 В для типа 4 PSE относительно AGND.

Чипсет LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 может либо



Потери мощности ~0.5 Вт на 10 погонных метров кабеля

Рис. 8. Пример системы с четырехпортовым устройством PSE

обеспечивать собственную изоляцию, либо использовать существующую системную изоляцию. Значительное снижение затрат на источники питания для систем PoE может быть достигнуто с помощью запатентованной схемы изоляции.

В запатентованной схеме чипсет использует трансформаторы для изоляции LTC9101-1 от LTC9102s/LTC9103s (от одного до четырех), как показано на рис. 9. В этом случае необходимо использовать трансформаторы 10BASE-T или 10/100BASE-T с коэффициентом трансформации 1:1, обеспечивающие изоляцию 1500 В между LTC9101-1 и LTC9102s/LTC9103s.

Чипсет LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 взаимодействует с другими устройствами через собственный высокоскоростной интерфейс передачи данных, что одной ИМС LTC 9101-1 позволяет управлять четырьмя LTC9102s/LTC9103s.

В [1,2] приведено большое число различных схем включения чипсета LTC9101-1/LTC9102/LTC9103 для питания устройств по сети Ethernet и приведено подробное описание работы чипсета в различных устройствах.

ЛИТЕРАТУРА

- <https://www.analog.com/en/products/ltc9102.html>
- <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ltc9101-1-9102-9103.pdf>

