

В номере:

- 12-разрядный конвейерный АЦП
- Как разработать лучшую схему измерения температуры
- Как разработать лучший пульсоксиметр
- Точные и эффективные DC/DC-преобразователи
- Как рассчитать погрешность сигнальной цепи ЦА
- Как выбрать оптимальный источник опорного напряжения
- **Проектирование активных RC-фильтров с помощью программы Analog Filter Wizard**
- О некоторых особенностях работы с программой LTspice
- Монитор состояния аккумуляторов со сверхнизким током потребления

ХІХ МІЖНАРОДНА СПЕЦІАЛІЗОВАНА ВИСТАВКА
ЕНЕРГЕТИКА В ПРОМИСЛОВОСТІ '2021



**МІЖНАРОДНИЙ
ВИСТАВКОВИЙ ЦЕНТР**

Київ, Броварський проспект, 15
М "Лівобережна"

☎ (044) 201-11-57, 201-11-67
e-mail: lyudmila@iec-expo.com.ua
www.iec-expo.com.ua, мвц.укр,
www.tech-expo.com.ua

**19–21
ЖОВТНЯ**



VI МІЖНАРОДНА
СПЕЦІАЛІЗОВАНА ВИСТАВКА
**НАФТОГАЗ
ЕКСПО 2021**



**19–21
ЖОВТНЯ**



**МІЖНАРОДНИЙ
ВИСТАВКОВИЙ ЦЕНТР**

Київ, Броварський пр-т, 15
тел./факс: +38 044 201-11-78
e-mail: sher@iec-expo.com.ua
www.iec-expo.com.ua

**ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ
И СИСТЕМЫ**

 2021 июль-сентябрь
№ 3 (235)

 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
В.Н. Черный
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

 С. Девараджан, Л. Сингер, Д. Келли и др.
**12-разрядный конвейерный АЦП с перемежающейся
выборкой частотой 10 ГГц3**

 Д. Родригес, М. Маккарти
**Как разработать лучшую схему измерения температуры
на основе резистивного датчика сопротивления10**

 Р. Финнерти
Как разработать лучший пульсоксиметр17

 А. Фурукава
Точные и эффективные DC/DC-реобразователи.....25

 Т. Бренд
Как рассчитать погрешность сигнальной цепи ЦАП30

 Б. Уилан
Как выбрать оптимальный источник опорного напряжения...33

 В. Макаренко
**Проектирование активных RC-фильтров с помощью
программы Analog Filter Wizard39**
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

 В. Макаренко
О некоторых особенностях работы с программой LTspice54
НОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

 В. Макаренко
**Монитор состояния аккумуляторов со сверхнизким током
потребления58**

 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

J. Rodriguez, M. McCarthy
How to Select and Design the Best RTD Temperature Sensing System 10

R. Finnerty
How to Design a Better Pulse Oximeter 17

A. Furukawa
Point-of-Load DC-to-DC Converters Solve Voltage Accuracy, Efficiency, and Latency Issues 25

T. Brand
How to Best Calculate the Digital-to-Analog Converter Signal Chain Error Budget 30

B. Whelan
How to Choose a Voltage Reference 33

V. Makarenko
Designing active RC filters using the Analog Filter Wizard program 38

MODELING OF ELECTRONIC DEVICES

V. Makarenko
On some features of working with LTSpice 54

NEW COMPONENTS

V. Makarenko
Battery Monitor with ultra-low current consumption 58



ELECTRONIC COMPONENTS AND SYSTEMS

July-September 2021
 No. 3 (235)

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
 V.N. Chornyy
 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

12-РАЗРЯДНЫЙ КОНВЕЙЕРНЫЙ АЦП С ПЕРЕМЕЖАЮЩЕЙСЯ ВЫБОРКОЙ ЧАСТОТОЙ 10 ГГц *

A 12-B 10-GS/S INTERLEAVED PIPELINE ADC IN 28-NM CMOS TECHNOLOGY

В статье рассмотрен однокристалльный 12-разрядный конвейерный АЦП с частотой выборки с перемежением 10 ГГц. АЦП обеспечивает соотношение сигнал/шум плюс искажения (SNDR) 55 дБ и динамический диапазон неискаженного сигнала (SFDR) 66 дБ при частоте входного сигнала 4 ГГц.

С. Девараджан, Л. Сингер, Д. Келли и др.

Abstract - A 12-bit 10-GS/s interleaved pipeline analog to digital converter (ADC) is described in this paper. The ADC achieves a signal to noise and distortion ratio (SNDR) of 55 dB and a spurious free dynamic range (SFDR) of 66 dB with a 4-GHz input signal.

S. Devarajan, L. Singer, D. Kelly, and at alias.

12-разрядный конвейерный (pipelined) АЦП с рассеиваемой мощностью 2,9 Вт изготовлен по КМОП-технологии с разрешением 28 нм. Восемь конвейерных блоков преобразователя (суб-АЦП) поочередно осуществляют выборку входного сигнала для обеспечения максимальной частоты выборки 10 ГГц.

Для уменьшения рассеиваемой мощности в преобразователе не используются традиционные усилители выборки/хранения в суб-АЦП, не осуществляется масштабирование разностного сигнала и параллельная групповая калибровка. Двухтактный входной драйвер АЦП отличается высокой линейностью в полосе пропускания 7 ГГц и предназначен для управления чередующимися суб-АЦП. Переключатель каналов позволяет производить выборку сигнала за 100 пс. В АЦП предусмотрена возможность усреднения погрешности, возникающей в АЦП вследствие режима чередования 8-разрядных суб-АЦП.

Прогресс в разработке высокоскоростных АЦП с разрешением более 10 разрядов и частотой дискретизации в гигагерцовом диапазоне обеспечил возможность применения радиопередатчиков и радиоприемников с программно-определяемыми параметрами (Software-defined radio), задающих рабочие параметры с помощью программного обеспечения, включая, в частности, диапазон частот, тип модуляции или выходную мощность согласно заданной спецификации. Такие радиосистемы предназначены для различных приложений, в том числе для систем связи и систем сбора данных. Ранее традиционно использовались более узкополосные гетеродинные радиоприемники, рис. 1 (вверху). Новые широкополосные АЦП позволили заменить значительную часть узлов сигнальной цепи традиционных приемопередатчиков, рис. 1 (внизу), и тем самым снизить сложность, уменьшить рассеиваемую мощность и стоимость систем в целом.

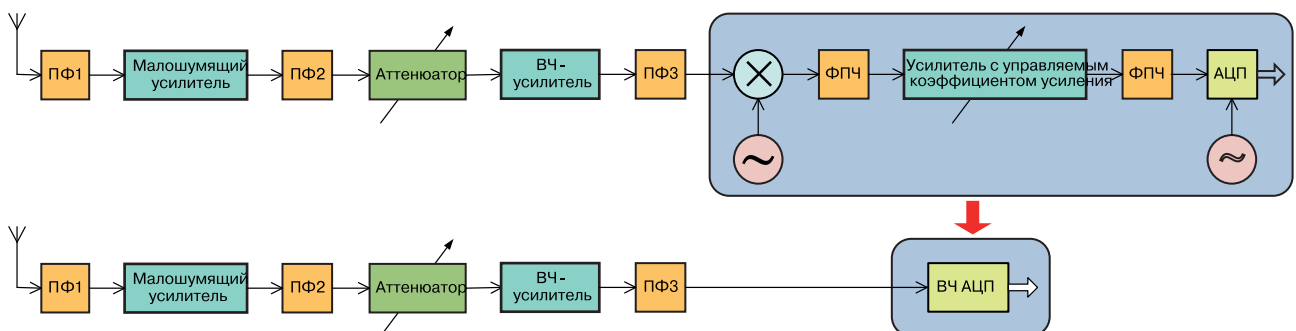


Рис. 1. Схема супергетеродинного приемника (вверху) и приемника с программно-определяемыми параметрами

* Devarajan S., S. Singer S., elly D, and at alias. A 12-b 10-GS/s Interleaved Pipeline ADC in 28-nm CMOS Technology. IEEE Article, www.analog.com.

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова

Сотовые базовые станции, системы спутниковой связи, системы радиоэлектронной борьбы и высокочастотные стендовые измерительные системы формируют спрос на прямую оцифровку сигналов в гигагерцовой полосе частот с высокой линейностью (SNDR не менее 70 дБ в полосе входного сигнала 1 ГГц) и спектральной плотностью шума не хуже –150 дБ/Гц от полной шкалы. Отметим, что по мере увеличения частоты выборки (дискретизации) f_s АЦП его энергопотребление растет, тем самым делая АЦП неэффективным с точки зрения энергопотребления. Преобразователи с перемежающейся частотой выборки могут поддерживать кодирование с более высокой частотой дискретизации при сохранении относительно невысокого энергопотребления.

Однако при проектировании таких АЦП разработчики сталкиваются с множеством компромиссных проблем, начиная с архитектуры и заканчивая схемотехническими решениями таких АЦП. Эффективность работы АЦП как и других технических средств можно оценить стандартной FoM-диаграммой. Такая диаграмма для оценки энергоэффективности АЦП предложена профессором Шрайером* (рис. 2).

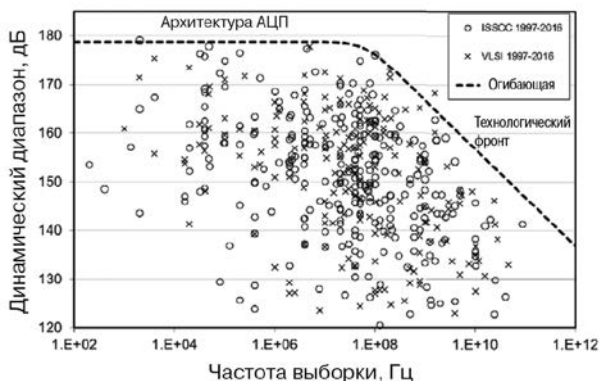


Рис. 2. FoM-диаграмма Шрайера* для оценки энергоэффективности АЦП в зависимости от частоты выборки по Найквисту

* Примечание: Richard Schreier (Ричард Шрайер) – профессор, в настоящее время сотрудник компании Analog Devices; FoM или figure-of-merit – это числовое выражение обобщенного показателя качества, представляющего в обобщенном виде эффективность материала, процедуры или устройства (в нашем случае АЦП). Различные показатели качества АЦП в виде FoM-диаграмм приведены на сайте <https://www.youtube.com/watch?v=dID0Jz3d594>.

Особенности построения сверхбыстродействующего АЦП подробно изложены в оригинальной статье в такой последовательности. Сначала рассмотрены архитектура и проблемы, связанные с чередованием субпреобразователей в гигагерцовом диапазоне, затем описана архитектура нового АЦП и особенности калибровки субпреобразователей.

Далее рассматриваются схемотехнические решения суб-АЦП, включая процедуры калибровки и подмешивания случайного шума (dithering). Здесь же рассмотрена входная цепь суб-АЦП, проанализированы погрешности, вызванные перемежающимся чередованием подключения субпреобразователей к источнику входного сигнала с использованием рандомизации чередования суб-АЦП для их уменьшения. Затем представлены результаты тестирования прототипа сверхбыстродействующего 12-разрядного АЦП. В журнальном варианте статьи перечисленные результаты представлены в сокращенном виде.

Показатель качества АЦП для оценки его энергоэффективности, известный как показатель (FoM) Шрайера, может быть представленный в виде

$$FOM_s = SNDR_{dB} + 10\log(f_{snyq}/2P), \quad (1)$$

где $SNDR_{dB}$ – отношение сигнал/шум плюс искажение в децибелах, f_{snyq} – частота дискретизации по Найквисту (соответствующая частоте дискретизации f_s , деленной на коэффициент передискретизации) в герцах, P – потребляемая мощность в ваттах.

Из FOM-диаграммы следует, что АЦП с повышением частоты дискретизации быстро теряет эффективность, которая лежит внутри области, ограниченной пунктирной линией, называемой технологическим фронтом. По мере того, как в АЦП применяются более высокие технологии, связанные с увеличением разрешения технологического процесса, позволяющего обеспечить более высокое быстродействие, технологический фронт на рис. 2 смещается вправо.

Таким образом, за счет применения новой технологии АЦП с высокой частотой выборки становится более энергоэффективным устройством. В то же время, АЦП с перемежающейся архитектурой могут обеспечить высокую энергоэффективность при той же технологии изготовления, что и преобразователи, построенные по стандартной архитектуре.

Это достигается путем чередования M идентичных АЦП (называемых суб-АЦП), каждый из которых

работает на частоте выборки f_{sc} и потребляет мощность P_c (Вт), при $f_s = Mf_{sc}$ и мощности потребления $P = MP_c$ (Вт). Из приведенного можно сделать вывод, что АЦП с перемежающейся архитектурой (interleaved architecture – IL) может быть таким же энергоэффективным, как и отдельные суб-АЦП в его составе, т.к. FOM-показатель для такого АЦП равен

$$FOM_{IL_ADC} = SNDR_{IL} + 10\log(Mf_{sc}/2MP_c) \quad (2)$$

и поскольку параметр $SNDR_C$ для суб-АЦП такой же, как тот же параметр $SNDR_{IL_ADC}$ для перемежающегося АЦП в целом, то путем преобразования (2) получим

$$FOM_{IL_ADC} = SNDR_C + 10\log(Mf_{sc}/2MP_c). \quad (3)$$

Откуда

$$FOM_{IL_ADC} = SNDR_C + 10\log(f_{sc}/2P_c) = FOM_{sub-ADC}. \quad (4)$$

Исходя из выражения 4 и диаграммы на рис.2, можно заключить, что увеличивая число суб-АЦП в преобразователе с перемежающейся архитектурой, можно преодолеть предел, установленный технологическим фронтом, без изменения технологии изготовления АЦП. На практике, однако, оказывается, что для построения АЦП с перемежающейся архитектурой, состоящего из множества суб-АЦП, требуется преодолеть немало трудностей. Сложность, вызванная преодолением этих трудностей, может свести на нет ожидаемые преимущества.

Так, например, необходимо решить проблемы построения линейных буферных каскадов, обеспечения синхронизации работы суб-АЦП и управления внешними интерфейсами, реализовать внутреннее демультиплексирование выходных данных отдельных суб-АЦП, включить в конечное устройство дополнительные источники питания для дополнительных узлов преобразования и калибровки. Для всего это потребуются дополнительная мощность P_o , которая линейно или даже сверхлинейно растет как с увеличением числа суб-АЦП, так и с частотой выборки, как следует из (5).

$$FOM_{IL_ADC} = SNDR_C + 10\log[f_{sc}/2(MP_c + P_o)] < FOM_{sub-ADC} \quad (5)$$

Все вышеизложенное может привести к снижению теоретически возможной энергоэффективности АЦП с перемежающейся архитектурой. Путем

анализа комплексной проблемы проектирования АЦП с перемежающейся архитектурой авторы оригинальной статьи пришли к следующему заключению. На сегодняшний день, используя КМОП-технологии с разрешением 28-нм, можно построить энергоэффективный конвейерный суб-АЦП с частотой выборки не ниже 2 ГГц. При этом 8 суб-АЦП в составе преобразователя с перемежающейся архитектурой могут обеспечить частоту выборки последнего на уровне 10 ГГц. Обобщенная структура АЦП с перемежающейся архитектурой приведена на рис. 3.

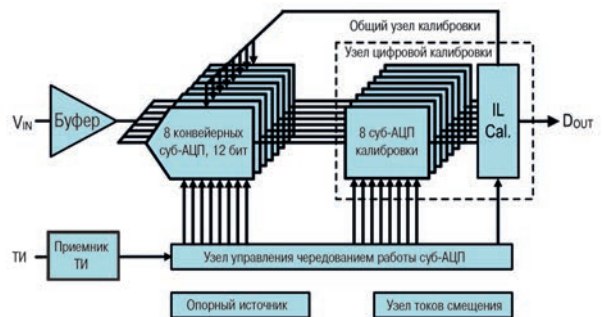


Рис. 3. Структурная схема АЦП с перемежающейся архитектурой

Приведенная на рис. 3 структура содержит 8 конвейерных суб-АЦП, которые позволяют обеспечить частоту выборки 10 ГГц. Один общий входной буфер используется для подключения входного сигнала V_{IN} ко всем суб-АЦП. Выходные кодовые сигналы 8 суб-АЦП поступают в блоки цифровой калибровки погрешностей каждого суб-АЦП. Откорректированные выходные коды каждого суб-АЦП поступают в общий узел калибровки IL, который корректирует погрешность рассогласования отдельных суб-АЦП.

Все перечисленные операции реализуются на одном кристалле. Несоответствие смещения в суб-преобразователях и рассогласование сигналов синхронизации калибруются в фоновом режиме. В АЦП используется несколько методов для минимизации энергопотребления конвейерных суб-АЦП без снижения производительности. Каждый суб-АЦП рассчитан на работу от основного источника питания напряжением 1 В.

Одной из основных проблем низковольтного суб-АЦП является использование в нем усилителя ЦАП с размахом входного сигнала 1.4 В, что затруднительно реализовать при напряжении питания суб-АЦП 1 В. Кроме того, в ЦАП на основе коммутируемых конденсаторов с тактовым генератором и

усилителем может потребоваться дополнительный сдвиг уровня напряжения. Все это может привести к увеличению площади суб-АЦП, и как следствие, к увеличению мощности потребления АЦП с перемежающей архитектурой в целом. В оригинале статьи подробно рассматриваются схемотехнические решения основных проблем, возникающих при проектировании АЦП с перемежающейся архитектурой.

Временные диаграммы сигналов синхронизации выбора отдельных суб-АЦП показаны на рис. 4. Каждый суб-АЦП в интервале T следит за входным аналоговым сигналом, а в интервале H переходит в режим хранения не менее чем на шесть тактов. За это время формируется разностный сигнал для последующего кодирования в соответствии с конвейерным алгоритмом.

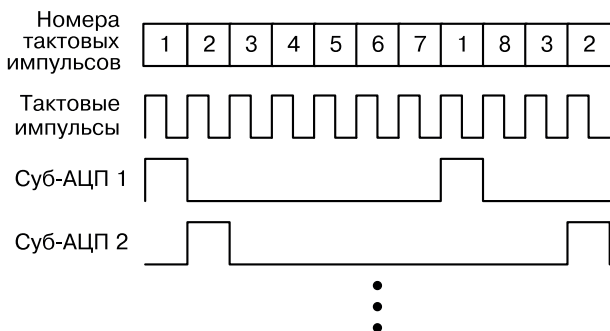


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов синхронизации выбора отдельных суб-АЦП

На рис. 5 приведена фотография печатной платы 12-разрядного АЦП с частотой выборки 10 ГГц, на которой показано расположение основных его узлов, а именно входного буфера, суб-АЦП, цифрового узла управления и передачи данных, ГТИ и формирователя токов смещения.

Подробные результаты тестирования 12-разрядного АЦП с частотой выборки 10 ГГц приведены в оригинальной статье. Некоторые из них представлены ниже. На рис. 6 приведена характеристика интегральной нелинейности (INL) одного из восьми суб-АЦП для трех вариантов тестирования: при отключенной калибровке (IGE OFF) и отключенном подмешивании случайного шума (Dither OFF) (в этом случае INL имеет резкие скачки, превышающие ± 2 EMP); при включенной калибровке (IGE ON, Dither OFF) (в этом случае погрешность снижается до $\pm 1,5$ EMP); при включенных калибровке и подмешивании шума (IGE ON, Dither ON) (в этом случае погрешность INL уменьшается до $\pm 0,7$ EMP).

Из рис. 6 следует, что калибровка и подмешива-

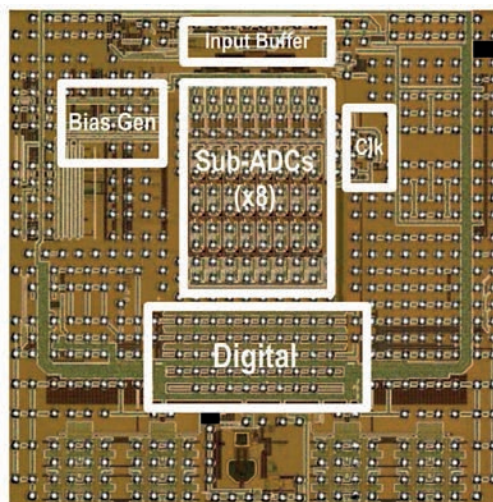


Рис. 5. Фотография печатной платы 12-разрядного АЦП с частотой выборки 10 ГГц размерами 4.5x4.5 мм

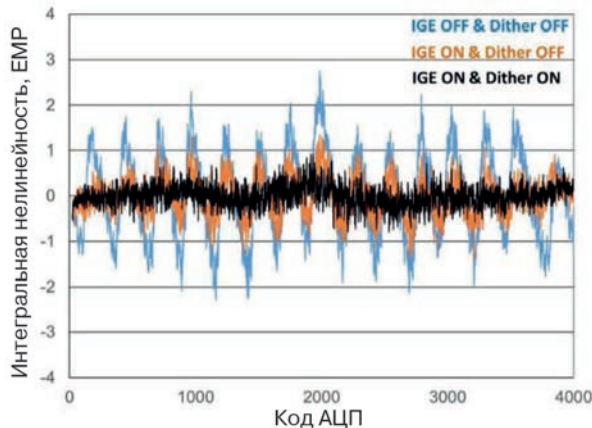


Рис. 6. Интегральная нелинейность суб-АЦП в трех режимах тестирования

ние случайного шума существенно улучшают линейность суб-АЦП и обеспечивают гладкую характеристику интегральной нелинейности. Такая нелинейность суб-АЦП без разрывов является предпосылкой для получения высоких характеристик преобразования в перемежающемся режиме.