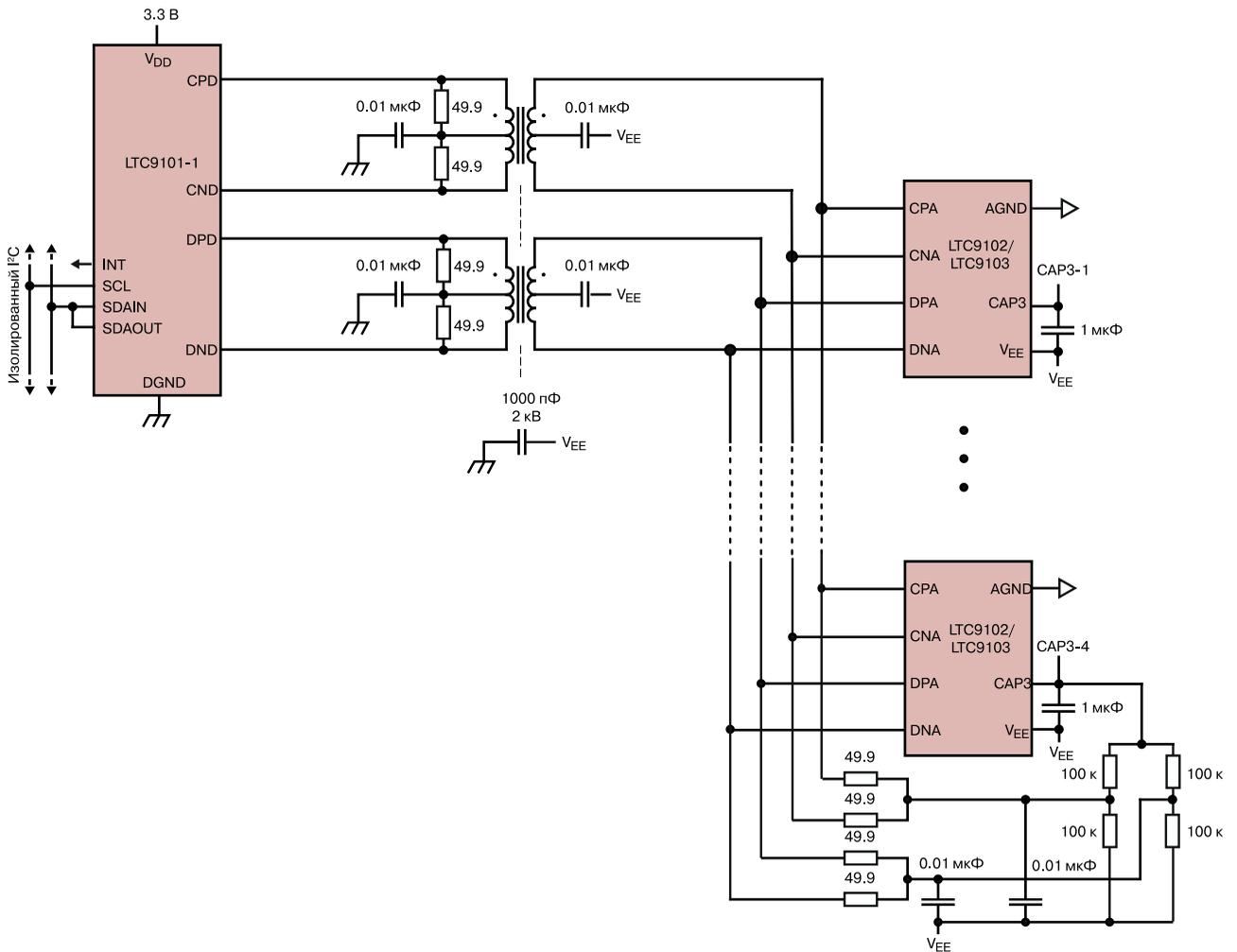


Рис. 9. Запатентованная схема изоляции чипсета LTC9101-1/LTC9102/LTC9103

VD MAIS

Контрактное производство электроники

(по стандарту IPC-A-610)



- автоматизированный монтаж SMD-компонентов (до 2.5 млн в сутки)
- автоматизированная селективная пайка компонентов, монтируемых в отверстия
- монтаж прототипов печатных плат
- 100% автоматический оптический контроль качества монтажа
- изготовление опытных образцов изделий
- мелко- и крупносерийное производство
- 10-летний опыт контрактного производства
- гарантия качества

Сертификация на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016

Цены – оптимальные.

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
 тел.: (0-44) 201-0202, 492-8852, факс: (0-44) 202-1110
 e-mail: info@vdmmais.ua, www.vdmmais.ua

VD MAIS

Разработка и серийное производство электроники



- разработка электрических схем
 - проектирование и изготовление печатных плат
 - комплектация изделий электронными компонентами и конструктивами
 - контрактное производство (по стандарту IPC-A-610G):
 - автоматизированный монтаж SMD-компонентов и автоматизированная селективная пайка компонентов, монтируемых в отверстия
 - изготовление опытных образцов изделий
 - мелко- и крупносерийное производство
 - многолетний опыт разработки и производства
 - гарантия качества
- Сертификация на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016

Цены – оптимальные.

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
 тел.: (0-44) 201-0202, 492-8852, факс: (0-44) 202-1110
 e-mail: info@vdmmais.ua, www.vdmmais.ua

КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ КОМПАНИИ GEYER ELECTRONIC

GEYER ELECTRONIC QUARTZ OSCILLATORS

В статье приведена краткая информация о продукции компании Geyer Electronic.

Abstract – The article provides brief information about the products of Geyer Electronic.

V. Макаренко

V. Makarenko

Компании Geyer Electronic International производит стандартные и прецизионные кварцевые резонаторы с рабочими частотами в диапазоне от 32,768 кГц до 200 МГц для генераторов опорных частот, таймеров, систем синхронизации и точного времени, устройств передачи данных, частотной селекции и обработки сигналов.

Благодаря применению материалов самого высокого качества (практически идеальных монокристаллов кварца) и тщательно отработанной технологии производства в кварцевых резонаторах достигнуто сочетание высокой стабильности температурных характеристик в течение всего срока эксплуатации с низким уровнем флуктуаций и повышенной надёжностью.

Кварцевые резонаторы выпускаются в металлическом или керамическом корпусе в широком ассортименте типоразмеров толщиной от 13 до 0,7 мм со стандартными частотами или с частотами, определяемыми требованиями заказчиков. Выполняются также другие специфические требования заказчиков: номера обертона, показателей старения, параметров эквивалентной схемы замещения, калибровки резонансных частот, диапазона рабочих температур, габаритных размеров, толщины и типа корпуса, класса герметизации, количества и расположения выводов, маркировки и других параметров.

В стандартных кварцевых резонаторах используются кристаллы с АТ-срезом. В прецизионных кварцевых резонаторах и кварцевых генераторах применяются кристаллы как с АТ, так и кристаллы с SC, IT и другими срезами, обеспечивающими улучшенные показатели качества.

Компания выпускает модели с повышенной стойкостью к механическим и радиационным воздействиям, а также резонаторы, способные функционировать при повышенной (до +200 °С) температуре окружающей среды.

Выходной сигнал для тактовых генераторов

(Clocks) – трапецеидальный с заданными уровнями логики (PECL, TTL, HCMOS, LVDS и др.) с нагрузочной способностью до 16 мА, для некоторых моделей – синусоидальный с мощностью до +7...+20 дБмВт на нагрузке 50 Ом. Для тактовых генераторов нормируются:

- среднеквадратический уровень флуктуаций фронта – джиттер (по умолчанию – в полосе 12 кГц...20 МГц)
- несимметрия формы – от 45/55% до 49/51%

- длительность фронта сигнала.

Время выбега частоты после включения 5...10 мс.

Генераторы размещаются в компактных керамических или металлических герметичных корпусах, некоторые модели выполняются в виде модулей с разъёмом SMA. В ряде моделей встроен выходной буферный каскад с повышенной нагрузочной способностью, позволяющий отключать генератор или иметь трёхстабильное состояние выхода.

В термостатированных кварцевых генераторах (ОСХО) используются помещённые в микротермостат кварцевые резонаторы АТ, SC или IT среза с двумя перегибами температурно-частотной характеристики. Наиболее высокая стабильность частоты, до $\pm 0,05$ ppb (1 ppb – миллиардная доля), достигается в моделях с двойным термостатированием (ДОСХО). Время прогрева (выбег частоты) – несколько минут. Потребляемая мощность для многих ОСХО от 2 до 4 Вт во время прогрева и 1 Вт в установившемся режиме. Для уменьшения старения резонатор вакуумируется и применяются вакуумированные кварцевые генераторы (ЕМХО). Во многих моделях предусмотрена возможность механической и/или электронной коррекции частоты.

В термокомпенсированных кварцевых генераторах (ТСХО) гражданского назначения используются встроенные датчик температуры (термистор), подстройка частоты с помощью варикапа и система автоматической подстройки частоты, компенсирую-

щая ее температурные уходы. Выбор типа среза кварца обеспечивает наименьшее изменения его резонансной частоты в выбранном температурном диапазоне с двумя точками экстремума.

Температурная стабильность частоты имеет значения от $\pm 0,05$ до ± 5 ppm в диапазонах температур от 0/50 до $-40/85^{\circ}\text{C}$. Для снижения эффекта старения кварца до уровня ± 1 ppm/год и ± 10 ppm/сутки используют специальные углы среза кварца, вакуумирование корпуса и/или встроенный стабилизатор напряжения питания. Во многих моделях реализована возможность механической и/или электронной коррекции ухода частоты.

Выпускаются 32 серии ТСХО гражданского назначения с выходными частотами до 900 МГц (на высоких частотах применяется встроенный умножитель частоты), ряд из них удовлетворяет жестким требованиям стандарта Stratum3.

Кроме того, ряд серий заказных ТСХО предназначен для военных и космических условий эксплуатации.

Рассмотрим некоторые генераторы, выпускаемые компанией.