На рис. 7 приведены результаты тестирования 12-разрядного АЦП с помощью БПФ при кодировании входного сигнала частотой 4 ГГц с частотой выборки 10 ГГц. При тестировании включены калибровка и подмешивание случайного шума для суб-АЦП и отсутствует калибровка преобразователя в перемежающемся режиме. В спектре наблюдаются ложные спектральные полосы из-за рассогласования параметров отдельных суб-АЦП, которые ограничивают динамический диапазон неискажен-

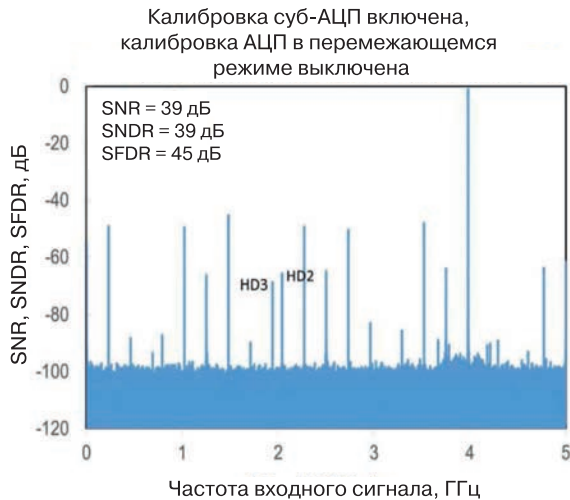


Рис. 7. Результаты тестирования 12-разрядного АЦП с частотой выборки 10 ГГц на частоте входного сигнала 4 ГГц

ного сигнала АЦП.

Если включить калибровку АЦП в целом, рис. 8, то рассогласование характеристик отдельных суб-АЦП снижается и динамический диапазон неискаженного сигнала (SFDR) составляет не менее 66 дБ, отношение сигнал/шум (SNR) составляет 56 дБ, а отношение сигнал/шум плюс искажения (SNDR) – 55 дБ. Изменения этих параметров на разных частотах входного сигнала показаны на рис. 9. Параметры 12-разрядного АЦП с частотой выборки 10 ГГц приведены в табл. 1.

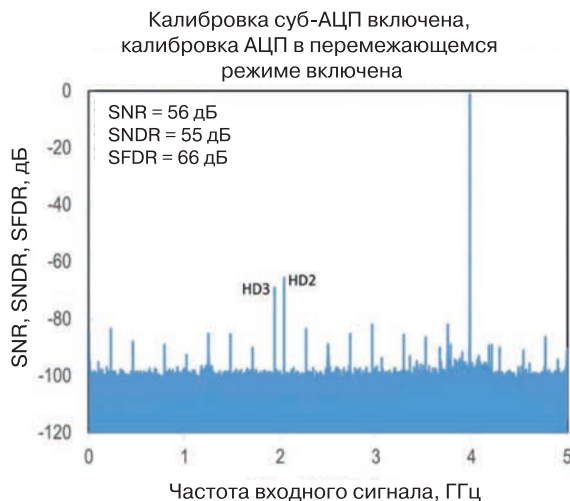


Рис. 8. Результаты тестирования 12-разрядного АЦП с частотой выборки 10 ГГц на частоте входного сигнала 4 ГГц

На рис. 10 показаны результаты измерения ширины полосы пропускания АЦП до частоты среза,

Таблица 1. Параметры 12-разрядного АЦП с частотой выборки 10 ГГц

Частота выборки	10 ГГц
SNR	56 дБ
SNDR	55 дБ
SFDR на частоте 4 ГГц	66 дБ
Потребляемая мощность	2.9 Вт
Частота среза	7.4 ГГц
Технология	28 нм

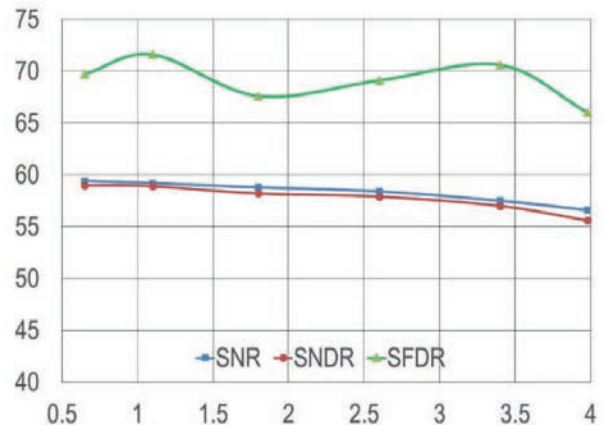


Рис. 9. Зависимость SNR, SNDR, SFDR АЦП от частоты входного сигнала

которая составляет примерно 7,4 ГГц. Узлы АЦП, от которых в основном зависит полоса пропускания, – это входной буферный каскад и разветвитель, управляющий дискретизацией каждого суб-АЦП.

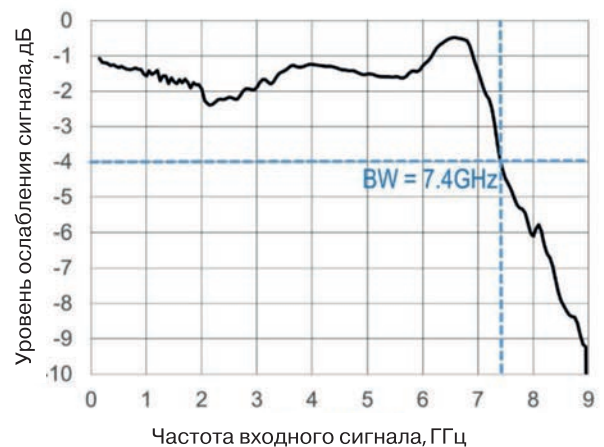


Рис. 10. Полоса пропускания 12-разрядного АЦП с частотой выборки 10 ГГц

Динамический диапазон неискаженного сигнала может быть увеличен на 10 дБ за счет рандомиза-

ции чередования отдельных суб-АЦП. В оригинале статьи приведены спектральные диаграммы, поясняющие эффект рандомизации, который позволяет уменьшить погрешность, вызванную рассогласованием параметров отдельных суб-АЦП в составе 12-разрядного преобразователя.

В заключение приведем показатели распределения мощности потребления между узлами 12-разрядного АЦП: суммарная мощность потребления АЦП составляет 2.9 Вт, входной буфер потребляет 1.8 Вт, восемь суб-АЦП – 0.65 Вт, опорный источник и узел смещения – 0.05 Вт.

ВЫВОДЫ

Статья подготовлена коллективом известных специалистов в области проектирования сверхбы-

стродействующих АЦП, имеющих большой опыт работы в известных компаниях, таких как Analog Devices, Texas Instruments, National Semiconductors и работающих в ведущих университетах Запада. Представленный в статье однокристалльный 12-разрядный конвейерный АЦП с частотой выборки 10 ГГц состоит из 8 суб-АЦП с чередующейся выборкой и выполнен по КМОП-технологии с разрешением 28 нм. Получение таких уникальных параметров связано с применением комплексной калибровки каждого из 8 суб-АЦП и калибровки передаточной характеристики АЦП в целом. Кроме того, показано, что случайный выбор (рандомизация) чередующихся суб-АЦП позволяет существенно снизить погрешность из-за рассогласования характеристик отдельных субпреобразователей.



По мотивам картины
В.А. Тропинина
"Кружевница"

[От ремесла к искусству]

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

- проектирование
- производство

VD MAIS – крупнейший поставщик печатных плат на рынке Украины

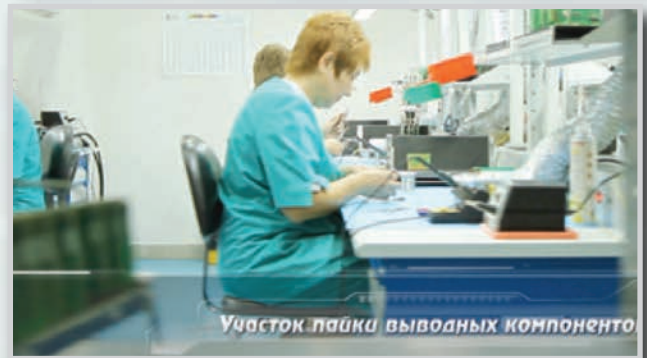
7 аргументов в пользу печатных плат, поставляемых VD MAIS:

- 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

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



КОНТРАКТНОЕ ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ

Полный цикл контрактного производства электроники:

- проектирование и изготовление печатных плат и трафаретов по стандарту IPC-A-600J
- комплексная поставка комплектующих элементов
- автоматизированный монтаж компонентов по технологии SMT и THT, включая монтаж в азотной среде, в соответствии со стандартом IPC-A-610G (до 2 500 000 SMD-компонентов в сутки)
- монтаж печатных плат любой сложности при серийном и мелкосерийном производстве
- нанесение лазерной маркировки на печатные платы
- 100% автоматический оптический контроль качества монтажа
- внутрисхемный контроль готовых изделий
- нанесение акриловых, силиконовых, полиуретановых конформных (защитных) покрытий
- проведение климатических испытаний
- проведение механических испытаний на вибростенде
- резка и зачистка проводов, обжимка контактов, изготовление кабельных жгутов.

Система менеджмента качества фирмы сертифицирована на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016.

Автоматизированная пайка выводных компонентов выполняется на установке селективной пайки PowerSelective производства компании SEHO. Пайка выполняется мини-волной в азотной среде. Скорость пайки 1...5 секунд на точку. Скорость пайки разъемов 3 мм в секунду.

КАК РАЗРАБОТАТЬ ЛУЧШУЮ СХЕМУ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ОСНОВЕ РЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА СОПРОТИВЛЕНИЯ *

HOW TO SELECT AND DESIGN THE BEST RTD TEMPERATURE SENSING SYSTEM

В статье рассмотрены проблемы проектирования измерителей температуры на основе резистивного датчика температуры. Предложены методы оптимизации таких устройств.

Д. Родригес, М. Маккарти

Abstract – This article discusses the history and design challenges for designing a resistance temperature detector RTD-based temperature measurement system. It also covers RTD selection and configuration trade-offs. Finally, it details RTD system optimization and evaluation.

J. Rodriguez, M. McCarthy

Измерение температуры играет важную роль в различных областях науки и техники, таких как промышленная автоматика, контрольно-измерительные приборы, высокочастотные модемы, медицинское оборудование и т.п. Независимо от того, отслеживает ли измеритель температуры изменение параметров окружающей среды или используется для коррекции дрейфа в измерительном устройстве, высокая точность измерения температуры, как правило, является необходимым условием эксплуатации подобных устройств. Существует несколько типов датчиков температуры, которые можно использовать для измерения температуры. К ним относятся термопары, резистивные датчики температуры или так называемые термометры сопротивления (RTD), электронные датчики на основе рп-переходов, термисторы и др. Выбор датчика температуры и его конструкции зависит от измеряемого диапазона температур и требуемой точности. Для температур в диапазоне от $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+850\text{ }^{\circ}\text{C}$ термометры сопротивления обеспечивают оптимальное сочетание высокой точности и стабильности.

Каковы основные проблемы построения измерителей температуры?

1. Выбор тока и напряжения. Датчик RTD – это пассивное устройство. Чтобы с помощью такого датчика измерить температуру, через него нужно пропустить ток или приложить к нему напряжение. Изменение сопротивления такого датчика, как правило, линейно связано с изменением температуры.

2. Какую схему включения датчика RTD лучше

всего использовать: 2-проводную, 3-проводную или 4-проводную?

3. Каким должен быть сигнал датчика RTD?

4. Как подключить нескольких датчиков RTD к измерительному устройству?

5. Как решение перечисленных проблем отразится на точности измерения?

Как уже отмечалось, сопротивление датчика RTD является функцией температуры. Наиболее широко используются платиновые термометры сопротивления Pt100 и Pt1000, которые используются в 2-проводной, 3-проводной и 4-проводной схемах включения. Кроме того, широко применяемые типы датчиков RTD изготавливаются из никеля или меди. В табл. 1 приведены основные параметры некоторых типов таких датчиков.

Наиболее распространенные типы датчиков – это платиновые термометры сопротивления Pt100. Они могут изготавливаться как в проволочном, так и тонкопленочном исполнении. Каждый тип датчика имеет стандартизованные зависимости сопротивления от температуры, включая допуски. Наиболее распространенная стандартная зависимость – это зависимость DIN. (DIN – это аббревиатура, которая означает «Deutsches Institut für Normung» или «Немецкий институт стандартизации»).

Стандартная DIN-зависимость для датчика Pt100 представляет собой характеристику платинового датчика сопротивлением 100 Ом в зависимости от изменения температуры. Характеристика включает стандартные допуски и диапазон рабочих темпера-

* Rodriguez J., McCarthy M. How to Select and Design the Best RTD Temperature Sensing System. Analog Dialogue, Vol. 55, N 2, June 2021. www.analog.com.

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова

Таблица 1. Параметры датчиков RTD разных типов

Тип датчика	Материал изготовления	Диапазон измеряемых температур
Pt100, Pt1000	Платина (номер означает сопротивление при 0 °С)	От -200 °С до +850 °С
Pt200, Pt500	Платина (номер означает сопротивление при 0 °С)	От -200 °С до +850 °С
Cu10, Cu100	Медь (номер означает сопротивление при 0 °С)	От -100 °С до +260 °С
Ni120	Никель (номер означает сопротивление при 0 °С)	От -80 °С до +260 °С

тур. Существуют стандартные классы допусков для этих датчиков. Эти допуски приведены в табл. 2, причем они также применимы к датчикам типа Pt1000, которые, как правило, используются в приложениях с низким энергопотреблением.

Таблица 2. Погрешности для классов: Class A, Class B, Class DIN 1/3

Тип датчика	DIN Class	Погрешность в °С при температуре		
		0 °С	50 °С	100 °С
Pt100 тонкопленочный	Class B	±0.30	±0.55	.80
Pt100 тонкопленочный	Class A	±0.15	±0.25	±0.35
Pt100 RTD Проволочный/Тонкопленочный	1/3 Class B	±0.1	±0.18	±0.27

При выборе датчика RTD необходимо учитывать его точность. Диапазон температур зависит от типа

элемента, а точность, указанная при температуре калибровки (обычно при 0 °С), зависит от температуры. Таким образом, важно определить диапазон измеряемых температур и принять во внимание, что любая температура ниже или выше температуры калибровки будет иметь более широкий допуск и более низкую точность.

Датчики RTD классифицируются по номинальному сопротивлению при 0 °С, причем датчик типа Pt100 имеет температурный коэффициент приблизительно 0,385 Ом/°С, а датчик Pt1000 имеет температурный коэффициент, в 10 раз больший, чем для Pt100. Многие разработчики используют эти коэффициенты для интерполяции температурной кривой в выбранном диапазоне температур. Однако более точное значение сопротивления датчика RTD в зависимости от температуры можно определить из интерполяционного уравнения Каллендара-Ван Дюзена. Это уравнение для температуры $t \leq 0$ °С имеет вид

$$R_{RTD}(t) = R_0[1 + At + Bt^2 + C(t - 100 \text{ °С})t^3]. \quad (1)$$

Для температуры $t \geq 0$ °С это выражение имеет вид

$$R_{RTD}(t) = R_0(1 + At + Bt^2), \quad (2)$$

где t – температура датчика; $R_{RTD}(t)$ – сопротивление датчика при заданной температуре, Ом; R_0 – сопротивление датчика при температуре 0 °С, Ом (для случая $R_0 = 100$ Ом); $A = 3.9083 \cdot 10^{-3}$; $B = -5.775 \cdot 10^{-7}$; $C = -4.183 \cdot 10^{-12}$.

Одним из основных параметров датчика RTD, который следует учитывать при разработке измерителей температуры, является схема включения. На рынке доступны три различных конфигурации схем включения датчиков RTD, каждая из которых имеет преимущества и недостатки и в каждой используются свои методы уменьшения погрешности измерения температуры. Все схемы включения приведены на рис. 1.

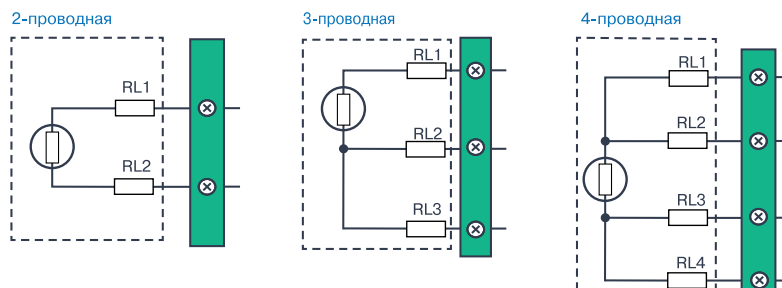


Рис. 1. Схемы включения датчиков RTD

Двухпроводная схема включения самая простая, но наименее точная из-за погрешностей, вызванных сопротивлением проводников.

Таким образом, эта схема включения используется в приложениях, где проводники имеют малую длину, или при использовании датчика с высоким сопротивлением (например, Pt1000) эти проводники имеют близкое друг к другу сопротивление, что позволяет минимизировать их влияние на точность измерения температуры. 3-проводная схема включения используется наиболее часто из-за малого количества контактов разъема. Кроме того, 3-проводная схема включения имеет более высокую точность по сравнению с 2-проводной конфигурацией.

Погрешность сопротивления проводников в 3-проводной схеме можно компенсировать с помощью различных методов калибровки. 4-проводная схема включения – самая сложная, но, вместе с тем, имеет самую высокую точность. Высокоточное измерение сопротивления датчика RTD требует точного преобразования сопротивления в ток или напряжение, точного аналого-цифрового преобразования, линеаризации и калибровки.

Типовая система измерения сопротивления датчика RTD состоит из различных узлов, как показано на рис. 2. Хотя сигнальная цепь достаточно проста, разработчикам следует обратить внимание на оптимальный выбор компонентов, схему включения, выполнить необходимый анализ погрешностей и т.п. Не следует исключать проблему преобразования аналогового сигнала в цифровой код, которая влияет на общий размер системной платы и стоимость комплектующих из-за большего количества используемых узлов. Следует отметить, что компания Analog Devices может предложить достаточное количество необходимых компонентов для решения этой проблемы. Это комплексные системные решения, которые позволяют упростить конструкцию,

уменьшив при этом размер системной платы, снизить стоимость комплектующих изделий и системы измерения температуры в целом.

Три схемы включения имеют разные способы подключения датчика RTD к АЦП. К преобразователям тоже предъявляются разные требования в зависимости от схемы подключения к нему датчика RTD. Рассмотрим подробнее каждую из схем подключения. Одним из рекомендованных к применению в измерителях температуры является сигма-дельта АЦП. Во-первых, поскольку в сигма-дельта АЦП используется режим передискретизации, требования к внешнему фильтру минимальны и могут ограничиться применением простого RC-фильтра. Встроенная цифровая фильтрация может использоваться для подавления помех от источника питания. 24-разрядные АЦП с высоким разрешением, такие АЦП, как AD7124-4/ AD7124-8, имеют максимальное разрешение 21,7 бит. Отметим другие преимущества сигма-дельта АЦП:

- широкий синфазный диапазон для входных аналоговых сигналов
- широкий синфазный диапазон для опорных напряжений
- возможность поддержки логометрической конфигурации
- буферизированные опорные и аналоговые входы.

Кроме того, многие сигма-дельта АЦП имеют высокую степень интеграции и включают следующие дополнительные узлы:

- усилитель с программируемым усилением (PGA)
- источники токов возбуждения
- буферы опорных/аналоговых входов
- узлы калибровки

Наличие этих узлов в составе сигма-дельта АЦП значительно упрощает схему измерителя температуры на основе датчика RTD, уменьшает количество

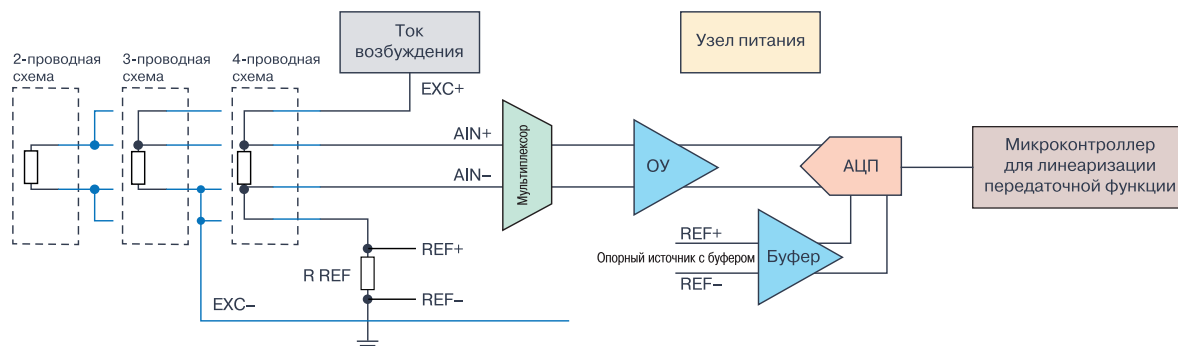


Рис. 2. Типовая схема измерения температуры на основе датчика RTD

внешних компонентов и, как следствие, размеры системной платы, а также снижает стоимость системы в целом.

В этой статье в качестве примера используются преобразователи AD7124-4/AD7124-8.

Логометрическая схема включения – наиболее экономичное решение для систем, в которых используются резистивные датчики, такие как RTD или термисторы. При логометрическом подходе опорное напряжение и напряжение датчика формируются от одного источника возбуждения. Следовательно, источник возбуждения не обязательно должен быть точным. На рис. 3 показан пример логометрической схемы включения 4-проводного датчика RTD. Постоянный ток возбуждения питает датчик RTD и прецизионный резистор R_{REF} , при этом напряжение, генерируемое на R_{REF} , является опорным напряжением для измерения сопротивления датчика RTD. Любое изменение тока возбуждения не влияет на точность измерения. Следовательно, использование логометрической схемы позволяет использовать более зашумленный и менее стабильный ток возбуждения, при этом предпочтительнее использовать ток возбуждения, а не напряжение из-за его лучшей помехоустойчивости.