Генератор КХО-V93Т

Внешний вид генератора приведен на рис. 1. Основные параметры генератора КХО-V93Т[1]:

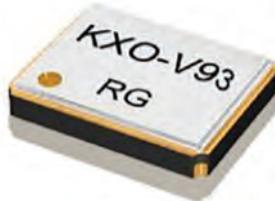


Рис. 1. Кварцевый генератор КХО-V93Т

- диапазон частот 1.0...80.0 МГц
- нестабильность частоты
- в диапазоне от -40 до 85°C ± 50 ppm, в диапазоне $-20...70^{\circ}\text{C}$ ± 30 ppm
- диапазон рабочих температур $-40...85^{\circ}\text{C}$
- напряжение питания VDD +1.8/2.5/3.3 В $\pm 5\%$
- максимальный ток потребления 2 мА при частоте сигнала 40 МГц при напряжении питания 3.3 В, без нагрузки
- длительность импульса 0.5 периода на уровне VDD/2
- длительность фронта и спада не более 4.5 нс
- уровень логического "0" не более 0.1VDD
- уровень логической "1" не менее 0.9 VDD

- диапазон изменения напряжения питания 1.6...3.6 В
- выход с тремя состояниями (управление по выводу 1)
- максимальная емкость нагрузки 15 пФ
- время старта не более 5 мс при напряжении питания 1.8 В, 2 мс при 3.3 В
- время отключения не более 200 нс
- время включения не более 5 мс
- ток потребления в режиме сна не более 10 мкА ("0" на выводе 1)
- случайное дрожание выходного сигнала 2.9 пс при напряжении питания 3.3 В
- общее дрожание не более 40 пс при напряжении питания 3.3 В
- габаритные размеры 1.6×1.2×0.6 мм.

Генератор ТСХО КХО-88 с синусоидальным выходным сигналом

Внешний вид генератора КХО-88 приведен на рис. 2.

Основные параметры КХО-88 [2]:



Рис. 2. Кварцевый генератор КХО-88

- диапазон частот 26.0...52.0 МГц
- допуск на начальное значение частоты не более ± 1.5 ppm
- нестабильность частоты:
 - ± 0.5 ppm в диапазоне температур $-30...85^{\circ}\text{C}$ (по отношению к значению при 25°C)
 - ± 0.2 ppm при изменении напряжения питания VDD $\pm 5\%$
 - ± 0.2 ppm при изменении нагрузки
 - ± 1 ppm за счет старения в течение года
- нагрузка 10 кОм $\pm 10\%$ / 10 пФ $\pm 10\%$
- выходной сигнал ограниченный по амплитуде синусоидальный
- диапазон рабочих температур $-30...85^{\circ}\text{C}$
- напряжение источника питания +1.8...3.6 В
- ток потребления не более 1.5 мА без нагрузки
- время старта не более 2 мс
- изменение частоты после оплавления припоем не более ± 1.5 ppm

- фазовый шум не более:
 - -115 дБн/Гц в диапазоне частот 100 Гц
 - -130 дБн/Гц в диапазоне частот 1 кГц
 - -150 дБн/Гц в диапазоне частот 10 кГц
 - -155 дБн/Гц в диапазоне частот 100 кГц
- габаритные размеры 16×12×0.6 мм.

Генератор, управляемый напряжением, КХО-59

Внешний вид ГУН КХО-59 приведен на рис. 3.

Основные параметры ГУН КХО-59 [3] приведены в табл. 1.

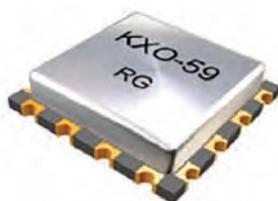


Рис. 3. Внешний вид генератора, управляемого напряжением, КХО-59

Термокомпенсированный кварцевый генератор, управляемый напряжением КХО-82

Термокомпенсированный кварцевый генератор VCTCXO КХО-82 (рис. 4) обладает высокой температурной стабильностью.



Рис. 4. Внешний вид термокомпенсированного кварцевого генератора КХО-82

Основные параметры VCTCXO КХО-82:

- диапазон частот 10.0...30.0 МГц
- допуск на начальное значение частоты не более ± 1.5 ppm
- нестабильность частоты:
 - ± 0.5 ppm в диапазоне температур $-30...85$ °C (по отношению к значению при 25 °C)
 - ± 0.2 ppm при изменении напряжения питания VDD $\pm 5\%$

Таблица 1. Основные параметры ГУН КХО-59

Параметр	Значение			
Напряжение источника питания V_{DD} , В	$5.0 \pm 10\%$			
Напряжение сигнала управления (V_t), В	0.5...4.5			
Диапазон рабочих температур, °C	-40...85			
Относительная влажность, %	5...95			
Электрические характеристики при температуре +25 °C и влажности 60%				
Напряжение питания, В	Мин.	Тип.	Макс.	Условия испытаний
		5		
Частота выходного сигнала, МГц	–	–	890	$V_{DD} = 5$ В, $V_t = 0.5$ В
	960	–	–	$V_{DD} = 5$ В, $V_t = 4.5$ В
Ток потребления, мА	–	27	–	$V_{DD} = 5$ В, $V_t = 2.5$ В
Уровень выходного сигнала, дБм	–	2,0	4,0	$V_{DD} = 5$ В, $V_t = 2.5$ В
Фазовый шум, дБн/Гц	–	-80	-75	смещение 1 кГц, $\Delta f = 1$ Гц
	–	-105	-100	смещение 10 кГц, $\Delta f = 1$ Гц
	–	-125	-120	смещение 100 кГц, $\Delta f = 1$ Гц
	–	-145	-140	смещение 1 МГц, $\Delta f = 1$ Гц
Уровень второй гармоники, дБн	–	-20	-12	$V_{DD} = 5$ В
Чувствительность по входу управления, МГц/В	–	27	–	$V_t = 0.5...4.5$ В

- ± 0.2 ppm при изменении нагрузки
- ± 1 ppm за счет старения в течение года
- нагрузка 10 кОм $\pm 10\%$ / 10 пФ $\pm 10\%$
- выходной сигнал, ограниченный по амплитуде синусоидальный
 - минимальное размах выходного напряжения 0.8 В на нагрузке 10 кОм/10 пФ
 - диапазон рабочих температур $-30 \dots 80$ °C
 - напряжение источника питания +1.6...3.6 В
 - номинальное напряжение питания 3.3 В
 - ток потребления 1.2 мА (не более 2 мА) без нагрузки
 - время старта не более 3 мс
 - напряжение управления подстройкой частоты 0.5VDD ± 1 В
 - подстройка значения частоты ± 5 ppm
 - фазовый шум не более:
 - -80 дБн/Гц в диапазоне частот 10 Гц
 - -110 дБн/Гц в диапазоне частот 100 Гц
 - -130 дБн/Гц в диапазоне частот 1 кГц
 - -145 дБн/Гц в диапазоне частот 10 кГц
 - -150 дБн/Гц в диапазоне частот 100 кГц

- -150 дБн/Гц в диапазоне частот 1 МГц
 - габаритные размеры 7×5×2.4 мм.
- Типовая зависимость отклонения частоты кварцевых генераторов от температуры приведена на рис. 5 [5].