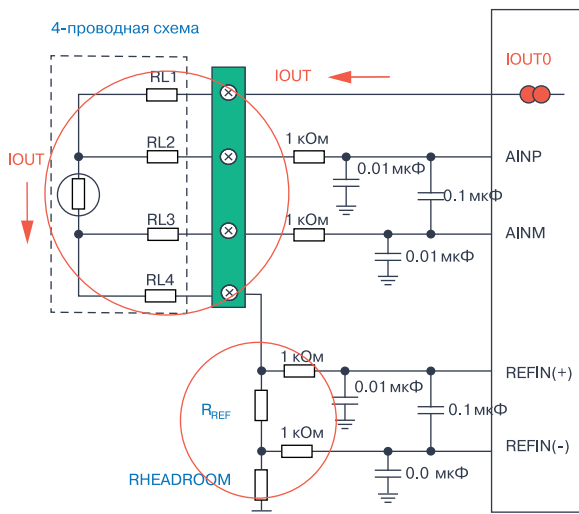


Рис. 3. 4-проводная логометрическая схема измерения сопротивления датчика RTD

АЦП AD7124 позволяет использовать один и тот же вывод для тока возбуждения и аналогового входа, как показано на рис. 4. Для разделения выводов IOUT и AIN требуется только два контакта 3-проводного датчика RTD, что увеличивает количество доступных каналов АЦП. Однако в этой конфигурации большое значение имеет резистор R при фильтрации электромагнитных помех, который может доба-

вить погрешность к значению сопротивления датчика RTD, поскольку резистор R включен последовательно с датчиком RTD. Поэтому обычно рекомендуется использовать отдельный вывод для каждого источника тока возбуждения, чтобы исключить дополнительную погрешность при измерении сопротивления датчика RTD.

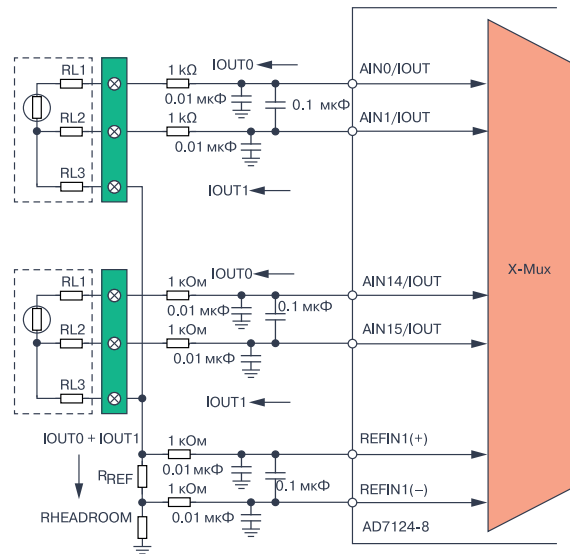


Рис. 4. 3-проводная схема включения датчика RTD с совмещением выводов IOUT/AIN

4-проводная схема включения обеспечивает наилучшие параметры измерения температуры. Единственная проблема, с которой сталкиваются разработчики системы – это стоимость самого 4-проводного датчика и увеличенные размеры 4-контактного разъема. В 4-проводной схеме включения погрешности из-за выводных проводников практически отсутствуют. В этой схеме используется измерение температуры Кельвина с двумя проводниками для передачи тока возбуждения к/от датчика RTD, в то время как другие два проводника используются для измерения тока, протекающего через датчик RTD.

Для 4-проводной конфигурации требуется только один ток возбуждения IOUT, как показано на рис. 5. Три аналоговых контакта от АЦП используются для одной 4-проводной схемы включения датчика RTD: один контакт для тока возбуждения и два контакта для дифференциального входного сигнала (AINP и AINM), используемые для измерения напряжения на датчике RTD. Если в измерительной системе применяется несколько 4-проводных датчиков RTD, можно использовать один источник тока возбуждения, при этом один ток возбуждения предназначен для всех датчиков RTD. В этом случае один эталон-

ный резистор может поддерживать измерения сопротивлений всех датчиков RTD.

2-проводная схема включения датчика RTD является самой простой и показана на рис. 6. Для двухпроводной конфигурации требуется только один источник тока возбуждения. Таким образом, три аналоговых вывода от АЦП используются для реализации одной двухпроводной конфигурации RTD: один вывод для тока возбуждения – IOUT, и два вывода – как дифференциальный вход (AINP и AINM), используемый для измерения напряжения на датчике RTD.

Если в измерительной системе применяется несколько 2-проводных датчиков RTD, можно использовать один источник тока возбуждения, при этом ток возбуждения направляется в разные датчики. Таким образом, один эталонный резистор может поддерживать измерения сопротивлений всех датчиков RTD.

2-проводная конфигурация является наименее точной из применяемых трех конфигураций, поскольку фактическое сопротивление в точке измерения включает в себя как сопротивления датчика, так и сопротивление проводников RL1 и RL2, что приводит к увеличению измеряемого с помощью АЦП напряжения. Если датчик RTD удален на большое расстояние, то погрешность измерения будет существенной. Например, длина проводника 25 футов из медного провода типа 24 AWG будет иметь эквивалентное сопротивление 0.026 Ом/фут (0.08

Ом/метр) $\times 2 \times 25$ футов = 1.3 Ом. Следовательно, сопротивление провода 1.3 Ом даст погрешность (1.3/0.385), что равняется 3.38 °C.

Эту погрешность можно уменьшить за счет использования 3-проводной схемы включения датчика RTD, как показано на рис. 7. В этой схеме использован еще один ток возбуждения, что позволяет существенно уменьшить погрешность, вызванную сопротивлением проводников RL1 и RL2. Таким образом, четыре аналоговых контакта АЦП используются для реализации одной 3-проводной конфигурации: два контакта для формирования токов возбуждения (IOUT0 и IOUT1) и два контакта – для дифференциального входа (AINP и AINM), используемого для измерения напряжения на датчике RTD.

При проектировании и оптимизации прикладных решений измерителей температуры на основе датчиков RTD возникают следующие проблемы. Первая проблема заключается в выборе типа датчика и схемы его подключения. Вторая проблема состоит в выборе структуры измерительного канала, которая включает в себя выбор типа АЦП, формирование тока возбуждения, обеспечение усиления сигнала в измерительном канале и выбор внешних компонентов. И, наконец, наиболее важный вопрос заключается в обеспечении требуемой производительности и установлении источников погрешностей. Компанией Analog Devices предложен программный online инструмент (RTD_Configurator_and_Error_Budget_Calculator), который содержит практические ре-

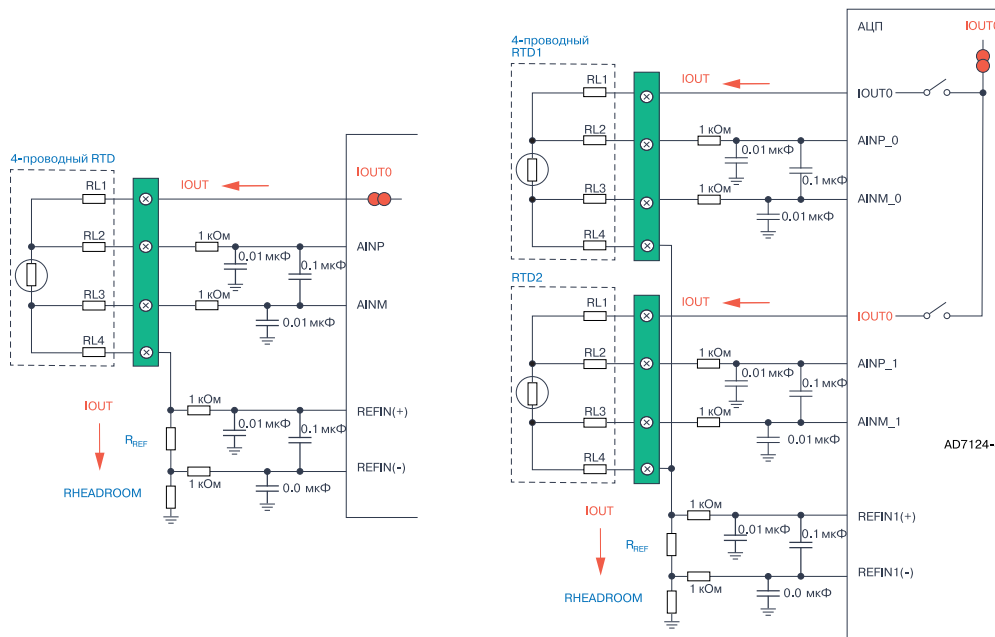


Рис. 5. Одноканальная и многоканальная системы измерения температуры с 4-проводной схемой включения датчика RTD

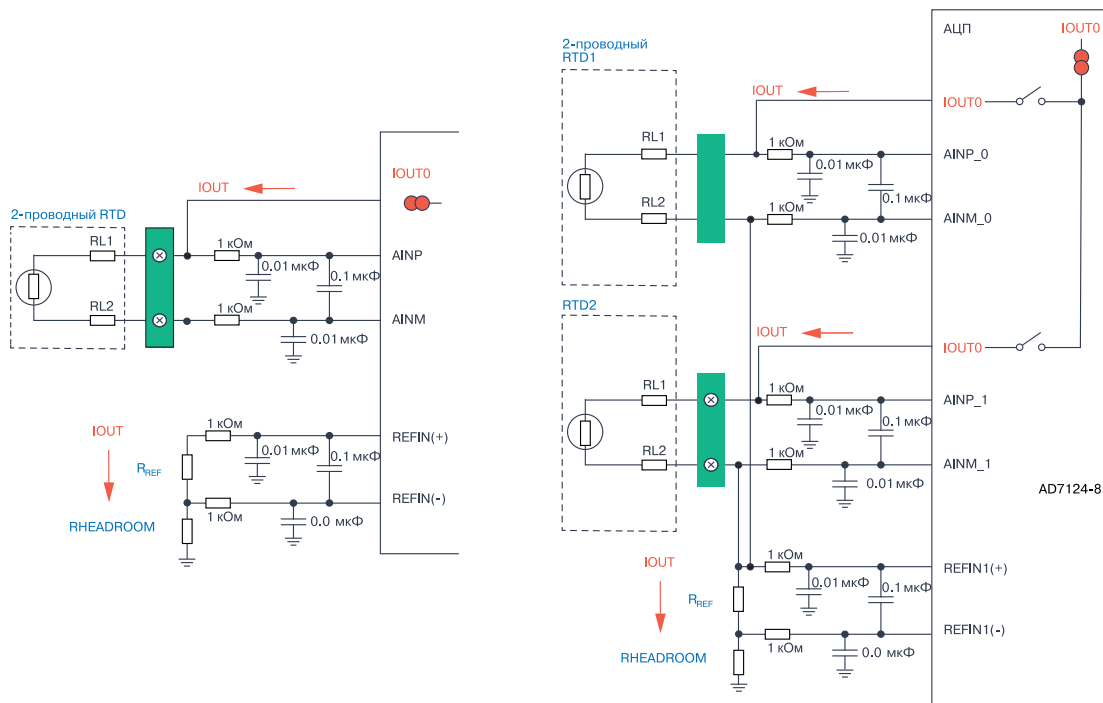


Рис. 6. Одноканальная и многоканальная 2-проводные схемы включения датчика RTD

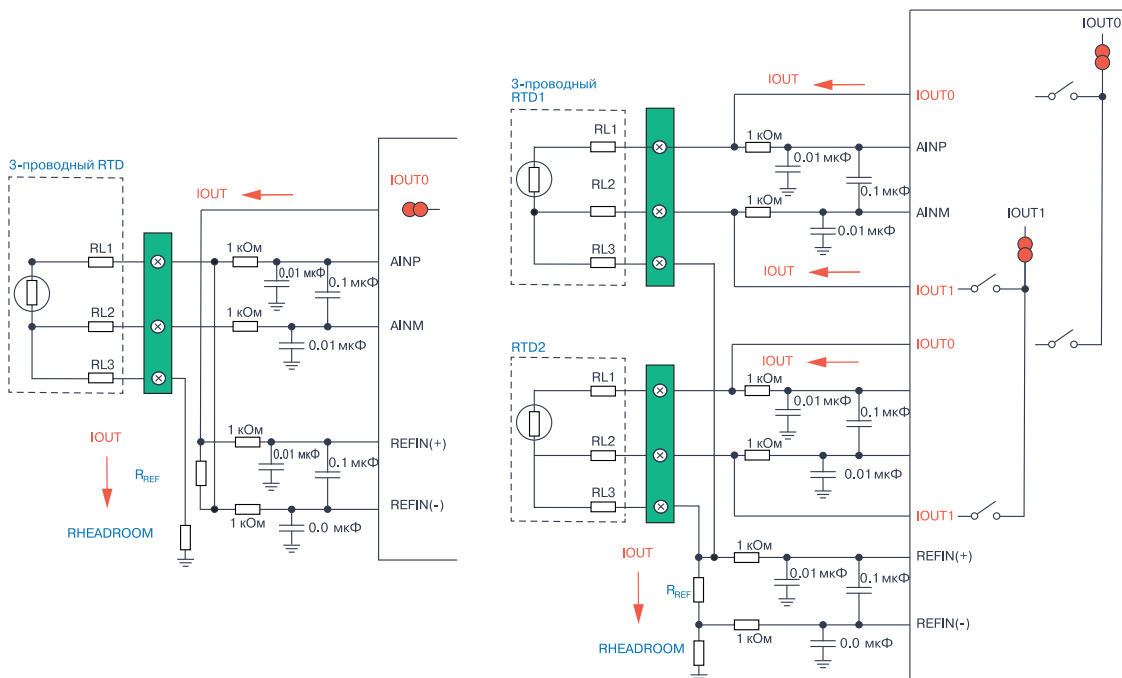


Рис. 7. Одноканальная и многоканальная 3-проводные схемы включения датчика RTD

шения для проектирования и оптимизации систем измерения температуры на основе датчиков RTD. Подробно особенности этого инструмента раскрыты в оригинальной статье и других рабочих материалах компании Analog Devices.

На рис. 8 показаны результаты измерений температуры с помощью оценочной платы АЦП

AD7124-4/AD7124-8, в которой использовались 2-, 3- и 4-проводная схемы включения датчиков RTD. Результаты показывают, что 2-проводная схема включения имеет погрешность ближе к нижнему граничному пределу, в то время как 3-проводная и 4-проводная схемы включения RTD имеют схожие погрешности, которые находятся в пределах допус-

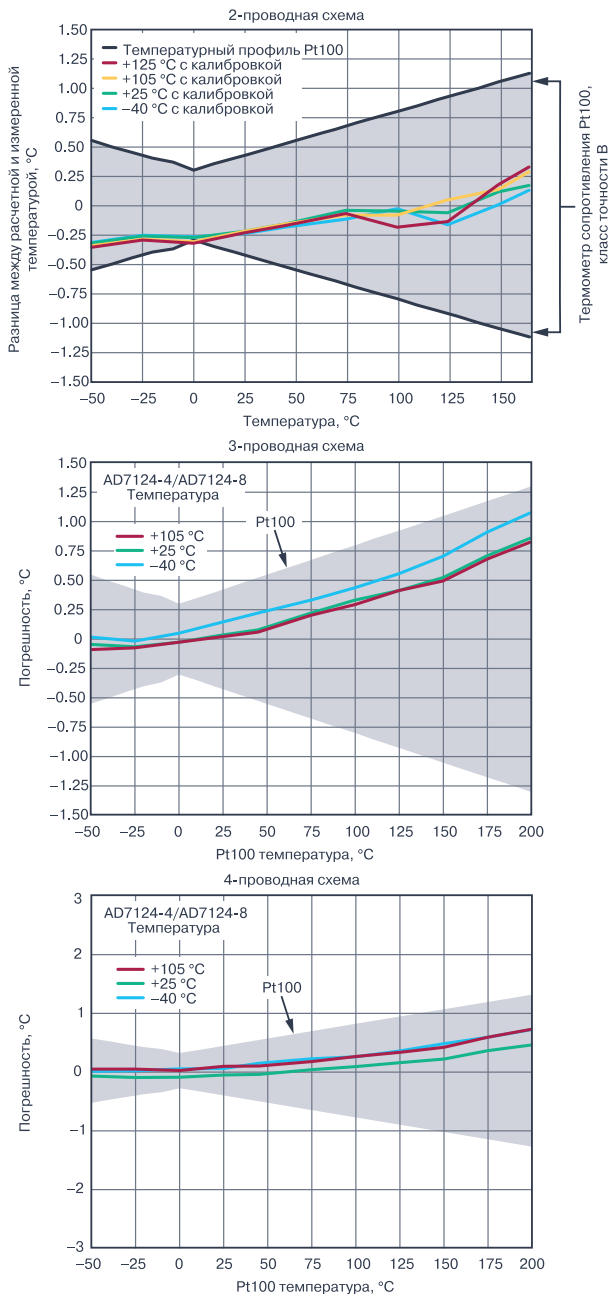


Рис. 8. Результаты измерения температуры с помощью оценочной платы сигма дельта АЦП для различных схем включения датчиков RTD

ка. Оценочная плата позволяет оценить производительность измерительной системы с разной конфигурацией включения датчиков. Сигма-дельта АЦП типа AD7124-4/AD7124-8 являются оптимальным выбором для измерения температуры на основе датчиков RTD. Они обеспечивают подавление сетевой помехи частотой 50/60 Гц и содержат все не-

обходимые узлы для проектирования таких систем. Кроме того, они поддерживают встроенную калибровку и диагностику системы.

ВЫВОДЫ

В статье показано, что проектирование систем измерения температуры на основе датчиков RTD – это сложный итерационный процесс, начиная от выбора типа датчика, его номинального сопротивления, схемы включения, типа АЦП и заканчивая оптимизацией параметров схемы, ее настройкой и тестированием.

Для упрощения и ускорения проектирования таких устройств компанией Analog Devices предлагается виртуальный калькулятор, позволяющий решить задачу проектирования на каждом этапе разработки систем измерения температуры. Инструмент ADI RTD_Configurator_and_Error_Budget_Calculator, а также онлайн-инструмент VirtualEval, аппаратное и программное обеспечение оценочной платы и инструкция CN0383 позволяют ускорить процесс проектирования, при этом поддерживают выбор схемы включения датчика температуры и расчет погрешности измерения для каждой схемы включения.

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@vdmiais.ua, www.vdmiais.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@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

КАК РАЗРАБОТАТЬ ЛУЧШИЙ ПУЛЬСОКСИМЕТР *

В статье рассматриваются принципы измерения насыщения крови кислородом SpO₂ и показано, как новое поколение оптических аналоговых интерфейсов может быть использовано в создании более совершенного по своим параметрам пульсоксиметра.

Р. Финнерти

Традиционно сатурация (насыщение периферической крови кислородом SpO₂) состоит в измерении на фаланге пальца или мочке уха отношения гемоглобина, насыщенного кислородом, к общему гемоглобину. Это измерение используется для определения, насколько хорошо красные кровяные тельца переносят кислород из легких в другие части тела.

Нормальный уровень сатурации у здорового взрослого человека колеблется от 95% до 100%. Уровни ниже этого диапазона указывают на состояние гипоксемии. Это означает, что в организме человека транспортируется недостаточное количество кислорода для поддержания работы жизненно важных органов.

Человек, страдающий гипоксемией, может испытывать головокружение, спутанность сознания, одышку и головные боли. SpO₂ – один из наиболее распространенных показателей жизнедеятельности, регистрируемых в клинических условиях.

Заболевания, требующие постоянного мониторинга SpO₂, включают астму, болезни сердца и легких, пневмонию, а также гипоксию, вызванную COVID-19. Один из способов определить, нуждаются ли пациенты с симптомами COVID-19 в госпитализации, заключается в контроле уровня SpO₂. Если этот показатель ниже базового значения (обычно ниже 92%), пациента необходимо госпитализировать.

Совсем недавно у пациентов с COVID-19 было выявлено особенно коварное состояние, известное как тихая гипоксия. Тихая гипоксия может нанести серьезный вред организму до того, как возникнут какие-либо типичные респираторные симптомы COVID-19, такие как одышка. Так, например, в статье Toshiyo Tamura. Current Progress of Photoplethysmography and SpO₂ for Health Monitoring. Bio-

HOW TO DESIGN A BETTER PULSE OXIMETER

Abstract – This article covers the fundamentals of SpO₂ measurement and demonstrates how a new generation of optical analog front ends (AFE) can help create a better oximeter.

R. Finnerty

medical Engineering Letters, February 2019 говорится, что способность обнаруживать тихую форму гипоксии у пациентов с COVID-19 до того, как они начнут испытывать одышку, имеет решающее значение для предотвращения развития пневмонии до опасного уровня.

Кроме того, мониторинг SpO₂ является ключевым показателем в диагностике апноэ во сне, которое вызывает частичную или полную блокировку дыхательных путей во время сна. Это может проявляться в виде длительных пауз в дыхании или периодов поверхностного дыхания, вызывающих временную гипоксию. Апноэ во сне может увеличить вероятность сердечного приступа, инсульта и ожирения.

Подсчитано, что апноэ во сне поражает от 1 до 6% всего взрослого населения планеты. Исходя из изложенного, потребность в улучшенном пульсоксиметре будет в дальнейшем только увеличиваться. По мере того, как уход за пациентами имеет тенденцию к амбулаторному и домашнему мониторингу (вне клиники), возникает необходимость в разработке устройств, предназначенных для мониторинга показателей жизнедеятельности, которые не будут препятствовать пациентам выполнять свои повседневные функции.

В случае мониторинга SpO₂ с использованием съема данных не только с фаланги пальца или мочки уха возникает множество конструктивных проблем. Появление тихой гипоксии делает еще более убедительными аргументы в пользу разработки более миниатюрных пульсовых оксиметров.