ЛИТЕРАТУРА

1. https://www.geyer-electronic.com/uploads/tx_user-artikelfrequenz/GEYER-KXO-V93T_02.pdf
2. https://www.geyer-electronic.com/uploads/tx_user-artikelfrequenz/GEYER-KXO-88-TCXO-sinewave_02.pdf
3. https://www.geyer-electronic.com/uploads/tx_user-artikelfrequenz/GEYER-KXO-59-V1_02.pdf
4. https://www.geyer-electronic.de/fileadmin/user_upload/frequenz/service/GEYER-Oscillators-Edition-11-2019.pdf
5. https://www.geyer-electronic.de/fileadmin/user_upload/frequenz/service/GEYER-Handling-Notes-Quarz-Crystals_10_2021_2.pdf

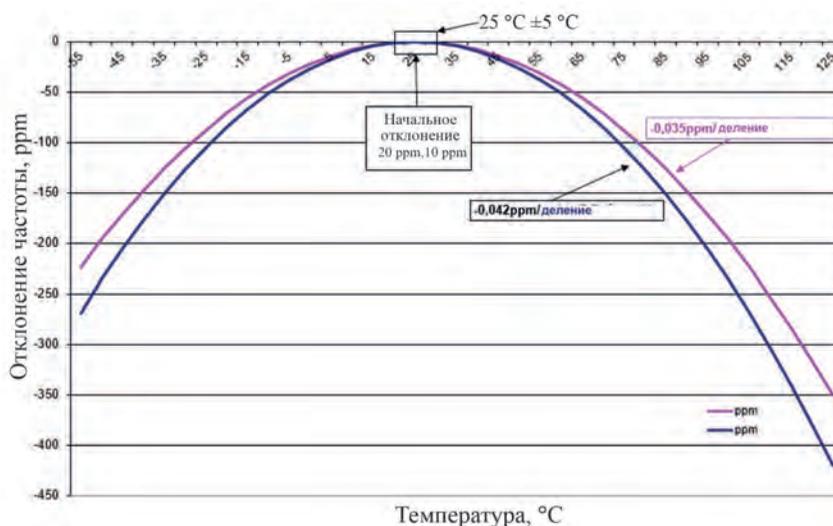


Рис. 5. Типовая зависимость отклонения частоты кварцевых генераторов от температуры

VD MAIS

Оборудование и материалы для монтажа/демонтажа электронных компонентов (ЭК)



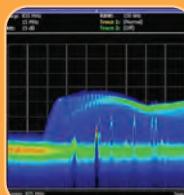
- Паяльное и ремонтное оборудование
- Системы очистки воздуха
- Устройства трафаретной печати
- Системы установки компонентов
- Паяльные печи: конвекционные и селективной пайки, пайки волной
- Испытательное оборудование
- Системы визуального контроля
- Координатно-фрезерные станки
- Технологические материалы монтажа ЭК
- Средства антистатической защиты

Дистрибуция и прямые поставки:
AIM, Bernstein, Charleswater, Electrolube, Essemtec, KIC, Kolver, LKPF, Magic Ray, Miele, Nordson, Optilia, PACE, PDT, Hanwha, Seho, TWS, Vision, Weiss

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
тел.: (0-44) 201-0202, 492-8852, факс: (0-44) 202-1110
e-mail: info@vdmajs.ua, www.vdmajs.ua

VD MAIS

Измерительные приборы



- Осциллографы
- Генераторы
- Логические анализаторы
- Анализаторы спектра
- Измерители параметров видеосигналов
- Источники питания
- Частотомеры
- Мультиметры
- Тепловизоры
- Виброметры

Дистрибуция и прямые поставки:
Tektronix, Fluke, Keithley, Rohde@Schwarz, Hameg, Uni-Trend

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
тел.: (0-44) 201-0202, 492-8852, факс: (0-44) 202-1110
e-mail: info@vdmajs.ua, www.vdmajs.ua

Содержание журнала ЭКИС за 2021 г. Contents of Journal in 2021

Перечень содержит все статьи и краткие сообщения, опубликованные в 2020 году. Публикации сгруппированы по рубрикам и расположены в порядке возрастания номера страницы (числитель дроби) и номера журнала (знаменатель дроби).