С этой целью в настоящей статье рассмотрены некоторые принципы измерения SpO₂ и проанализированы новейшие оптические интерфейсы компании Analog Devices ADPD4100 и ADPD4101, которые упрощают проектирование мониторов меди-

* **Finnerty R. How to Design a Better Pulse Oximeter. Technical Article. www.analog.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.**

цинского класса для измерения SpO2. Встроенная автоматическая система ослабления влияния внешнего света снижает нагрузку на конструкцию монитора. Расширенный динамический диапазон ADPD4100 при более низком энергопотреблении уменьшает количество используемых фотодиодов и снижает величину светодиодного тока, что позволяет эффективно определять небольшие изменения уровня SpO2 пациента. Кроме того, параметры интерфейсного модуля позволяют пользователям перейти в режим малого энергопотребления, чтобы обеспечить более длительное время эксплуатации монитора.

Насыщение крови кислородом – это процент насыщенного кислородом гемоглобина по отношению к общему гемоглобину. «Золотым стандартом» измерения насыщения крови кислородом является измерение оксигенации крови предсердий. Однако этот метод требует лабораторного газового анализа крови в образце. SpO2 – это оценка уровня насыщения кислородом, измеренная на периферии тела с помощью пульсоксиметра.

До недавнего времени наиболее распространенным способом измерения сатурации кислорода было использование пульсоксиметра, расположенного на фаланге пальца. Принцип работы пульсоксиметра заключается в том, что поглощение света оксигенированным гемоглобином HbO2 и деоксигенированным гемоглобином RHb значительно различается при определенных длинах волн света.

На рис. 1 показан коэффициент экстинкции HbO2, Hb и метгемоглобина MetHb в видимом и инфракрасном спектре света. Коэффициент экстинкции – это показатель того, насколько сильно данное вещество поглощает свет на определенной длине

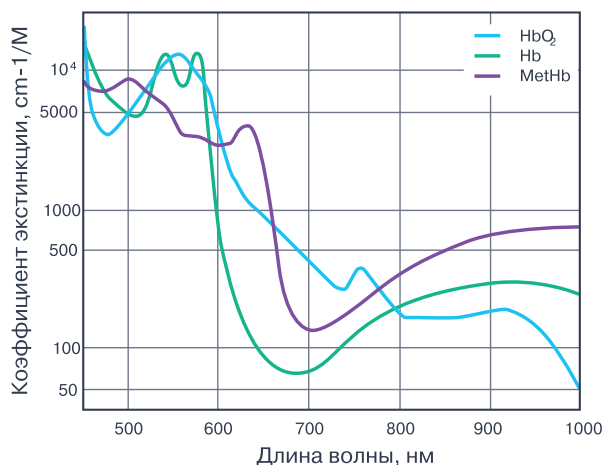


Рис. 1. Поглощение светового потока гемоглобинами разных типов

волны. Из рис. 1 видно, что HbO2 поглощает больше красного света (600 нм) и пропускает больше инфракрасного света (940 нм). RHb поглощает больше света в инфракрасном диапазоне, что позволяет проходить через него большему количеству красного света, в сравнении с HbO2.

Самый простой пульсовой оксиметр состоит из двух светодиодов (одного красного светодиода с длиной волны 660 нм и одного инфракрасного (ИК) светодиода с длиной волны 940 нм) и одного фотодиода (ФД) в отражающем или пропускающем спектре, как показано на рис. 2.

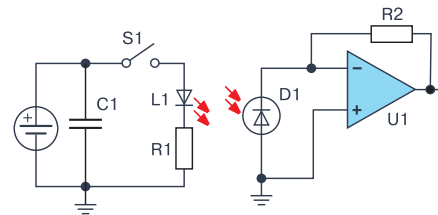


Рис. 2. Базовая принципиальная схема пульсового оксиметра

Пульсоксиметр сначала подает импульс на красный светодиод и измеряет результирующий фототок, затем повторяет эту процедуру для ИК светодиода, после чего та же процедура измерения фототока выполняется при выключенных светодиодах, чтобы измерить положение базовой линии при любых внешних источниках света. Это позволяет генерировать сигнал фотоплетизмографии (ФПГ) для обеих длин волн. Принцип работы пульсоксиметра заключается в том, что поглощение света оксигенированным гемоглобином HbO2 и деоксигенированным гемоглобином RHb значительно различается при определенных длинах волн света.

Сигнал на выходе пульсоксиметра содержит компоненты постоянного и переменного тока. Постоянный ток возникает из-за постоянного отражающего компонента, такого как кожа, мышцы и кости пациента, а также венозная кровь. Когда тело пациента находится в состоянии покоя, переменный ток состоит в основном из отраженного света от пульсирующей артериальной крови. Компонент переменного тока зависит от частоты сердечных сокращений и толщины артерии, при этом в систолическом состоянии отраженный или (поглощенный) световой поток больше отраженного (поглощенного) светового потока, чем в диастолическом состоянии (состоянии расслабления).

Во время систолической фазы кровь перекачивается из сердца, что повышает предсердное арте-

риальное давление. Повышение артериального давления расширяет артерии и приводит к увеличению объема крови в предсердиях. Это увеличение крови вызывает увеличение поглощения света. Артериальное давление падает во время диастолической фазы, а, следовательно, и уменьшается поглощение света. На рис. 3 показаны минимальные диастолические и систолические пики, вызванные сокращением сердца.

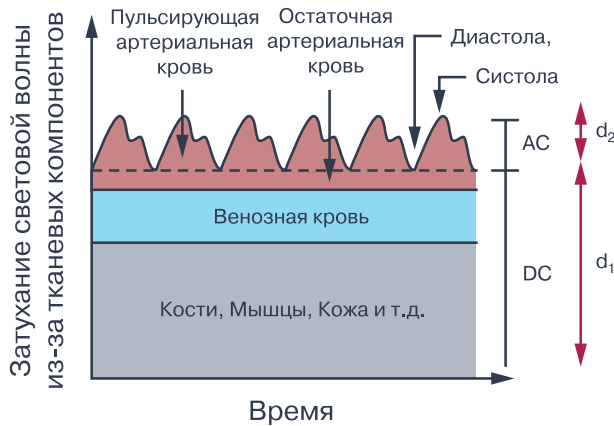


Рис. 3. Прохождение светового потока при измерении пульсовой волны

Систолический ток содержит две составляющих

$$I_{systole} = DC + AC, \tag{1}$$

$$I_{diastole} = DC. \tag{2}$$

Закон Бера-Ламберта гласит, что свет экспоненциально затухает при прохождении через поглощающий материал. Это можно использовать для определения уровня оксигенированного гемоглобина по отношению к общему гемоглобину. Интенсивность света, поглощаемого в диастолической и систолической фазе может быть представлено выражением

$$I_{systole} = I_{diastole} \times e^{-\alpha \cdot d2}, \tag{3}$$

где α – скорость поглощения света предсердной кровью, $d2$ – амплитуда переменного тока сигнала PPG (плетизмографического сигнала). Ток $I_{diastole}$ равен постоянному току через фотодиод D1 (рис. 3).

$$-\alpha \cdot d2 = \log(I_{systole}/I_{diastole}) = \log[(DC + AC)/DC] \\ (AC/DC) \text{ using } AC \ll DC.$$

Вычисляя переменную AC и постоянную DC составляющие тока плетизмографического сигнала PPG, можно определить изменение поглощения

света в предсердной крови $-\alpha \cdot d2$, вызванное перекачкой крови из сердца. Отношение переменного тока к постоянному току известно как индекс перфузии, который представляет собой отношение пульсирующего потока крови к постоянному не пульсирующему кровотоку.

Целью измерения сатурации SpO2 на основе PPG является определение отношения сигналов переменного и постоянного тока $PI = AC/DC$. Индекс перфузии для инфракрасных и красных длин волн можно использовать для расчета отношения RoR, которое представляет собой отношение PI_{red} к PI_{ir} . Поскольку поглощение света на данной длине волны равно

$$R = (AC_{red}/DC_{red}) / (AC_{ir}/DC_{ir}). \tag{5}$$

RoR подставим в выражение для вычисления SpO2

$$SpO2 = -E_{HbO2,red} - R \times E_{RHb,ired} (E_{HbO2,red} - E_{RHb,red}) - \\ - R (E_{HbO2,ired} - E_{RHb,ired}), \tag{6}$$

где $E_{HbO2,red}$ – коэффициент экстинкции HbO2 для длины волны 600 нм, $E_{HbO2,ired}$ – коэффициент экстинкции HbO2 для длины волны 940 нм.

Отметим, что закон Бера-Ламберта нельзя использовать напрямую без учета особенностей конструкции оптического канала, так как в каждом подобном устройстве есть ряд специфических влияющих факторов, которые вызывают изменение отношения RoR. К таким факторам относятся конструкция механической перегородки между перекрестными световыми потоками, расстояние между светодиодами и фотодиодами, уровень ослабления окружающего света, погрешности в измерительном тракте и др. Чтобы получить необходимую для медицинских показателей точность пульсоксиметра, необходимо разработать алгоритм для учета корреляции между RoR и SpO2.

Калибровка измерительного канала пульсоксиметра необходима для высокоточного измерения SpO2. Чтобы откалибровать измерительный канал, необходимо исследовать, когда уровень кислорода в крови пациента достигнет уровня гипоксии. Разрабатываемый пульсоксиметр может быть такой же точной, как эталон. Стандартные медицинские пульсоксиметры включают устройства медицинского класса точности с зажимом для пальцев и кооксиметр «золотого» стандарта. Кооксиметр основан на инвазивном принципе измерения насыщения крови кислородом, который дает высокую точность, но в

большинстве случаев не пригоден для применения в системах мониторинга этого параметра.

Процесс калибровки используется для создания кривой наилучшего соответствия значения RoR, рассчитанного с помощью оптического устройства SpO₂, для измерения SaO₂ кооксиметром. SaO₂ – это истинный показатель насыщения крови кислородом, полученный инвазивным методом. Полученная кривая используется для создания справочной таблицы или уравнения для расчета SpO₂.

Калибровка требуется для всех конструкций пульсоксиметров, поскольку RoR зависит от длины и интенсивность световой волны, излучаемой светодиодом, скорости реакции фотодиода, положения тела пациента и уровня ослабления окружающего света. Все перечисленные параметры различны для разных пульсоксиметров. Повышение индекса перфузии и, в свою очередь, увеличение динамического диапазона по переменному току на красной и инфракрасной длинах волн дает возможность повысить чувствительность измерения RoR и, как следствие, повысить точность измерения сатурации.

Во время исследования гипоксии необходимо выполнить как минимум 200 измерений с равным интервалом между 100% и 70% насыщения крови кислородом. Пациенты, как правило, должны отбираться с разным цветом кожи и равным разбросом по возрасту и полу, что гарантирует валидность испытаний пульсоксиметра. Общая погрешность пульсовых оксиметров на поглощение должна составлять ≤3,0%, и на отражение – ≤3,5%.

Пульсоксиметры с поглощением светового потока (рис. 4) лучше всего пригодны для снятия сигналов с фаланги пальца или мочки уха, так как в этих органах велика плотность капилляров, что делает процесс измерения более стабильными, повторяющимися и менее чувствительными к изменениям положения тела пациента. В таких пульсоксиметрах показатель перфузии больше на 40...60 дБ, чем в пульсоксиметрах на отражение. Пульсоксиметры на отражение используются для съема сигналов с запястья или грудной клетки.

Применение пульсоксиметра на запястье или грудной клетке требует большего динамического диапазона сигнала, поскольку сигнал постоянного тока значительно увеличивается из-за более глубокого расположения артерий по сравнению со статическими отражающими компонентами, такими как кожа, жир и кости. При типичном отношении PI от 1% до 2% для носимых на запястье пульсоксимет-

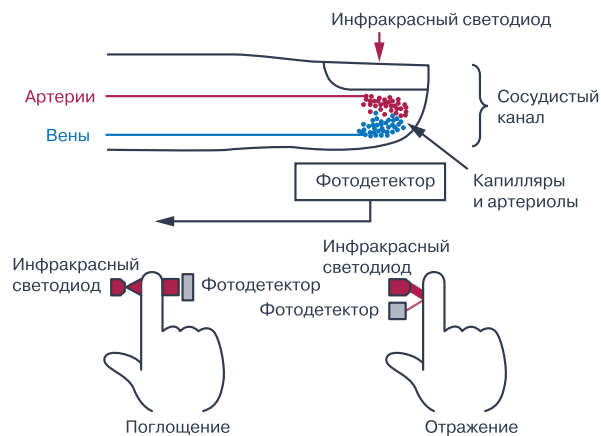


Рис. 4. Пульсоксиметры с поглощением и отражением светового потока

ров цель разработки состоит в увеличении этого отношения или за счет оптимизации конструкции, или за счет расширения динамического диапазона выходного сигнала.

Расстояние между светодиодом и фотодиодом существенно влияет на величину отношения PI. Малое расстояние приведет к увеличению перекрестных помех или обратного рассеяния светового потока, что вызовет увеличение постоянной составляющей тока. Увеличение этого расстояния позволяет снизить эффект как обратного рассеяния, так и перекрестных помех, но также приводит к уменьшению выходного фототока. Для компенсации величины фототока и расширения динамического диапазона плетизмографического сигнала необходимо увеличить мощность светодиодов.

Использование режима модуляции в питании светодиодов позволяет снизить уровень 1/f-шума в полезном сигнале фототока. Импульсное управление светодиодами также позволяет использовать синхронизированную модуляцию на выходе пульсоксиметра для ослабления помех, вызванных окружающим светом. Импульсное управление увеличивает уровень переменной составляющей фототока и снижает среднее потребление устройства в целом.

Увеличение общей площади фотодетекторов также приводит к увеличению пульсирующего фототока за счет захвата большего количества отраженного светового потока. Для измерения частоты сердечного ритма многие производители пульсоксиметров используют комбинацию одного фотодиода с большой площадью приемника и нескольких энергоэффективных зеленых светодиодов для снятия сигналов в местах с ограниченным кровотоком.

Зеленые светодиоды выбраны из-за того, что

они слабо реагируют на движения пациента. Зеленые светодиоды имеют более высокое прямое напряжение, чем красные и инфракрасные светодиоды. Световой поток зеленых светодиодов поглощается интенсивней в тканях пациента, что требует повышения мощности излучения для расширения выходного динамического диапазона. Поскольку для измерения сатурации требуется несколько длин волн, то в большинстве пульсоксиметров по-прежнему используются высокоэффективные зеленые светодиоды.

В наиболее распространенной конфигурации пульсоксиметров применяется матрица зеленых, красных и инфракрасных светодиодов, окруженная несколькими фотодетекторами, как показано на рис. 5. Расстояние между фотодиодами и светодиодами оптимизировано для уменьшения обратного рассеяния, а конструкция перегородки в часах снижает перекрестные помехи между светодиодами и фотодиодами. Часы компании Analog Devices были испытаны для определения оптимального расстояния между фотодиодами и светодиодами при измерении сатурации.



Рис. 5. Часы компании Analog Devices с матрицей светодиодов для измерения сатурации

Артефакты, связанные с движением пациента, представляют собой серьезную проблему при проектировании измерителя сердечного ритма и сатурации. При движении ширина артерий и вен изменяется из-за повышения давления. Количество света, поглощаемого фотодиодом, тоже изменяется по сравнению с тем, когда тело пациента находится в состоянии покоя. Решение проблемы состоит в том, чтобы увеличить площадь приемника светового потока фотодиода и обеспечить фильтрацию артефактов движения. Типовая частота плетизмографиче-

ского сигнала составляет от 0,5 до 5 Гц, в то время как артефакты движения обычно находятся в полосе от 0,01 до 10 Гц.

Традиционные методы полосовой фильтрации нельзя использовать для ослабления артефактов движения в плетизмограмме. Чтобы добиться высокой точности ослабления погрешностей, вызванных движением пациента, следует использовать адаптивный фильтр с учетом параметров движения. Для этого компания Analog Devices разработала 3-осный акселерометр ADXL362, который обеспечивает разрешение 1 мг с диапазоном до 8 g, при этом потребление акселерометра не превышает 3,6 мВт на частоте 100 Гц, а размеры корпуса составляют 3×3 мм. Носимые на запястье пульсоксиметры создают дополнительные проблемы для разработчиков, поскольку информативный сигнал переменного тока составляет от 1 до 2% от общего светового потока, поступающего на фотодетектор.

Чтобы различать незначительные (но необходимые) отклонения в уровнях оксигемоглобина, требуется более широкий динамический диапазон выходного сигнала переменного тока. Это может быть достигнуто за счет уменьшения помех от внешнего освещения, уменьшения шума драйвера светодиодов и интерфейсного модуля. С этой целью компания Analog Devices в качестве интерфейса использует ИМС ADPD4100 (рис. 6). В этой ИМС отношения сигнал/шум составляет не менее 100 дБ, что обеспечивает необходимый динамический диапазон для измерения плетизмограммы в условиях низкой перфузии.

Интегрированный оптический интерфейс имеет восемь встроенных источников тока с низким уровнем шума и восемь входов для фотодиодов. Встроенный в интерфейс контроллер поддерживает 12 программируемых временных интервалов, которые позволяют выбрать массивы фотодиодов и светодиодов с заданным током, аналоговый и цифровой фильтры и т.п. Ключевым преимуществом ADPD4100 является высокое отношение сигнал/шум/мВт, что является важным параметром при непрерывном мониторинге и питании от батареи.

Потребляемая интерфейсом ADPD4100 мощность составляет 30 мВт при непрерывном измерении плетизмограммы в диапазоне 75 дБ на частоте 25 Гц, включая питание светодиодов. Увеличение числа импульсов на выборку в n раз приводит к увеличению отношения сигнал/шум в \sqrt{n} . Увеличение тока возбуждения светодиодов приводит к пропор-

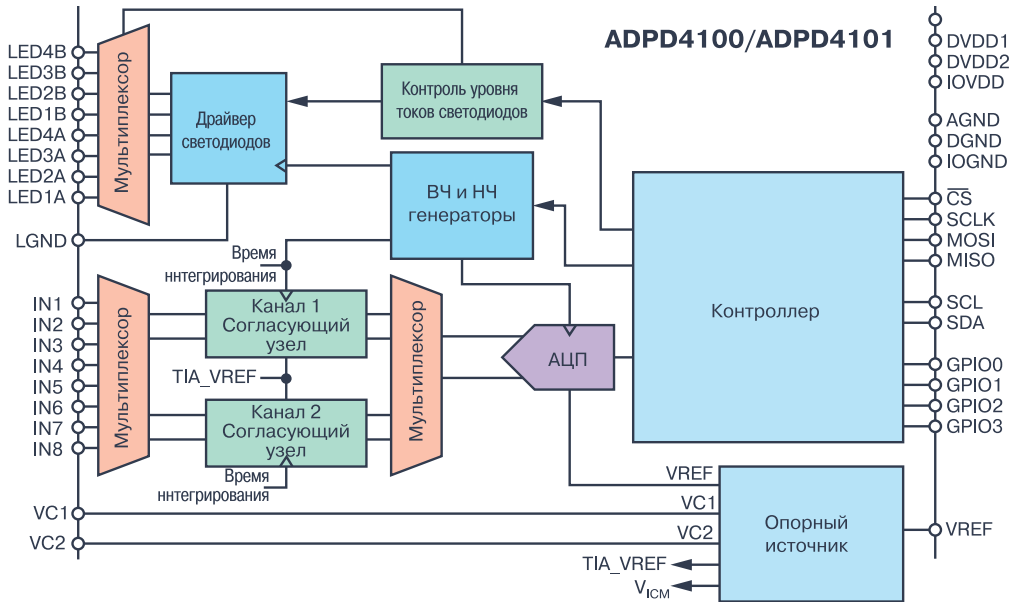


Рис. 6. Функциональная схема ADPD410X

циональному увеличению отношения сигнал/шум. Общее потребление пульсоксиметра 1 мкВт обеспечивает отношение сигнал/шум на уровне 93 дБ при непрерывном измерении плетизмограммы с использованием источника питания 4 В.

Автоматическое ослабление влияния окружающего света составляет не менее 60 дБ. Это достигается за счет использования импульсного управления светодиодами с длительностью импульсов до 1 мкс в сочетании с полосовым фильтром для подавления помех. ADPD4100 позволяет автоматически

измерять темновой ток фотодиода. Этот ток вычитается из общего выходного тока фотодиода при измерении фотоплетизмограммы.

Для работы с интерфейсом ADPD4100 компания Analog Dtvices разработала отладочный комплект EVAL-ADPD4100-4101 с часами для измерения показателей жизнедеятельности. Это оборудование легко подключается к приложению ADI Wavetool для измерения биоимпеданса, ЭКГ, частоты пульса и плетизмограммы (рис. 7). В часы встроен алгоритм АРУ для интерфейса ADPD4100, который регулирует

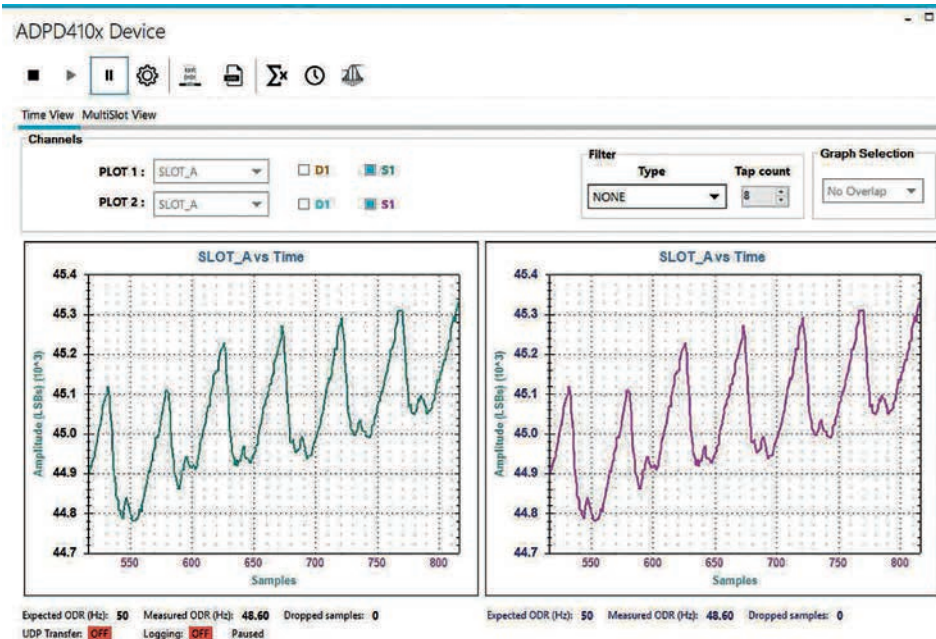


Рис. 7. Диаграммы фотоплетизмограмм в красной области спектра (слева) и в инфракрасной области спектра (справа)

ет усиление тока светодиодов для поддержания оптимального динамического диапазона выходного сигнала переменного тока на всех выбранных длинах волн.

Снять фотоплетизмограмму с фаланги пальца или мочки уха проще, поскольку отношение сигнал/шум выше, чем при расположении пульсоксиметра на запястье или грудной клетке. Для таких приложений могут быть использованы модули ADPD144RI и ADPD1080. ADPD144RI представляет собой модуль со встроенными красными светодиодами с длиной волны 660 нм и инфракрасными светодиодами с длиной волны 880 нм, а также четыре фотодиода. ИМС выполнена в корпусе размерами 2,8×5 мм. Расстояние между светодиодами и фотодиодами оптимизировано для обеспечения наилучшего отношения сигнал/шум для высокоточных измерений фотоплетизмограммы.

Модуль ADPD144RI оптимизирован для максимального уменьшения оптических перекрестных по-

мех. ADPD1080 – это интегрированный оптический интерфейс с тремя каналами возбуждения светодиодов и двумя каналами для измерения токов фотодиодов. ИМС ADPD1080 выполнена в корпусе WLLCSP размерами 2,5×1,4 мм. Этот интерфейсный модуль предназначен для измерения фотоплетизмограммы с небольшим количеством каналов.

ВЫВОДЫ

Рассмотренные в статье методы проектирования пульсоксиметров с использованием аналоговых интерфейсных модулей компании Analog Devices позволяют создавать высокоточные медицинские устройства для мониторинга состояния пациентов, страдающих астмой, болезнями сердца и легких, пневмонией, а также гипоксией, вызванной COVID-19.



ANALOG DEVICES
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

КОМПОНЕНТЫ ANALOG DEVICES

ДЛЯ НОСИМЫХ МЕДИЦИНСКИХ УСТРОЙСТВ

Обеспечивают измерения:

- артериального давления
- длительности и скорости пульсовой волны
- минутного сердечного выброса
- электрокардиограммы
- общего периферийного сопротивления сосудов
- импеданса кожи
- температуры тела и окружающей среды

при:

- высокой точности измерений
- низком энергопотреблении
- малых габаритах





VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЩИЙ
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Analog Devices в Украине
 тел.: (044) 201-0202, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (032) 245-5478,
 (048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

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.

ТОЧНЫЕ И ЭФФЕКТИВНЫЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ *

POINT-OF-LOAD DC-TO-DC CONVERTERS SOLVE VOLTAGE ACCURACY, EFFICIENCY, AND LATENCY ISSUES

В статье показаны пути эффективного решения преобразователей для сильноточных систем питания энергоёмких процессоров, систем на кристалле SoC и ПЛИС типа FPGA.

А. Фурукава

Abstract – The article shows ways to effectively solve converters for high-current power supply systems for energy-intensive processors, systems on SOC crystal and FPGA pli. .

A. Furukawa



ВОПРОС:

Зачем использовать DC/DC-преобразователи типа Point-of-Load (POL), если эти преобразователи и так находятся в непосредственной близости к нагрузке?¹

¹ Примечание: ключевые различия в характеристиках DC/DC-преобразователя типа POL связаны с конструктивными особенностями источника питания в целом).

Ответ:

Эффективность и точность – два основных свойства импульсного источника питания, но для DC/DC-преобразователей типа POL возникает ряд проблем при проектировании стабилизаторов напряжения на их основе.

Близость DC/DC-преобразователя к нагрузке – один из способов повышения точности напряжения питания, его эффективности и скорости установления напряжения питания в нагрузке. Эти преобразователи в составе источника питания расположены как можно ближе к нагрузке. Применение таких преобразователей наиболее эффективно для высо-

копроизводительных процессоров, систем на кристалле SoC и ПЛИС типа FPGA.

В автомобильной электронике количество датчиков, используемых в автоматической системе помощи водителю ADAS, таких как радары, лидары и системы технического зрения, постоянно увеличивается, что приводит к необходимости более быстрой обработки данных (и соответственно большей мощности потребления) для обнаружения и отслеживания окружающих объектов с минимальной задержкой. Многие из перечисленных устройств работают при высоком токе потребления и низком напряжении питания, что увеличивает необходимость минимизации расстояния между источником питания и нагрузкой.

Одной из проблем в устройствах с высокими токами потребления является падение напряжения на печатных проводниках между DC/DC-преобразователем и нагрузкой. На рис. 1, 2 показано, как минимизация сопротивления проводников между источником питания и нагрузкой сводит к минимуму падение напряжения на этих проводниках. Таким образом поддерживается требуемое напряжение питания микросхемы процессора.

Более широкая дорожка на печатной плате, показанная на рис. 2, снижает паразитное падение напряжения, но приводит к увеличению паразитной индуктивности. Отметим, что дорожка печатной платы на рис. 2 имеет индуктивность около 14,1 нГн, как это показано с использованием модели LTspice® на рис. 3.

Паразитная индуктивность замедляет динамические изменения тока di/dt при изменении нагрузки, т.е. ток, проходящий через паразитную индук-

* *Furukawa A. Point-of-Load DC-to-DC Converters Solve Voltage Accuracy, Efficiency, and Latency Issues. Analog Dialogue, N 3, July, 2021. www.analog.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В.Романова.*

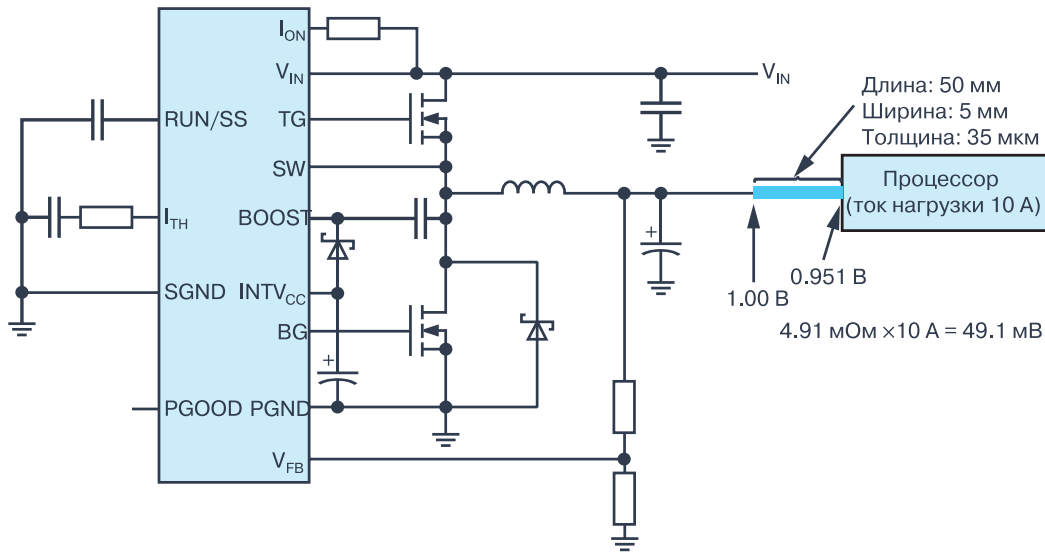


Рис. 1. Снижение выходного напряжения DC/DC-преобразователя из-за падения напряжения на проводнике между DC/DC-преобразователем и нагрузкой

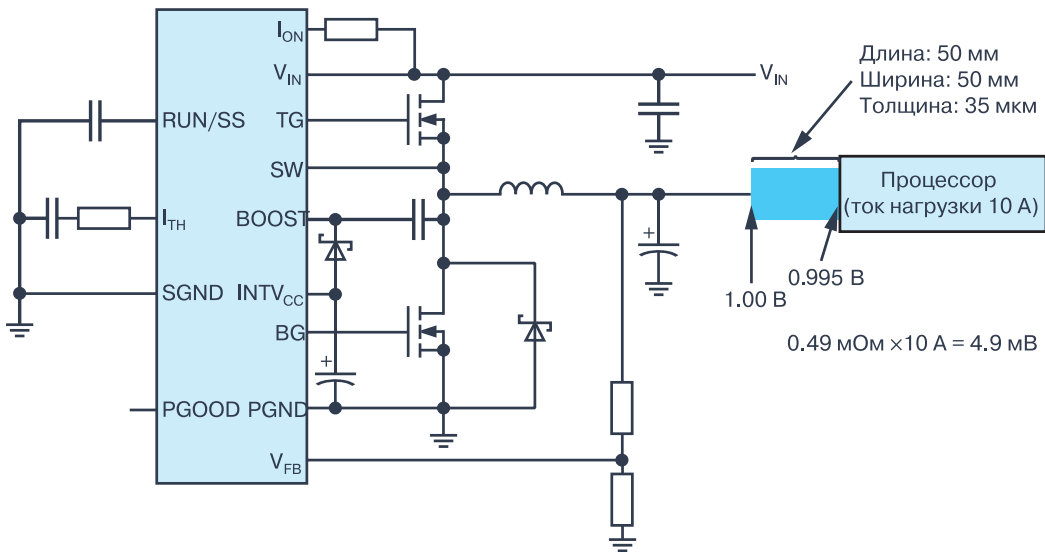


Рис. 2. Снижение выходного напряжения DC/DC-преобразователя из-за падения напряжения на проводнике большей площади между преобразователем и нагрузкой



Рис. 3. LTspice модель печатной платы с параметрами индукции проводниковой дорожки

тивность, ограничивается постоянной времени этой цепи, что ухудшает переходную характеристику источника питания в целом. Результатом влияния паразитной индуктивности являются паразитное падение напряжения на проводниковой дорожке, как

показано на графике, рис. 4, полученном путем моделирования.

Размещение DC/DC-преобразователя рядом с нагрузкой сводит к минимуму влияние сопротивления проводников печатной платы и их паразитной индуктивности. ИМС DC/DC-преобразователя следует размещать как можно ближе к контроллеру или другой нагрузке. Отметим, что на рис. 1, 2 показана схема стандартного сильноточного источника питания для процессора и внешних МОП-транзисторов. МОП-транзисторы могут потреблять большие токи, при этом они должны быть пространственно удалены от других ИМС, так как излучают большое количество тепла, что может затруднить расположение

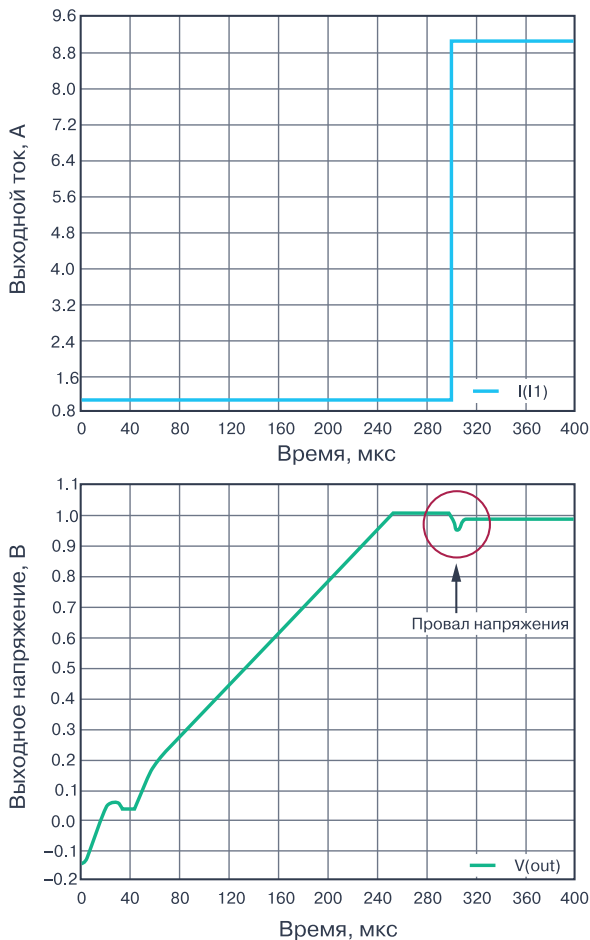
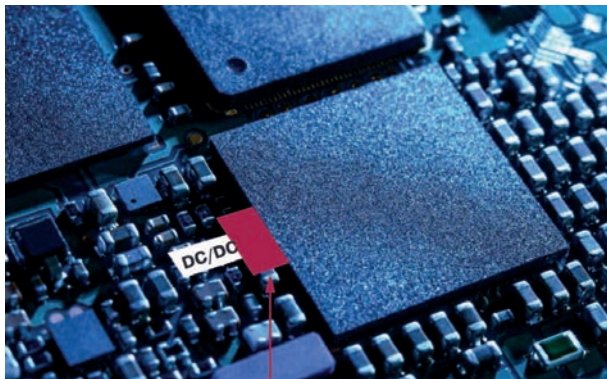


Рис. 4. Графики переходного тока и напряжения на выходе DC/DC-преобразователя

источника питания вблизи нагрузки. Оптимальное размещение DC/DC-преобразователя вблизи нагрузки показано на рис. 5.



Короткая и широкая дорожка

Рис. 5. Идеальное расположение DC/DC-преобразователя и процессора на печатной плате

Альтернативой к схеме DC/DC-преобразователя

с внешними МОП-транзисторами является ИМС, в которой МОП-транзисторы встроены непосредственно в схему DC/DC-преобразователя. Например, монолитный понижающий стабилизатор LTC3310S с площадью металлической подложки 3×3 мм позволяет использовать POL-размещение для нагрузки с потреблением тока до 10 А. Если нагрузочный ток достигает 20 А можно использовать несколько параллельно включенных ИМС DC/DC-преобразователей. Пример включения этих микросхем приведен на рис. 6 и 12.

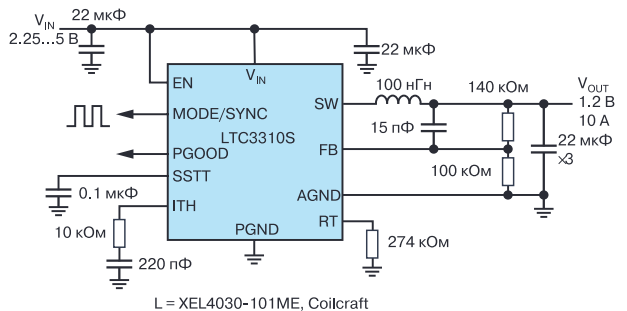


Рис. 6. ИМС понижающего импульсного преобразователя LTC3310S

POL-конструкция ИМС преобразователя LTC3310S на печатной плате приведена на рис. 7.

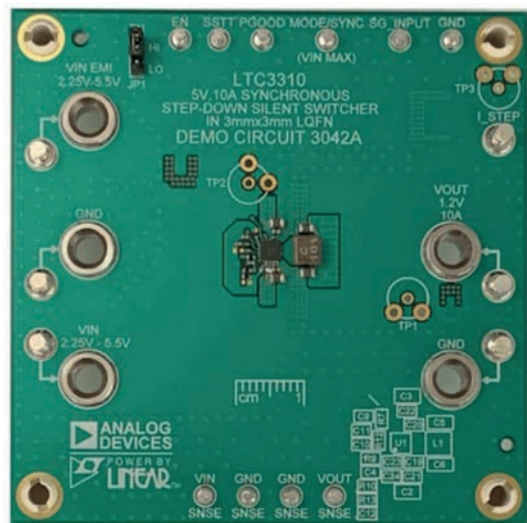


Рис. 7. POL-конструкция ИМС преобразователя LTC3310S на печатной плате

В дополнение к миниатюрным размерам ИМС DC/DC-преобразователя LTC3310S поддерживает максимальную частоту коммутации 5 МГц. Работа на такой частоте позволяет уменьшить величину выходного конденсатора и таким образом дополнительно уменьшить размеры печатной платы изде-

лия в целом. На рис. 8 приведены графики переходных процессов в нагрузке DC/DC-преобразователя LTC3310S, при которых изменение тока нагрузки на 8 А приводит к скачку выходного напряжения не более ± 40 мВ при емкости на выходе 110 мкФ.

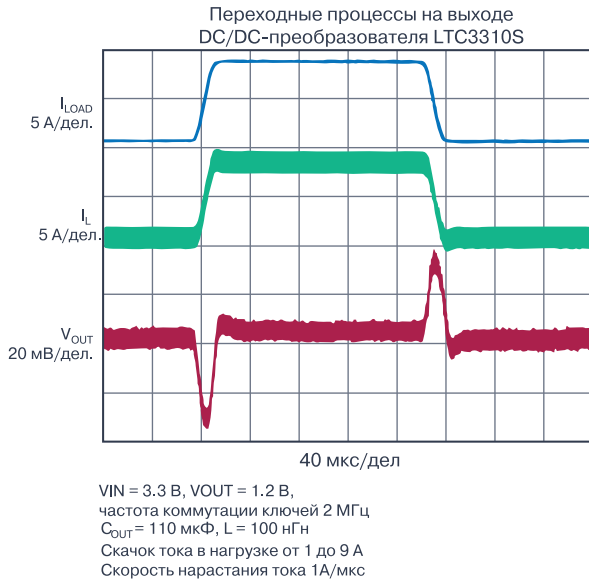


Рис. 8. Переходные процессы на выходе импульсного стабилизатора LTC3310S

Отметим, что в рассмотренном решении повышение температуры кристалла LTC3310S минимизировано за счет высокой эффективности работы преобразователя, что позволяет ему надежно работать в жестких температурных условиях в окружении «горячих» микросхем, таких как процессоры, системы на кристалле SoC и ПЛИС типа FPGA. Изображение кристалла LTC3310S в тепловизионной камере приведено на рис. 9. Кроме того, ИМС LTC3310S включает встроенные датчики температуры, кото-

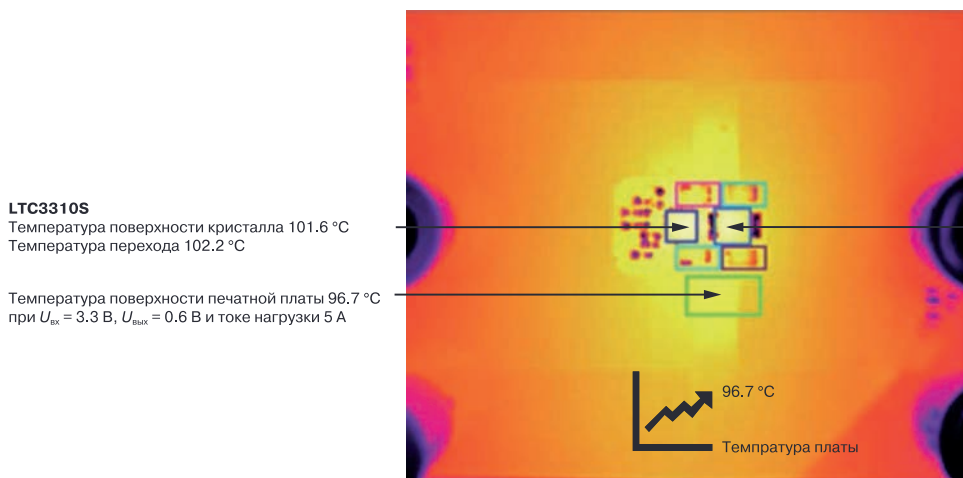


Рис. 9. Изображение кристалла LTC3310S в тепловизионной камере

рые позволяют измерять температуру кристалла через вывод SSTT, как показано на рис. 10. График измеренной температуры приведен на рис. 11.

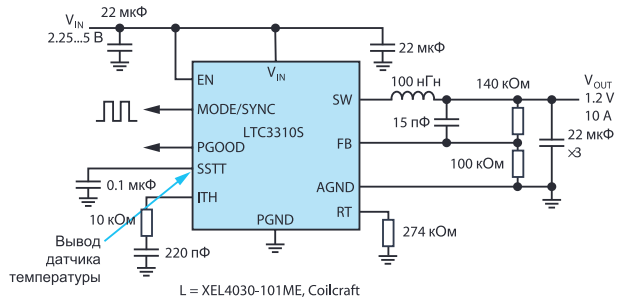


Рис. 10. Вывод SSTT ИМС LTC3310S для снятия параметров температуры кристалла

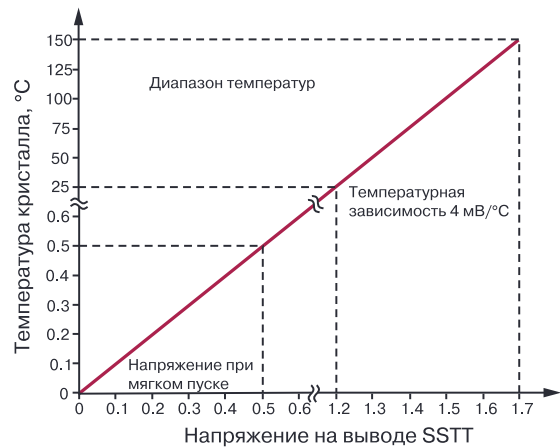


Рис. 11. Мониторинг температуры кристалла LTC3310S при мягком пуске

Некоторые монолитные стабилизаторы можно использовать в устройствах с более высокими токами нагрузки за счет их параллельного включения. На рис. 12 приведена схема параллельного включе-

ния ИМС LTC3310S, работающих в противофазе, чтобы увеличить допустимый ток нагрузки. Таймер ИМС программируется резистором, подключенным к выводу RT, при этом фаза каждого преобразователя программируется с помощью резистивного делителя, подключенного к выводу RT. На рис. 12 вывод RT заземлен для установки сдвига фаз между преобразователями 180°.