В ПОМОЩЬ РАЗРАБОТЧИКУ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

- Г. Рикачевский, менеджер по ресурсам, CERN
Преобразователи данных Analog Devices успешно работают в Большом адронном коллайдере3/1
- Т. Армстронг
Применение беспроводных сенсорных узлов для сбора энергии в экологически чистых зданиях4/1
- Й. Йолери, Г. Бу
Как упростился многопараметрический мониторинг измерения жизненно важных функций человеческого организма9/1
- Ф. Достал
Преобразование напряжения в четырехквadrантном источнике питания15/1
- Т. Бренд
Как можно управлять 16-разрядным модулем с выходами по напряжению и току с помощью изолированного микроконтроллера?17/1
- Х. Хашеми
Об особенностях согласования сенсоров с прецизионными быстродействующими АЦП20/1
- Ф. Достал
Микросхемы ограничителей тока24/1
- Л. Мартини
Счетчики электроэнергии постоянного тока.....26/1
- А. Кауле, В. Шейх
Сигма-дельта АЦП со следящей архитектурой. Часть 1: Методы улучшения параметров входной сигнальной цепи3/2
- А. Кауле
Сигма-дельта АЦП со следящей архитектурой. Часть 2: Анализ архитектурных и схемотехнических решений10/2
- Т. Бранд
Время-пролетнаяToF-технология для измерения расстояния и обнаружения движущихся объектов17/2
- Д. Оливадоти
Применение сенсорных технологий в медицине20/2
- Д. Кери
О выборе средств защиты изделий электроники от перенапряжения и перегрузок по току22/2
- В. Платзер
Гальваническая развязка в АЦП поразрядного уравнивания30/2
- С. Девараджан, Л. Сингер, Д. Келли и др.
12-разрядный конвейерный АЦП с перемежающейся выборкой частотой 10 ГГц3/3
- Д. Родригес, М. Маккарти
Как разработать лучшую схему измерения температуры на основе резистивного датчика сопротивления10/3
- Р. Финнерти
Как разработать лучший пульсоксиметр17/3
- СА. Фурукава
Точные и эффективные DC/DC-преобразователи..25/3
- Т. Бренд
Как рассчитать погрешность сигнальной цепи ЦАП...30/3
- Б. Уилан
Как выбрать оптимальный источник опорного напряжения33/3
- В. Макаренко
Проектирование активных RC-фильтров с помощью программы Analog Filter Wizard38/3
- А. Кауле, Р. Маурино
Прецизионный сигма-дельта АЦП со следящей архитектурой. Часть 4: простота организации входной цепи и цепи опорного сигнала3/4
- Б. Блэк
Выбор структуры АЦП для системного проектирования10/4
- Б. Рейсс
Оптимизация сигнальной цепи с помощью следящего сигма-дельта АЦП15/4
- Л. Пакуланан, Д. Гарлитос
Простые шаги для расчета дрожания (джиттера) частоты дискретизации изолированных прецизионных и быстродействующих систем сбора данных18/4
- С. Кси, Д. Го
Сейсмические системы сбора данных с низким уровнем шума и малым энергопотреблением ..27/4

Б. Сканнел
Особенности применения высокопроизводительных инерциальных сенсоров в современных системах и устройствах32/4

ТЕХНОЛОГИИ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

В. Романов, И. Галелюка, А. Вороненко
Особенности построения двухпротокольных сенсорных сетей35/1

Х. Уенлье
Программно-конфигурируемые модули ввода-вывода вместо модулей с жесткой архитектурой36/2

НОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

В. Макаренко
Программируемый трансимпедансный усилитель с цифровым выходом41/1

В. Макаренко
Двухканальный дифференциальный усилитель с встроенным фильтром нижних частот41/2

В. Макаренко
16-разрядные, 16-канальные АЦП поразрядного уравнивания с коммутацией каналов44/2

В. Макаренко
Монитор состояния аккумуляторов со сверхнизким током потребления58/3

В. Макаренко
Первый в мире светодиодный драйвер KNX для защиты данных серии PWM-200KN45/4