На рис. 13 приведены графики токов в индуктивностях и выходных токов пульсаций для однофазного и двухфазного преобразователей (рис. 12), причем характеристики в однофазном режиме сравниваются с характеристиками в двухфазном режиме. Двухфазный или противофазный режим обеспечивает снижение общего тока пульсаций за счет вза-

имного ослабления с 14 А в однофазном режиме до 6 А в двухфазном без дополнительных внешних фильтров.

Таким образом, ИМС LTC3310S представляет собой эффективное решение преобразователя для сильноточных систем питания энергоемких процессоров, систем на кристалле SoC и ПЛИС типа FPGA. Малые габариты и большая энергоэффективность DC/DC-преобразователя обеспечивают низкое тепловыделение, что позволяет размещать его в непосредственной близости к нагрузке. В случае необходимости DC/DC-преобразователи LTC3310S можно включать параллельно для увеличения выходной мощности.

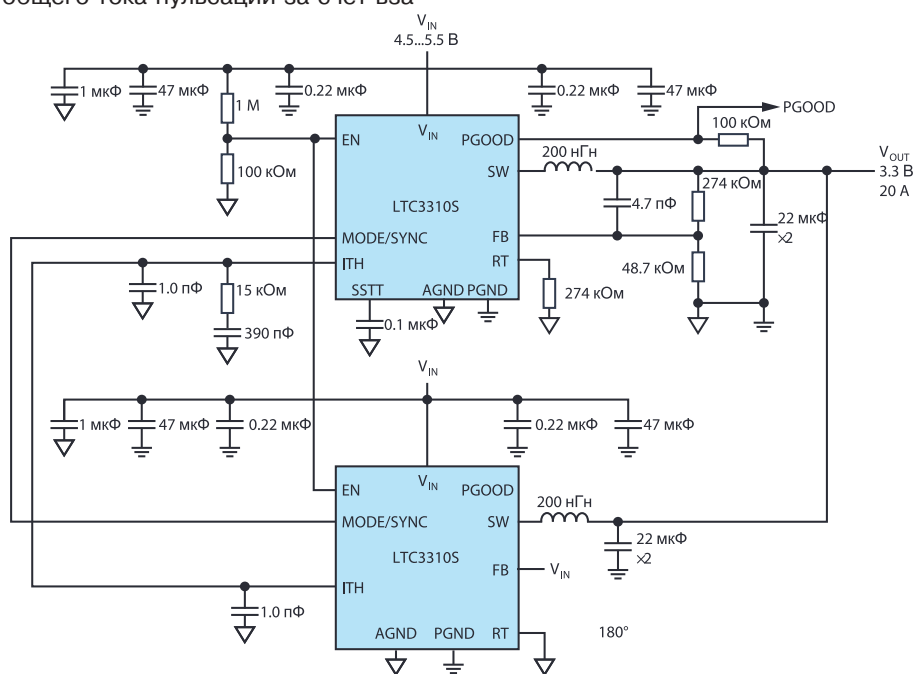


Рис. 12. Сдвоенная схема стабилизаторов LTC3310S с током нагрузки 20 А

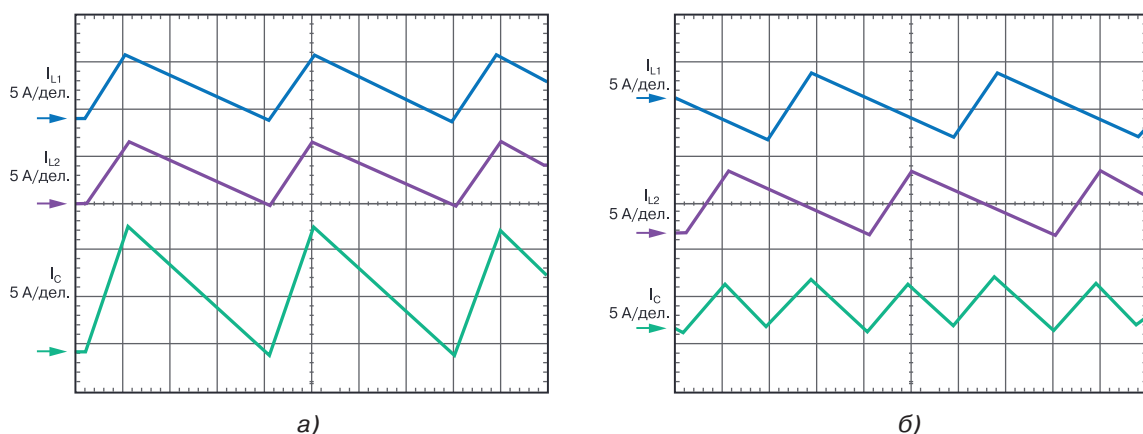


Рис. 13. Графики токов в индуктивностях и выходных токов пульсаций для однофазного (а) и двухфазного (б) преобразователей

КАК РАССЧИТАТЬ ПОГРЕШНОСТЬ СИГНАЛЬНОЙ ЦЕПИ ЦАП *

HOW TO BEST CALCULATE THE DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER SIGNAL CHAIN ERROR BUDGET

В статье предложен инструмент расчета погрешностей сигнальной цепи ЦАП, рассмотрены составляющие погрешности компонентов ЦАП, показано, как этот инструмент можно использовать для вычисления и коррекции погрешностей.

Abstract – This article presents a precision DAC signal chain error budget calculation tool. It will describe the individual error contributions of the components connected with DACs. Finally, it will demonstrate step by step how this tool can be used to identify and correct these issues..

Т. Бренд

T. Brand

Сигнальные цепи электронных устройств могут состоять из различных компонентов, включая датчики, исполнительные механизмы, усилители, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи или даже микроконтроллеры. Решающую роль при проектировании играет обеспечение требуемой точности такой сигнальной цепи. Чтобы повысить точность, сначала необходимо оценить и минимизировать соответствующие погрешности. В зависимости от сложности сигнальной цепи этот анализ может представлять непростую задачу.

Предложенный в статье калькулятор погрешностей ЦАП (error budget calculator – <https://beta-tools.analog.com/DACErrorBudget/>) точен, прост в использовании и может помочь разработчикам выбрать наиболее подходящий набор компонентов для проектирования конкретного приложения. Поскольку ЦАП обычно используются вместе с источниками опорных напряжений и операционных усилителей, например, в качестве буферов, эти компоненты и их погрешности тоже необходимо учитывать при расчете суммарной погрешности ЦАП. Чтобы лучше это представить, рассмотрим отдельные составляющие погрешностей основных компонентов сигнальной цепи ЦАП, как показано на рис. 1.

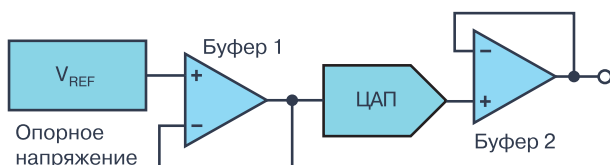


Рис. 1. Схема основных компонентов сигнальной цепи ЦАП

Опорное напряжение имеет четыре основные составляющие погрешности. Первая связана с начальной точностью (начальной погрешностью), которая указывает на отклонение выходного напряжения источника, измеренного в ходе производственных испытаний при температуре 25°C. К этому добавляются погрешности, связанные с температурным коэффициентом, погрешности, вызванные изменением нагрузки опорного источника и погрешности, вызванные длиной линии связи опорного источника с микросхемой ЦАП.

Наибольший вклад в общую погрешность вносят погрешность изготовления и погрешность температурного коэффициента опорного источника. В операционных усилителях наибольшее влияние оказывают погрешности, вызванные напряжением смещения, и погрешности разброса параметров резисторов. К другим погрешностям сигнальной цепи ЦАП относятся погрешности, вызванные входным током смещения, коэффициентом ослабления нестабильности питания (PSRR), коэффициентом усиления усилителя без обратной связи, коэффициентом ослабления синфазного сигнала (CMRR) и дрейфом входного напряжения смещения.

Для собственно ЦАП в технической документации приведены такие погрешности как, например, погрешность интегральной нелинейности (INL), погрешность усиления, смещения и погрешность температурного коэффициента усиления. Все они могут группироваться в общую погрешность (Total unexpected error – TUE). Поскольку перечисленные погрешности являются, как правило, независимыми случайными величинами, они суммируются в со-

* Brand T. How to Best Calculate the Digital-to-Analog Converter Signal Chain Error Budget. Technical Article, www.analog.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

ответствии с выражением

$$TUE = \sqrt{[(ErV_{ref})^2 + (ErBuf1)^2 + (ErDAC)^2 + (ErBuf2)^2]}.$$

Определение составляющих погрешности сигнальной цепи ЦАП вручную является трудоемкой задачей, требующей больших временных затрат. Эту задачу можно упростить с помощью калькулятора погрешностей, разработанного компанией Analog Devices. Алгоритм применения этого калькулятора представлен ниже:

1. Сначала необходимо выбрать тип ЦАП (один из предлагаемых трех): ЦАП с выходом по напряжению, умножающий ЦАП или ЦАП с токовой петлей от 4 до 20 мА.
 2. Затем необходимо установить диапазон рабочих температур и уровня пульсаций напряжения питания.
 3. После ввода перечисленных показателей калькулятор формирует диаграмму соответствующего вклада погрешностей отдельных компонентов сигнальной цепи, как показано на рис. 2.
- Наибольшая составляющая погрешности в этом примере – это погрешность опорного напряжения.

Поэтому для повышения точности данного ЦАП следует выбрать более точный опорный источник. Встроенные в ЦАП резисторы, формирующие коэффициент усиления усилителя, также вносят большой вклад в общую погрешность данной сигнальной цепи. В ЦАП без встроенных резисторов или внутреннего инвертирующего усилителя эти параметры могут быть указаны отдельно, как показано на рис. 2. Калькулятор расчета погрешности ЦАП надежен и прост в использовании, что упрощает проектирование прецизионной сигнальной цепи ЦАП и позволяет определить компромиссные решения при проектировании прецизионных ЦАП.

ВЫВОДЫ

Использование виртуального калькулятора, разработанного компанией Analog Devices и предназначенного для вычисления суммарной погрешности ЦАП при известных составляющих погрешностей компонентов сигнальной цепи, позволяет упростить проектирование прецизионных ЦАП.

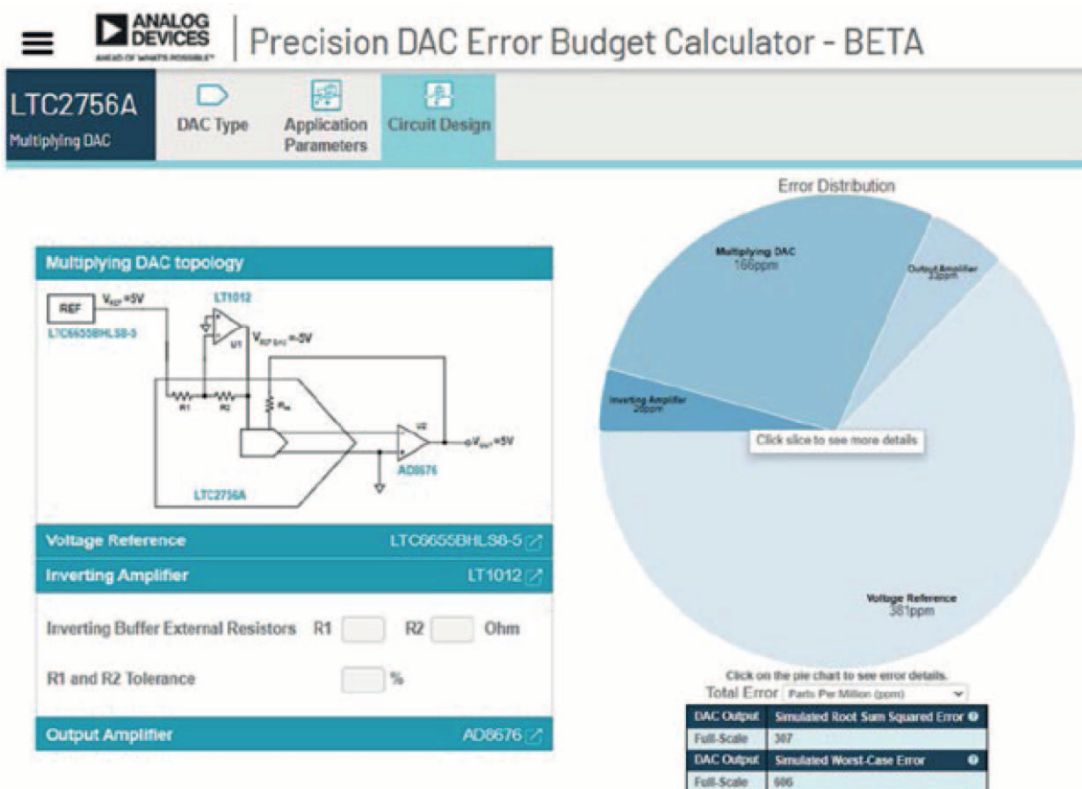
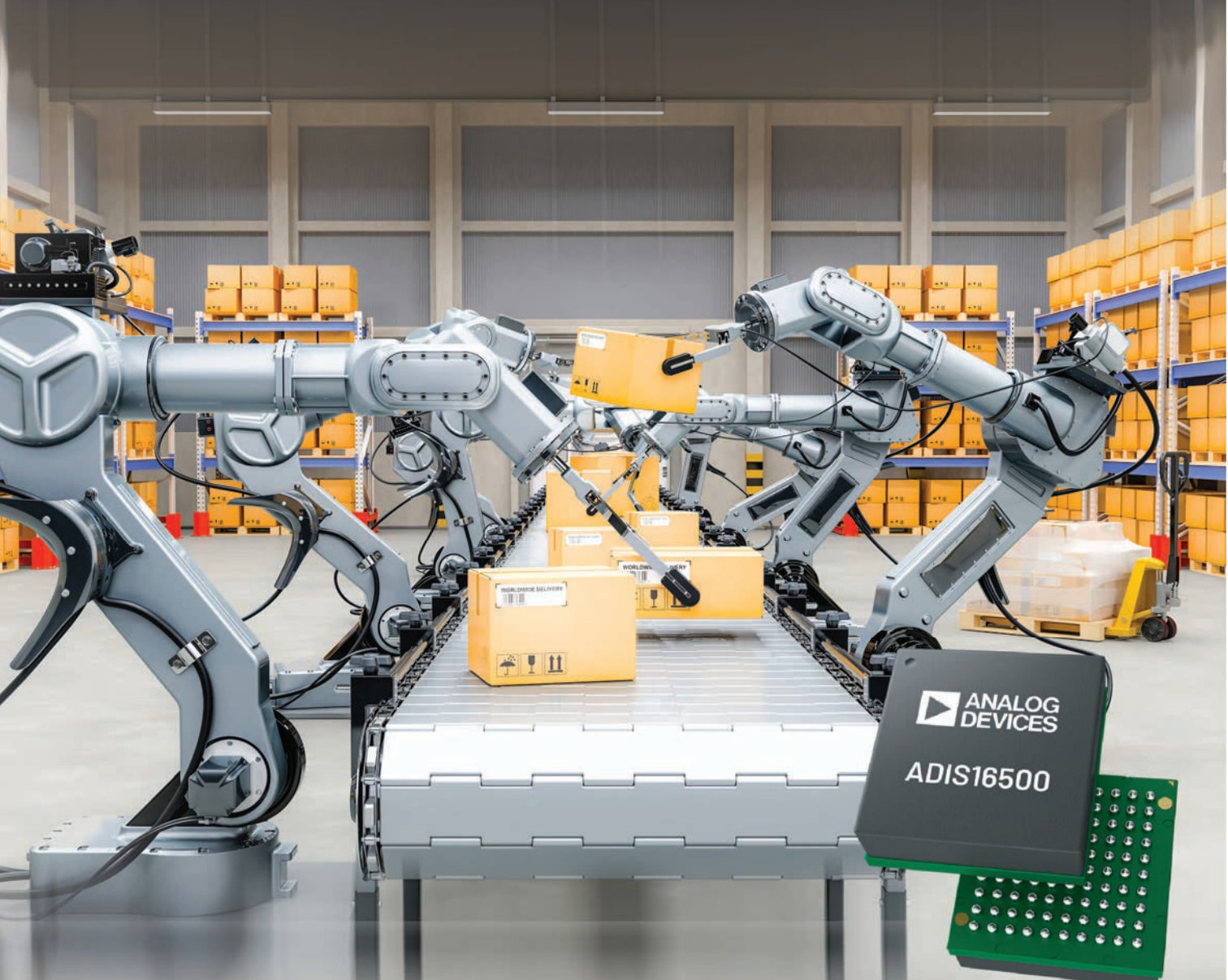


Рис. 2. Рассчитанная калькулятором диаграмма суммарной погрешности ЦАП

MEMS прецизионная инерциальная измерительная система

для промышленной автоматизации и робототехники

Содержит трехосный гироскоп и трехосный акселерометр
Компактный и прочный корпус для промышленного применения



ADIS1650x

- Надежное подавление ударов и вибрации в гироскопах
- Отличная поперечная чувствительность
- Трехосный цифровой гироскоп, динамический диапазон $\pm 2000^\circ/\text{с}$
- Трехосный цифровой акселерометр, динамический диапазон $\pm 392 \text{ м/с}^2$
- Выходы данных для трехосного, дельта-угла и дельта-скорости
- Заводская калибровка чувствительности, смещения и осевого выравнивания
- Диапазон рабочих температур от -25°C до 85°C
- Интерфейс SPI для простого подключения процессора

КАК ВЫБРАТЬ ОПТИМАЛЬНЫЙ ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ *

HOW TO CHOOSE A VOLTAGE REFERENCE

В статье рассмотрены вопросы выбора оптимального источника опорного напряжения с учетом параметров, типа принципиальной схемы и условий применения.

Abstract – This article discusses the issues of choosing the optimal voltage reference, taking into account the parameters, circuit diagram and conditions of use.

Б. Уилан

B. Whelan

Источник опорного или эталонного напряжения – это электронный компонент, обеспечивающий необходимое напряжение с высокой точностью и стабильностью в течение длительного времени эксплуатации. Каждый компаратор, АЦП, ЦАП или сложная схема измерения и обработки аналоговых сигналов должны иметь в своем составе источник опорного напряжения. Пример схемы такого источника приведен на рис. 1.

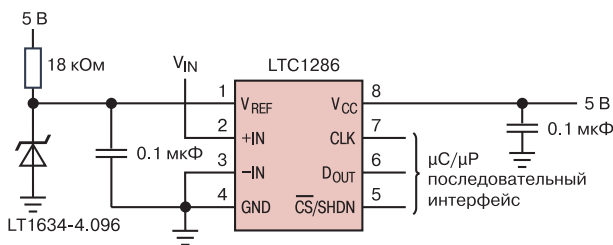


Рис. 1. Типовая схема источника опорного напряжения

Источники опорного напряжения имеют разные размеры, обладают разными функциями, отличаются друг от друга уровнями выходного напряжения, точностью и стабильностью, а также основными своими метрологическими характеристиками. Погрешность источника опорного напряжения напрямую входит в погрешность проектируемого на его основе устройства или системы, включая АЦП и ЦАП. Рассмотрим основные характеристики современных источников опорных напряжений.

Начальная погрешность. Это отклонение выходного напряжения от требуемого значения, измеренное при заданной температуре, обычно 25 °С. Хотя начальное выходное напряжение источника опорного напряжения может иметь разброс от образца к образцу, его можно легко скорректировать путем калибровки.

Температурный дрейф. Этот параметр наиболее широко используется для оценки характеристик источника опорного напряжения, так как он характеризует изменение выходного напряжения в зависимости от температуры окружающей среды. Температурный дрейф источника опорного напряжения связан с дефектами и нелинейностью элементов и сам является нелинейным параметром схемы.

Для многих опорных источников максимальный или типовой температурный дрейф указывается в ppm/°С. Для опорных источников с постоянным дрейфом возможна предварительная калибровка. Распространенным заблуждением разработчиков относительно температурного дрейфа опорного источника является то, что они уверены в линейности температурного дрейфа.

При таком предположении они делают вывод о том, что чем меньше изменяется температура окружающей среды, тем меньше изменение опорного напряжения. Однако зачастую бывает наоборот. Поэтому рекомендуется пользоваться в расчетах минимальными и максимальными значениями температурного дрейфа напряжения опорного источника.

Для опорных источников с линейным дрейфом можно считать, что температурная погрешность пропорциональна диапазону температур. Однако для прецизионных хорошо подогнанных опорных источников нелинейный характер погрешности может иметь преобладающее значение.

Например, опорное напряжение с параметром дрейфа 100 ppm/°С может линейно зависеть от температуры в рабочем диапазоне температур, в то время как температурный дрейф опорного источника, равный 5ppm/°С, как правило, имеет нелинейную характеристику в рабочем диапазоне температур. Это видно из графика зависимости выходного

* Whelan B. How to Choose a Voltage Reference. www.analog.com.

Сокращенный перевод и комментарии с примерами новых компонентов В. Романова.

напряжения опорного источника от температуры, приведенного на рис. 2.

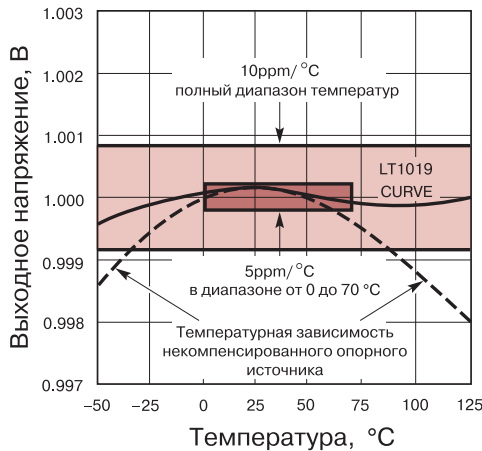


Рис. 2. Характеристики температурного дрейфа опорных источников с температурной компенсацией и без нее

Отметим, что на рис. 2 представлены две температурные зависимости – для опорного источника без компенсации температурной погрешности и для аналогичного источника с компенсацией этой погрешности. Первая зависимость выглядит как парабола с минимумом при экстремальных значениях температур и максимумом в середине диапазона температур. Для источника с компенсацией температурного дрейфа, такого, например, как LT1019, эта зависимость представляет собой S-образную кривую с наибольшим значением в середине диапазона рабочих температур.

Долгосрочная стабильность. Этот параметр характеризует изменение опорного напряжения во времени. Он прежде всего связан с производственными дефектами, свойствами полупроводниковых материалов и т.д. Отметим, что опорные источники в большей степени подвержены старению при работе в области высоких рабочих температур.

Температурный гистерезис. Этот параметр опорного источника также связан с производственными дефектами и редко указывается в технической документации. Температурный гистерезис проявляется как изменение выходного напряжения опорного источника при заданной температуре после температурного цикла. Он не зависит от температурного коэффициента и временного дрейфа и снижает эффективность начальной калибровки опорного напряжения.

К другим, не менее важным характеристикам источников опорных напряжений, относятся следующие: шум выходного напряжения, коэффициент

ослабления нестабильности питания (PSRR), влияние параметров нагрузки, провалы выходного напряжения, диапазон выходных напряжений, диапазон выходных токов.

Основные типы источников опорных напряжений: шунтирующий и последовательный. Шунтирующий источник опорного напряжения – это двухвыводной источник, предназначенный для работы в заданном диапазоне токов. Эти опорные источники также просты в эксплуатации как обычные стабилитроны.

Наиболее распространенная схема включения шунтирующего опорного источника приведена на рис. 3. Резистор должен быть выбран таким образом, чтобы минимальный и максимальный токи опорного источника находились в пределах указанного диапазона при заданном напряжении питания и токе нагрузки. Преимуществами шунтирующих источников опорного напряжения являются простота конструкции, малые размеры корпуса, хорошая стабильность в широком диапазоне токов и нагрузок. Кроме того, они могут быть использованы как источники положительного, так и отрицательного опорного напряжения и работать с большим напряжением питания.

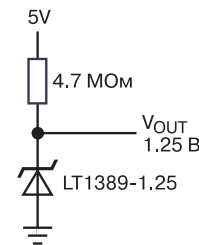


Рис. 3. Типовая схема шунтирующего источника опорного напряжения

Последовательные источники опорного напряжения имеют схему аналогичную схеме стабилизатора напряжения с малым падением напряжения на регулирующем транзисторе (LDO) и обладают теми же преимуществами. В частности, они потребляют относительно малый ток в широком диапазоне напряжений питания. Последовательные источники незаменимы в цепях с большими токами нагрузки, поскольку между опорным напряжением и источником питания отсутствует последовательно включенный резистор. Схема типового последовательного источника опорного напряжения приведена на рис. 4.

Существует много схемотехнических решений построения ИМС источников опорного напряжения. У каждого решения есть свои преимущества и недо-

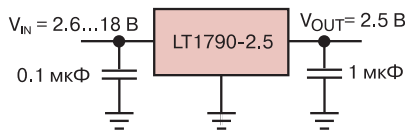


Рис. 4. Типовая схема последовательного источника опорного напряжения

статки. Самое простое устройство строится на базе термокомпенсированного стабилитрона. Термокомпенсированный стабилитрон имеет фиксированное обратное напряжение, которое достаточно стабильно при изменении температуры и во времени.

Стабилитроны имеют низкий уровень шумов и стабильны во времени, если они работают в небольшом диапазоне температур. Отметим как недостаток, что стабилитроны имеют большой разброс параметров от образца к образцу. Однако это разброс может быть устранен при калибровке опорного источника в целом. Кроме того, стабилитроны широко используются как в шунтирующих, так и последовательных опорных источниках. В стабилитронах могут быть использованы внутренние нагревательные элементы для уменьшения влияния изменений температуры окружающей среды.

Такие меры позволяют снизить температурный дрейф до 0,05 ppm/°C, обеспечить долговременную стабильность в пределах 2 мкВ/√кГц и шум 1-2 мкВ от пика к пику. Скорость старения таких устройств может составить до 1 ppm в месяц. К недостаткам таких опорных источников относится следующее. Они, как правило, работают при напряжении пита-

ния не менее 7 В и обеспечивают сравнительно небольшое выходное напряжение.

Напротив, последовательный транзисторный источник опорного напряжения, величина которого определяется шириной запрещенной зоны перехода полупроводника, обеспечивает широкий спектр выходных напряжений с небольшим запасом по питанию, не более 100 мВ. Его еще называют источником опорного напряжения типа бандгап (где bandgap – запрещенная зона). Такие опорные источники применяются для формирования высокоточного начального выходного напряжения с низким температурным дрейфом, что исключает процесс трудоемкой калибровки в законченном изделии.

Использование запрещенной зоны для стабилизации напряжения основано на свойствах транзисторов с биполярным *pn*-переходом. На рис. 5 показана упрощенная схема такого источника. В этой схеме пара транзисторов с разной полярностью переходов имеет разницу напряжений V_{BE} , которая пропорциональна изменению температуре. Эту разницу можно использовать для формирования тока, линейно возрастающего с ростом температуры. Когда выходной ток проходит через резистор и транзистор, изменение температуры перехода “база-эмиттер” транзистора ослабляет изменение напряжения на резисторе, что позволяет минимизировать температурный дрейф выходного напряжения.

Математический анализ изменения напряжения перехода “база-эмиттер” запрещенной зоны поз-

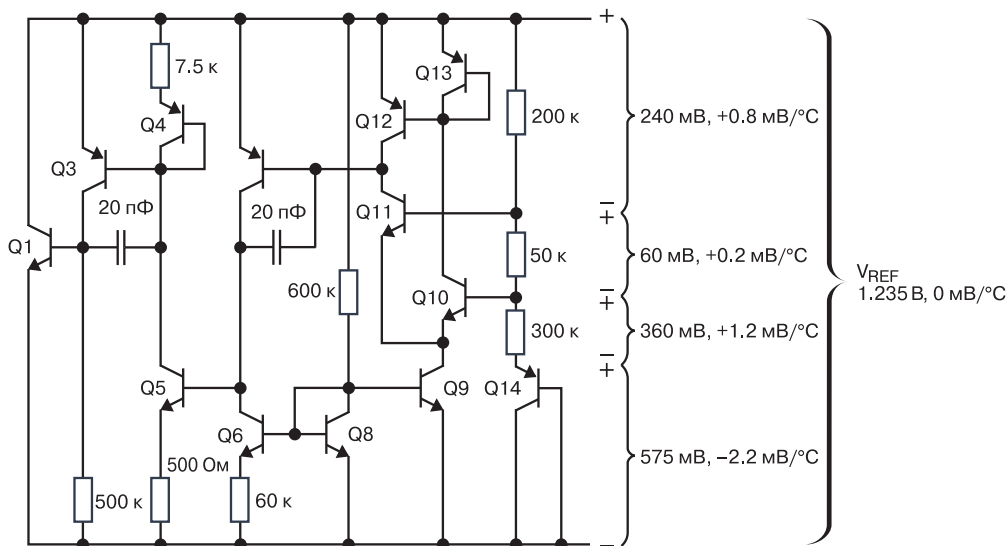


Рис. 5. Типовая схема источника опорного напряжения типа бандгап

воляет объединить известные температурные коэффициенты с соотношениями резисторов для формирования опорного напряжения с теоретически нулевым температурным дрейфом. На рис. 5 показаны два транзистора, созданные таким образом, чтобы площадь эмиттера Q10 в 10 раз превышала площадь эмиттера Q11, в то время как транзисторы Q12 и Q13 должны поддерживать равные токи коллектора. Это позволяет сформировать заданное напряжение между базами двух транзисторов в соответствии с выражением

$$V_{BE} = (kT/q)\ln(\text{AREA Q10}/\text{AREA Q11}).$$

где k – постоянная Больцмана в Дж/Кельвин ($1.38 \cdot 10^{-23}$); T – температура в Кельвинах ($273 + T$ °C); q – заряд электрона в кулонах ($1.6 \cdot 10^{-19}$).

При температуре 25 °C коэффициент kT/q имеет значение 25.7 мВ с положительным температурным коэффициентом 86 мкВ/°C. Напряжение ΔV_{BE} – это напряжение, умноженное на $\ln 10$, или на 2.3. При температуре 25 °C данное напряжение примерно равно 60 мВ с температурным коэффициентом 0.2 мВ/°C. Падение этого напряжения на резисторе 50 кОм образует ток, пропорциональный изменению температуры. Этот ток смещает рп-переход транзистора Q14 на 575 мВ с температурным коэффициентом – 2.2 мВ/°C. Резисторы используются для создания падений напряжения, которые добавляются к напряжению на рп-переходе транзистора Q14, формируя таким образом опорное напряжения, приблизительно равное 1.235 В с теоретическим температурным коэффициентом 0 мВ/°C, как показано на рис. 5.

Компания Linear Technology, которая в настоящее время входит в состав компании Analog Devices, имеет широкий спектр опорных источников как шунтирующего типа, так и последовательного типа, собранных по схеме бандгап. Выходные напряжения этих источников: 1.2 В, 1.25 В, 2.048 В, 2.5 В, 3.0 В, 3.3 В, 4.096 В, 4.5 В, 5 В и 10 В. В дополнение рассмотрим типовую схему источника опорного напряжения с частичной запрещенной зоной, рис. 6, объединяющую полупроводниковые переходы с запрещенными зонами, напряжение на которых пропорционально и обратно пропорционально изменению температуры окружающей среды.

Эта схема является аналогом запрещенной зоны типа бандгап с постоянным напряжением 200 мВ. Такая запрещенная зона обычно использует напряжение ΔV_{BE} для формирования тока, пропорцио-

нального температуре, и напряжение V_{BE} для формирования тока, обратно пропорционального температуре. В приведенной на рис. 6 схеме эти токи включены встречно, чтобы поддерживать на выходе напряжение, не зависящее от изменения температуры. Благодаря подбору величин сопротивлений резисторов, можно изменять значение напряжения, которое не зависит от изменения температуры. Отличие данной схемы от приведенной на рис. 5 состоит в том, что в ней взаимно компенсируются токи, в то время, как в схеме, приведенной на рис. 5, взаимно компенсируются напряжения «база-эмиттер» с противоположными температурными коэф-

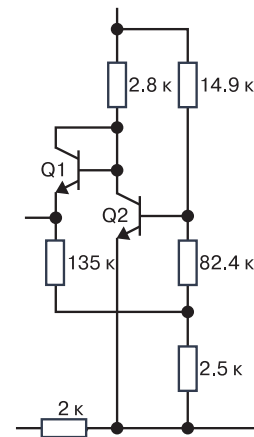


Рис. 6. Источник опорного напряжения с напряжением 200 мВ

фициентами.

Такое схемотехническое решение реализовано в ИМС источника опорного напряжения LT6700 и

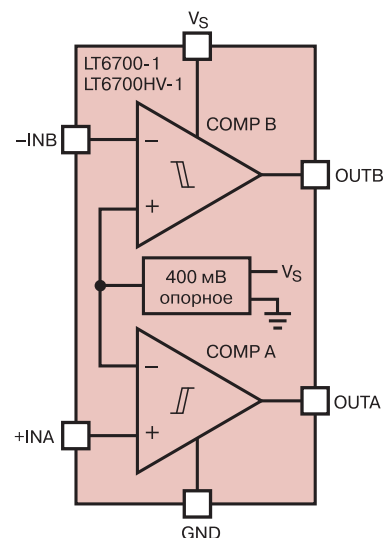


Рис. 7. Схема источника опорного напряжения типа бандгап LT6700

LT6703, рис. 7.

Ниже приведено несколько рекомендаций, которые позволяют выбрать оптимальный источник опорного напряжения:

1. Если напряжение питания велико, следует выбирать шунтирующий источник.

2. Если напряжение питания или ток нагрузки изменяются в широком диапазоне, следует выбирать последовательный источник.

3. Если необходимо обеспечить высокую энергоэффективность, следует выбирать последовательный источник.

4. Для работы в заданном температурном диапазоне следует ориентироваться на ИМС, например, компании Analog Devices, которые выпускаются для следующих диапазонов температур: от 0 до 70 °С, от -40 до 85 °С и от -40 до 125 °С.

5. Для обеспечения заданной погрешности следует умножить температурный дрейф на рабочий диапазон температур, добавить начальную погрешность источника, тепловой гистерезис и долговременный дрейф в течение предполагаемого срока эксплуатации изделия. Для прецизионных применений следует учесть шум опорного источника, погрешности установки выходного напряжения и погрешность установки нагрузки.

6. Для изделий с батарейным питанием следует учитывать потребляемую мощность опорного источника. Как правило, источники подразделяются на группы с потреблением не менее 1 мА, ~ 500 мкА, <300 мкА, <50 мкА, <10 мкА, <1 мкА

7. Следует учитывать, что многие источники могут обеспечивать только малые токи нагрузки.

Параметры некоторых источников опорных напряжений компании Analog Devices, рекомендованных для применения в новых разработках приведены в таблице.

ВЫВОДЫ

Компания Analog Devices предлагает широкий выбор источников опорного напряжения. К ним относятся как последовательные, так и шунтирующие источники, разработанные с использованием термокомпенсированных стабилитронов и запрещенных полупроводниковых зон. Параметры источников опорных напряжений, выпускаемых компанией Analog Devices, варьируется от изделий высокой точности до миниатюрных и недорогих устройств.

VD MAIS
Электронные компоненты и системы



- Микросхемы • Датчики • Оптоэлектроника
- Источники питания • Драйверы светодиодов
- Резонаторы и генераторы
- Дискретные полупроводники
- Пассивные компоненты
- СВЧ-компоненты
- Системы беспроводной связи

Дистрибуция и прямые поставки:
Analog Devices, Bluetech, Cree, DDC, Dynex, Fordata, Foryard, Gaia, Geyer, IXYS, Kendell, Kingbright, Ledil, Littlefuse, Mean Well, Microsemi, Omron, Recom, Siti, Sonitron, Suntan, Tellit, Vacuumschmelze, Xilinx, Yifran

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

Таблица. Параметры источников опорного напряжения компании Analog Devices, рекомендованных для использования в новых разработках

Тип источника опорного напряжения	Выходное напряжение, В	Погрешность начальной установки выходного напряжения, %	Температурный дрейф выходного напряжения, ppm/°C	Уровень шума от пика к пику, мкВ
LT6658BI-3	3	0.1	20	4.8
LT6658BI-3.3	3.3	0.1	20	5.6
LT6658BI-5	5	0.1	20	11
LT6658AI-2.5	2.5	0.05	10	3.75
LT6658BI-1.2	1.2	0.1	20	1.0
LT6658BI-1.8	1.8	0.1	20	1.8
ADR3512	1.2	0.1	8	8.0
ADR4530A	3	0.04	4	6.0
ADR3525	2.5	0.1	5	18
ADR4533A	3.3	0.4	4	2.3



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 – 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@vdm ais.ua, www.vdm ais.ua

ПРОЕКТИРОВАНИЕ АКТИВНЫХ RC-ФИЛЬТРОВ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ ANALOG FILTER WIZARD

DESIGNING ACTIVE RC FILTERS USING THE ANALOG FILTER WIZARD PROGRAM

В статье приведена подробная информация о проектировании активных RC-фильтров с помощью программы Analog Filter Wizard от компании Analog Devices. Приведены основные параметры фильтров, необходимые для работы с программой. Показаны результаты проектирования фильтра нижних частот и проведен анализ влияния разброса параметров элементов и схем, реализующих звенья с высокой добротностью, на АЧХ фильтра. Показаны пути проектирования полосового фильтра с различной скоростью спада АЧХ в области низких и высоких частот. Рассмотрена возможность и приведен результат проектирования режекторного фильтра, не предусмотренного в функциях программы.

V. Макаренко

Abstract – The article provides detailed information on the design of active RC filters using the Analog Filter Wizard program. The basic parameters of the filters required to work with the program are given. The results of the design of the lower frequency filter are shown and an analysis of the impact of the variation of the parameters of elements and schemes that implement the links with high quality frequencies, on the frequency response, is shown. The paths of designing a bandpass filter at a different speed of the respiratory response in the low and high frequencies are shown. The possibility and shows the result of the design of the band-rejection filter not provided for in the functions of the program.

V. Makarenko

При проектировании активных RC-фильтров используются программы, позволяющие ускорить процесс проектирования и получить результаты расчета в удобном виде, увидеть, как будет выглядеть амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики (АЧХ и ФЧХ) и другие характеристики фильтра.

Если еще 10 лет назад программ расчета активных фильтров (бесплатных и платных) насчитывалось около десяти, то на сегодняшний день их фактически осталось всего две – Filter design tool от компании Texas Instruments [1] и Analog Filter Wizard от компании Analog Devices [2]. Для проектирования отдельных звеньев RC-фильтров нижних частот (ФНЧ) можно воспользоваться программой [3], но она не дает возможности без ручных расчетов спроектировать фильтр и показать его характеристики. Эти программы бесплатные и предоставляются пользователю в режиме on-line.

Конечно, в сети Интернет можно найти версии программ, выпускавшихся ранее, таких как Filter Wiz Lite от компании Schematica (которая уже не существует) или Filter Wiz PRO от компании Nuhertz Technologies – теперь это компания Ansys Nuhertz, которая предлагает профессиональную версию программы FilterSolutions RF filter design. Как следует из названия, программа предназначена для расчета ВЧ и СВЧ-фильтров – аналоговых и цифровых.

Из этого краткого анализа следует, что фактиче-

ски в свободном доступе имеется только две программы – Filter design tool (TI) и Analog Filter Wizard (Analog Devices). Наиболее совершенной из них является программа Analog Filter Wizard, которая недавно была существенно переработана. По умолчанию программа позволяет проектировать ФНЧ, ФВЧ и ПФ (полосовые фильтры) не выше 10 порядка. Однако, воспользовавшись этой программой, можно спроектировать и режекторные фильтры, либо полосовые фильтры с несимметричной характеристикой АЧХ.

Литературы по проектированию фильтров, как на русском, так и на английском языках, выпущено достаточно много, но только в одном издании изложена целостная методика проектирования фильтров [5]. Конечно, элементная база и схемы, предложенные в [5], в настоящее время практически не используются, но это не влияет на саму методику проектирования фильтров, так как она не привязана к используемым схемным решениям. Для выбора схем, реализующих звенья фильтров, можно воспользоваться другими литературными источниками. Аналогичную методику на английском языке можно найти в [6].

Пожалуй, самый большой набор схемных решений на операционных усилителях, дающий возможность реализовать фильтры любой сложности, приведен в [7]. Краткая информация об особенностях программ проектирования фильтров различных

компаний приведена в [8].

Поэтому задачей настоящей публикации является краткое изложение методики проектирования фильтров, использующих для реализации звенья только второго и первого порядка, иллюстрации влияния параметров звеньев фильтра на АЧХ и ФЧХ фильтра на примерах и моделирования спроектированных фильтров. Эта информация поможет спроектировать фильтр любой сложности и позволит расширить возможности использования программы Analog Filter Wizard.

По рассматриваемой методике проектирование любого фильтра осуществляется с использованием понятия нормированного фильтра нижних частот (НФНЧ), что дает возможность использовать при проектировании не только программы автоматизированного проектирования, но и табличные данные, которые приведены во многих источниках, например [5].

Для пояснения методики проектирование необходимо привести краткие теоретические сведения из теории фильтров.

Передаточная функция фильтра

Передаточная функция фильтра записывается в виде

$$H(p) = \frac{U_{2КЭ}(p)}{U_{2Э}(p)} = \frac{P(p)}{Q(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0},$$

где $P(p)$ и $Q(p)$ – полиномы от p ; p – комплексная частота ($p = c + j\omega$); a, b – действительные коэффициенты.

Для реализации передаточной функции используется последовательное соединение звеньев фильтра, хотя возможна и параллельная реализация, которая не находит практического применения. Передаточную функцию фильтра можно представить следующим образом

$$H(j\omega) = k \frac{\prod_{j=1}^m (j\omega - z_j)}{\prod_{i=1}^n (j\omega - p_i)} = |H(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)},$$

где k – некоторая константа; $z_j - j$ -й корень полинома числителя (соответствует нулю передаточной функции, т.е. минимуму коэффициента передачи); $p_i - i$ -й корень полинома знаменателя (соответствует полюсу передаточной функции, т.е. максимуму коэффициента передачи); $|H(j\omega)|$ – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ); $\varphi(\omega)$ – фазо-частотная характеристика (ФЧХ).

На рис. 1 показана комплексно-сопряженная

пара полюсов, которая характеризуется собственной частотой

$$\Omega_p = \sqrt{c^2 + \omega^2},$$

и добротностью

$$Q_p = -\frac{\sqrt{c^2 + \omega^2}}{2|c|} = -\frac{\Omega_p}{2|c|}.$$

Полюс, лежащий на действительной оси, характеризуется только собственной частотой. Его добротность всегда равна 0.5. Аналогичные параметры вводятся и для нулей передаточной функции.

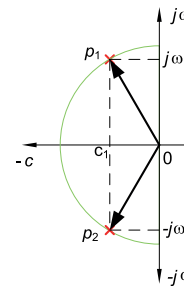


Рис. 1. Расположение полюсов передаточной функции фильтра на комплексной плоскости

Как правило, для потенциально устойчивых схем полюсы передаточной функции должны располагаться в левой полуплоскости. Для комплексно-сопряженной пары полюсов p_1 и p_2 длина вектора, соединяющего начало координат и полюс, соответствует собственной частоте $\omega_{1,2}$, а угол наклона вектора пропорционален добротности полюса. Чем больше угол наклона, тем меньше удвоенное значение действительной части и, следовательно, выше добротность.

АЧХ фильтра определяется по формуле

$$|H(j\omega)|_{4\Box} = 20 \lg |H(j\omega)|.$$

Введем обозначения для параметров АЧХ фильтров, которые являются исходными для проектирования (рис. 2).