В. Макаренко
Многопортовый контроллер источников питания для систем POE51/4

НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

В. Макаренко, А. Байдюк
Использование СВЧ радиочастотных меток для отслеживания контактов людей и положения различных объектов54/1

В. Макаренко
Технология Wi-SUN в системах Интернета вещей ...58/1

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

В. Макаренко
Измерение уровня кондуктивных помех с помощью LTspice49/1

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

В. Макаренко
Сравнительный анализ параметров сигма-дельта АЦП с архитектурой CTSD и DTSD50/2

В. Макаренко
Моделирование импульсных источников питания в программе SpeedFit 2.0 Design Simulator57/2

В. Макаренко
О некоторых особенностях работы с программой LTspice54/3

В. Макаренко
Измерение кондуктивных помех с помощью моделирования в LTspice39/4

ГЕНЕРАТОРЫ

В. Макаренко
Кварцевые генераторы компании Geyer Electronic59/4

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

В. Макаренко
Монитор состояния аккумуляторов со сверхнизким током потребления58/3

В. Макаренко
Первый в мире светодиодный драйвер KNX для защиты данных серии PWM-200KN45/4

В. Макаренко
Многопортовый контроллер источников питания для систем POE51/4

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

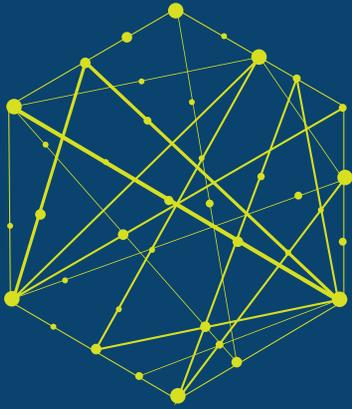
Четырехканальный приемопередатчик AD9988 ..63/1

Микромодуль сдвоенного дифференциального фильтра нижних частот с драйвером АЦП64/1

СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА

Содержание журнала за 2020 г.63/4

Київ Вересень 27-30
Україна 2022



Виставка систем охорони та безпеки

Expert Security

БЕЗПЕКА ЗОВСІМ ПОРЯД

Генеральний
інформаційний партнер:



 **МІЖНАРОДНИЙ
ВИСТАВКОВИЙ ЦЕНТР**
м. Київ, Броварський пр-т, 15
станція метро «Лівобережна»

 +38 (044) 201-11-64, 201-11-63

 expert@iec-expo.com.ua

 www.iec-expo.com.ua



Научно-технический журнал.
Предназначен для разработчиков
и производителей электронной
и электротехнической аппаратуры,
средств телекоммуникаций, компьютерных
и управляющих систем, промышленной
и транспортной электроники.
Издается с 1996 года.
Учредитель и издатель журнала –
НПФ VD MAIS.

НПФ VD MAIS

Центральный офис:

03061 Киев
ул. М. Донца, 6
Тел.: (+38-044) 201-0202, 492-8852
Факс: (+38-044) 202-1110
E-mail: info@vdmajs.ua
http:// www.vdmajs.ua

Ukraine
03061 Kyiv, M. Dontsia St. 6
tel.: (+38-044) 201-0202, 492-8852
fax: (+38-044) 202-1110

Региональные представительства:

61070 Харьков
ул. Академика Проскуры, 1
тел./факс: (057) 719-6718, 716-4266
s.momot@vdmajs.ua

49006 Днепр
пр. Пушкина, 55, оф. 504
тел./факс: (0562) 319-128
g.boreyko@vdmajs.ua

65005 Одесса
ул. Головкинская, 36, оф. 20
тел./факс: (048)734-1954
a.bilous@vdmajs.ua

79058 Львов
пр. В. Чорновола, 67, оф. 319
тел./факс: (095) 283-8246
s.luschak@vdmajs.ua

69000 Запорожье
бульвар Шевченко, 25, оф. 14
Руслан Моисеенко
r.moiseienko@vdmajs.ua
тел. (095) 274-6897