Если в программе обозначения отличаются, их легко ассоциировать с приведенными на рис. 2. На рисунке приняты следующие обозначения:

- a_c – неравномерность АЧХ в полосе пропускания (ПП);
- a_s – гарантированное затухание в полосе непропускания (ПН);
- ω_c – частота среза (для полосового и режекторного фильтров по две частоты ω_{c1} и ω_{c2});

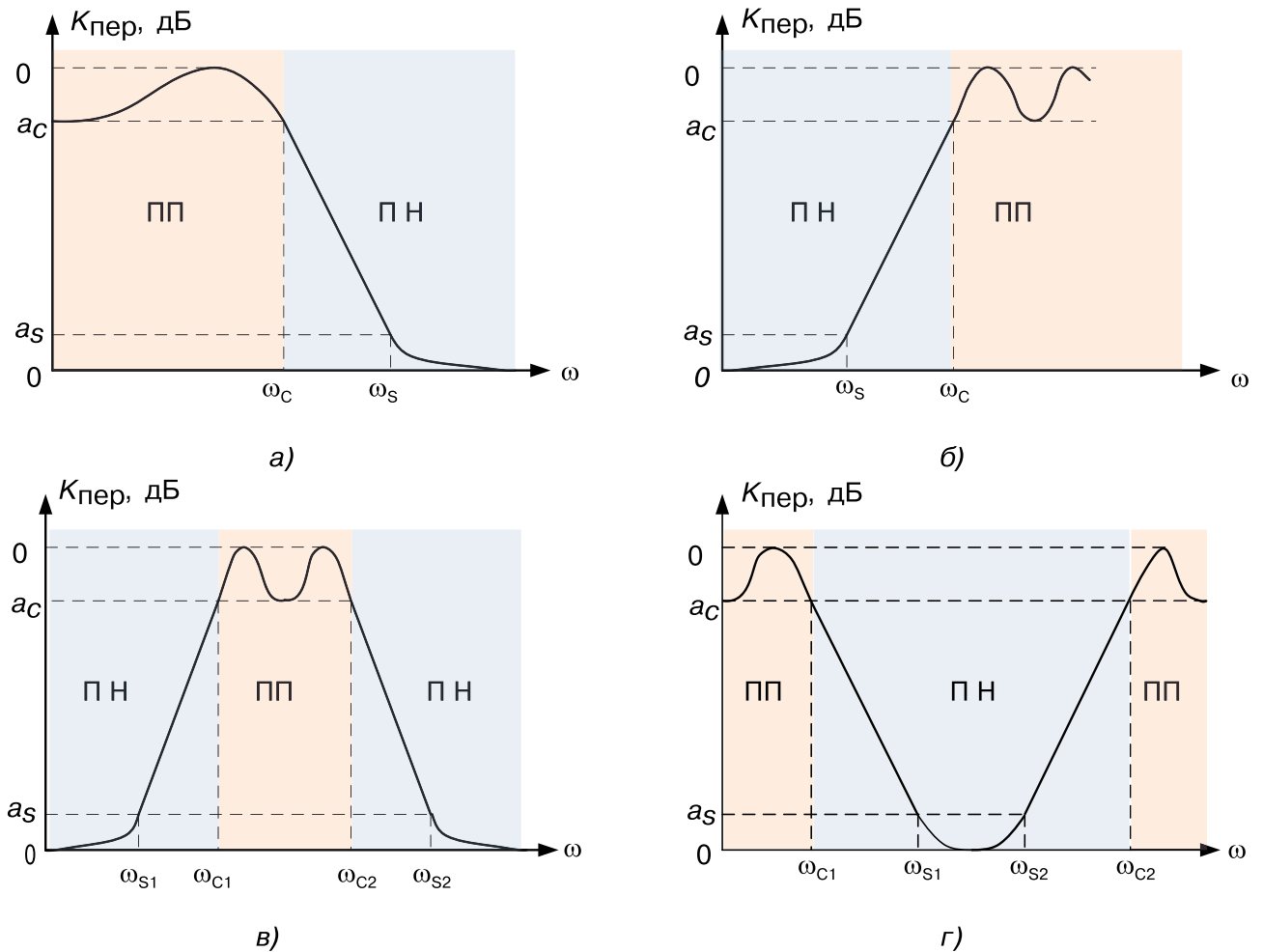


Рис. 2. Форма АЧХ и обозначения параметров ФНЧ (а), ФВЧ (б), ПФ (в), РФ (г)

• ω_s – частота гарантированного затухания (для полосового и режекторного фильтров по две частоты ω_{s1} и ω_{s2}).

Нормированный фильтр нижних частот

Независимо от типа синтезированного фильтра (ФНЧ, ФВЧ, ПФ или РФ) задача проектирования сводится к расчету фильтра-прототипа и последующего частотного преобразования его параметров в параметры заданного фильтра.

В качестве прототипа принят нормированный фильтр нижних частот (НФНЧ) с частотой среза 1 Гц. АЧХ идеального НФНЧ имеет вид

$$|H(j\bar{\omega})| = \begin{cases} 1, & \text{при } |\bar{\omega}| \leq 1; \\ 0, & \text{при } |\bar{\omega}| > 1, \end{cases}$$

где $\bar{\omega}$ – нормированная частота.

На рис. 3 показаны АЧХ и ФЧХ идеального НФНЧ.

Идеальные характеристики невозможно реализовать физически. Однако можно создать фильтр,

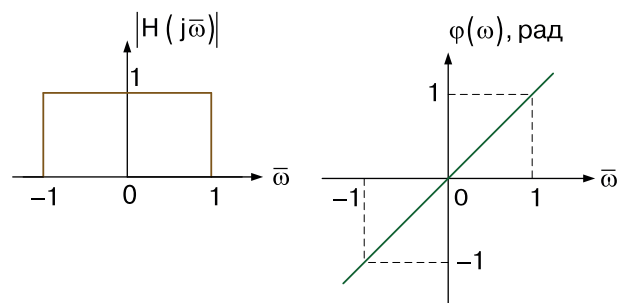


Рис. 3. АЧХ (а) и ФЧХ (б) идеального НФНЧ

характеристики которого приближаются к идеальным с заданной степенью точности. Для этого идеальную характеристику аппроксимируют различными математическими функциями, которые могут быть:

- монотонными в полосе пропускания (аппроксимации Бесселя и Баттерворта)
- равноволновыми в полосе пропускания (ап-

проксимация Чебышева)

- монотонными в полосе пропускания и равноволновыми в полосе непропускания (обратная Чебышевская аппроксимация)

- разнотонными в полосах пропускания и непропускания (аппроксимация Золотарева) и др.

АЧХ реального ФНЧ при различных аппроксимациях приведены на рис. 4, а на рис. 5 – импульсные переходные характеристики при различных аппроксимациях.

Несложно заметить, что чем больше крутизна спада АЧХ, тем больше длительность переходных процессов. Кроме того, при увеличении крутизны спада АЧХ растет неравномерность ФЧХ и ГВЗ (группового времени запаздывания) в полосе пропускания фильтра. Подробнее о влиянии вида ап-

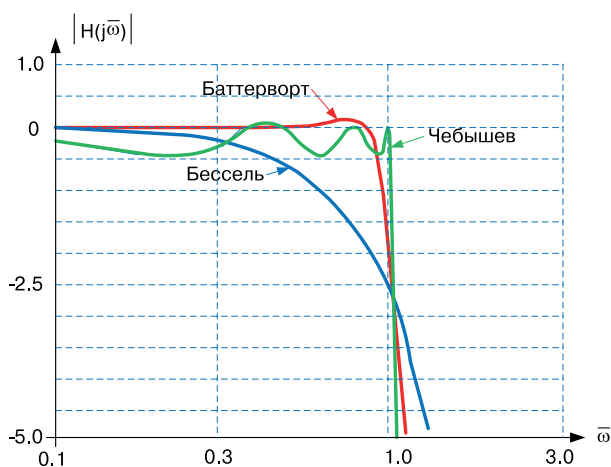


Рис. 4. АЧХ ФНЧ при различных аппроксимациях

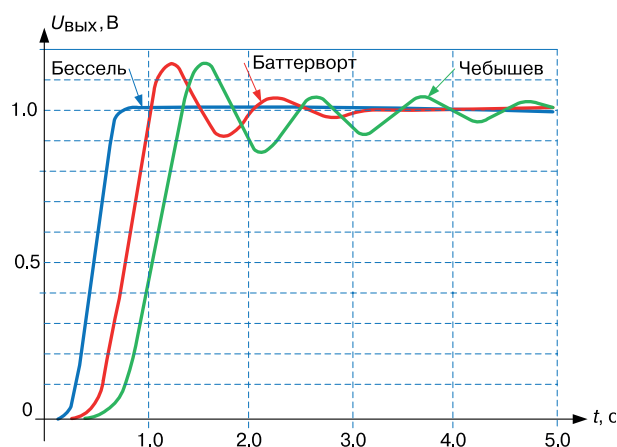


Рис. 5. Импульсные переходные характеристики реального ФНЧ при различных аппроксимациях АЧХ

проксимации на параметры фильтра можно узнать в [5].

Схемы, используемые для реализации фильтров

В большинстве практических случаев схемы звеньев строятся на источниках напряжения, управляемых напряжением (ИНУН), реализуемых на операционных усилителях. При этом считается, что выходным сопротивлением предыдущего звена можно пренебречь, так как оно близко к нулю. Сопротивление источника входного сигнала тоже должно быть близко к нулю.

При выборе схем, реализующих звенья фильтра, необходимо учитывать чувствительность АЧХ и ФЧХ фильтра к изменению параметров элементов, вызванных изменением температуры окружающей среды, разбросом номиналов, старением элементов и способностью схемы реализовать требуемые полюсы и нули передаточной функции.

Для упрощения решения задачи выбора схем по чувствительности к изменению параметров в литературных источниках все схемы разбиваются, как правило, на три группы: низкодобротные ($Q_p \leq 2$), среднедобротные ($Q_p \leq 20$), и высокодобротные ($Q_p > 20$), звенья [7]. В некоторых источниках низкодобротными считаются звенья с добротностью $Q_p \leq 6$. **При выборе звеньев для реализации необходимо обязательно учитывать этот фактор.**

Выбор звеньев по реализуемым ими нулям и полюсам передаточной функции также очень важен. При проектировании фильтров с использованием ФНЧ необходимо помнить, что при частотных преобразованиях число полюсов и нулей передаточной функции изменяется [5]:

- при преобразовании из ФНЧ в ФВЧ каждый полюс ФНЧ преобразуется в один полюс ФВЧ и ноль в начале координат
- при преобразовании из ФНЧ в НПФ (нормированный полосовой фильтр) каждый полюс ФНЧ преобразуется в два полюса НПФ и два нуля в начале координат
- при преобразовании из ФНЧ в НРФ (нормированный режекторный фильтр) каждый полюс ФНЧ преобразуется в два полюса НРФ и два нуля, лежащих на мнимой оси.

Аналогичные преобразования осуществляются и для нулей передаточной функции.

Конечно, при использовании программ автоматизированного проектирования эта задача во многом упрощается, так как предлагаемый в программе набор схем учитывает этот фактор.

Еще одним немаловажным фактором при выбо-

ре схем для реализации звеньев является удобство настройки. При настройке фильтра необходимо в каждом из его звеньев установить требуемую частоту полюса и добротность. Для ускорения и упрощения процесса настройки целесообразно выбирать схемы с независимой регулировкой частоты и добротности, либо задавать параметры элементов таким образом, чтобы это требование выполнялось.

Если представить передаточную функцию звена второго порядка в таком виде, чтобы коэффициент при p_2 знаменателя был равен 1

$$H(p) = \frac{a_2 p^2 + a_1 p + a_0}{p^2 + b_1 p + b_0}, \quad (1)$$

то собственная частота полюса из (1) будет равна $\omega_n = \sqrt{b_0}$ (2), а его добротность $Q_n = \sqrt{b_0/b_1}$ (3).

Для примера рассмотрим передаточную функцию активного звена второго порядка с Т-мостом (рис. 6), получившую название схемы Саллен-Ки (Sallen-Key), которая имеет вид

$$H(p) = K \frac{1/R_1 R_2 C_1 C_2}{p^2 + p[(R_1 + R_2)C_2 + R_1 C_1(1-K)]/R_1 R_2 C_1 C_2 + 1/R_1 R_2 C_1 C_2},$$

где $K = 1 + R_3/R_4$ – коэффициент усиления усилителя.

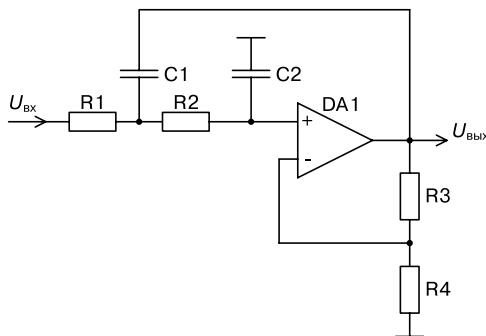


Рис. 6. Звено ФНЧ с Т-мостом (схема Саллен-Ки)

Собственная частота полюса в соответствии с (1) и (2) будет равна

$$\omega_n = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2},$$

а его добротность в соответствии с (1) и (3)

$$Q_n = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{[(R_1 + R_2)C_2 + R_1 C_1(1-K)]}.$$

Анализ выражений для частоты полюса и добротности показывает, что и частота и добротность зависят от значений номиналов резисторов и конденсаторов, что значительно усложняет настройку такого звена.

Однако, достаточно принять $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$ и выражения для частоты полюса и добротности значительно упрощаются. В результате получим $\omega_n = 1/RC$ (4), а $Q_n = 1/(3 - K)$ (5).

В этом случае частота задается изменением сопротивления резисторов R1 и R2 или емкостей конденсаторов C1 и C2, а добротность – изменением коэффициента усиления, т.е. осуществляется независимая регулировка частоты и добротности.

Проектирование ФВЧ с помощью Analog Filter Wizard

На начальной странице программы [9] доступны для проектирования три типа фильтров (рис. 7):

- Low Pass – фильтр нижних частот
- High Pass – фильтр верхних частот
- Band Pass – полосовой фильтр.

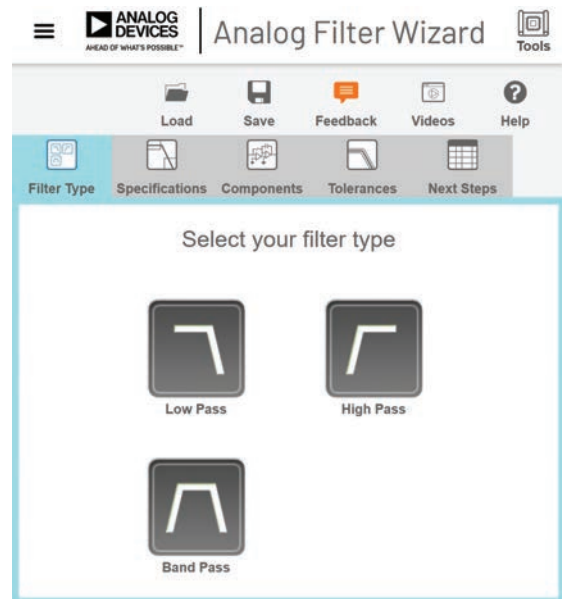


Рис. 7. Начальное окно программы Analog Filter Wizard

Рассмотрим пример проектирования фильтра верхних частот, которым затем воспользуемся для проектирования полосового и режекторного фильтров (проектирование режекторного фильтра в программе по умолчанию не предусмотрено).

Зададим параметры фильтра произвольно:

- частота среза $f_c = 120$ Гц
- частота гарантированного затухания $f_s = 80$ Гц
- неравномерность АЧХ в полосе пропускания $a_c \leq 1$ дБ
- величина гарантированного затухания $a_s \geq 45$ дБ
- коэффициент усиления 1.

После нажатия кнопки High Pass открывается окно ввода параметров фильтра (рис. 8).

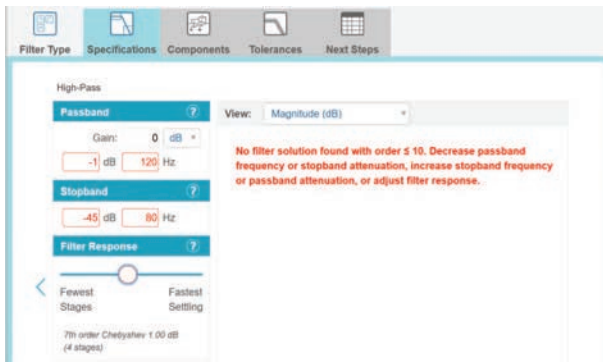


Рис. 8. Окно параметров фильтра после их ввода

В программе приняты следующие обозначения для ввода параметров:

- Passband – неравномерность АЧХ в полосе пропускания в окошке dB, частота среза в окошке Hz
- Stopband – гарантированное затухание в полосе непропускания в окошке dB, частота гарантированного затухания в окошке Hz
- Filter Response – аппроксимация АЧХ.

По умолчанию программа предлагает аппроксимацию Баттерворта. Как следует из рис. 8, реализовать фильтр с такими параметрами при заданном положении движка в окне Filter Response невозможно. Однако в нижней части окна выводится сообщение, что такой фильтр можно реализовать фильтром Чебышева 7-порядка.

При перемещении ползунка в окне Filter Response влево будет использоваться аппроксимация Чебышева, а вправо – аппроксимация Бесселя. В крайнем левом положении неравномерность АЧХ будет равна заданной в окне Passband – 1 дБ. Неравномерность при перемещении движка изменяется дискретно через 0.01 дБ. В каждом положении движка в окне Filter Response выводится сообщение о порядке фильтра и количестве звеньев для его реализации. Например, если задать аппроксимацию Чебышева с неравномерностью АЧХ в полосе пропускания, равной 0.02 дБ, то будет выведено сообщение – порядок фильтра 9, число звеньев 5 (рис. 9).

Такая информация позволяет оценить возможность реализации фильтра с меньшей неравномерностью АЧХ.

После перемещения ползунка в крайнее левое положение выводится АЧХ проектируемого фильтра в окне View (рис. 10).

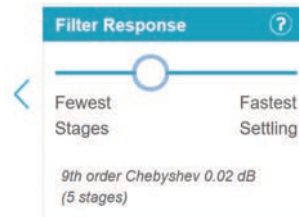


Рис. 9. Информация о порядке фильтра и о количестве звеньев при неравномерно АЧХ в полосе пропускания 0.02 дБ

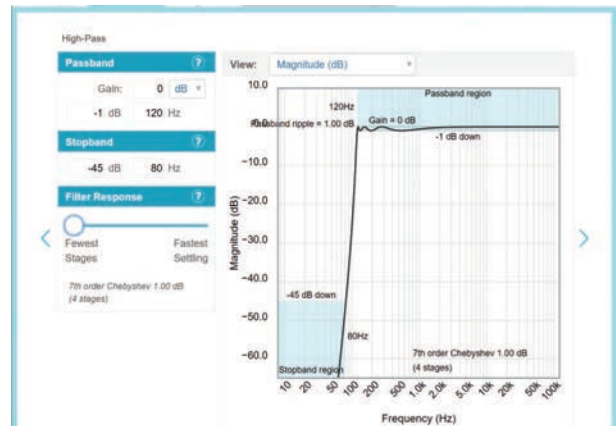


Рис. 10. АЧХ проектируемого фильтра

В окне View можно просматривать не только АЧХ, но и параметры, которые доступны в выпадающем меню окна (рис. 11).

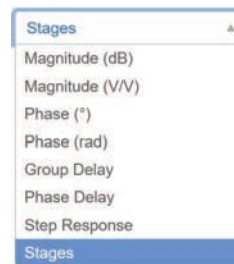


Рис. 11. Выпадающее меню окна View

В окне View можно выбрать для просмотра: АЧХ в дБ или в безразмерных единицах, фазо-частотную характеристику (ФЧХ) в градусах или радианах, групповое время задержки (ГВЗ), фазовую задержку, переходную характеристику и функциональную схему (Stages). По умолчанию выводится АЧХ в дБ – Magnitude (dB).

На рис. 12 приведена характеристика ГВЗ проектируемого фильтра.

Функциональная схема фильтра выводится при выборе пункта выпадающего меню Stages (рис.13).

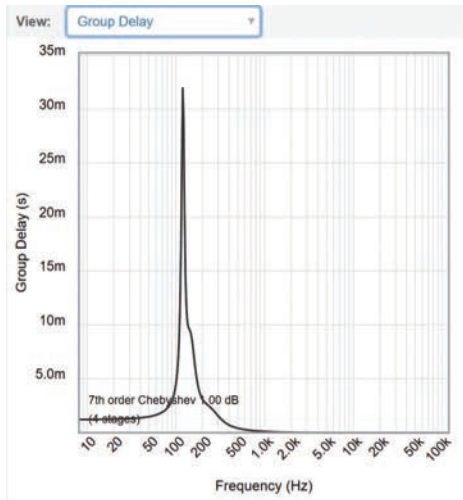


Рис. 12. Характеристика ГВЗ проектируемого фильтра

На схеме для каждого звена фильтра выводится вид АЧХ, частота и добротность полюса. Как следует из рис. 13 первое звено пассивное (звено первого порядка), а последующие звенья второго порядка

(т.е. активные).

Для перехода к следующему этапу проектирования (Components – выбор компонентов) следует нажать значок > в правой части окна. В зависимости от того, что отображалось в окне View в момент перехода к следующему этапу проектирования, будет выводиться аналогичная информация с другими параметрами. При переходе в режиме просмотра схемы (Stages) выводится принципиальная схема фильтра (Circuit в окне View) при заданных в программе по умолчанию параметрах напряжения питания и целей оптимизации.

Пользователь может задать требуемое напряжение питания в окне Voltage Supplies (по умолчанию задается значение 5 В). В окне Optimization можно выбрать одну из целевых функций (рис. 15):

- Low Power – минимизация потребляемой мощности
- Low Noise – минимизация уровня шумов
- Voltage Range – максимальный размах выходного напряжения.

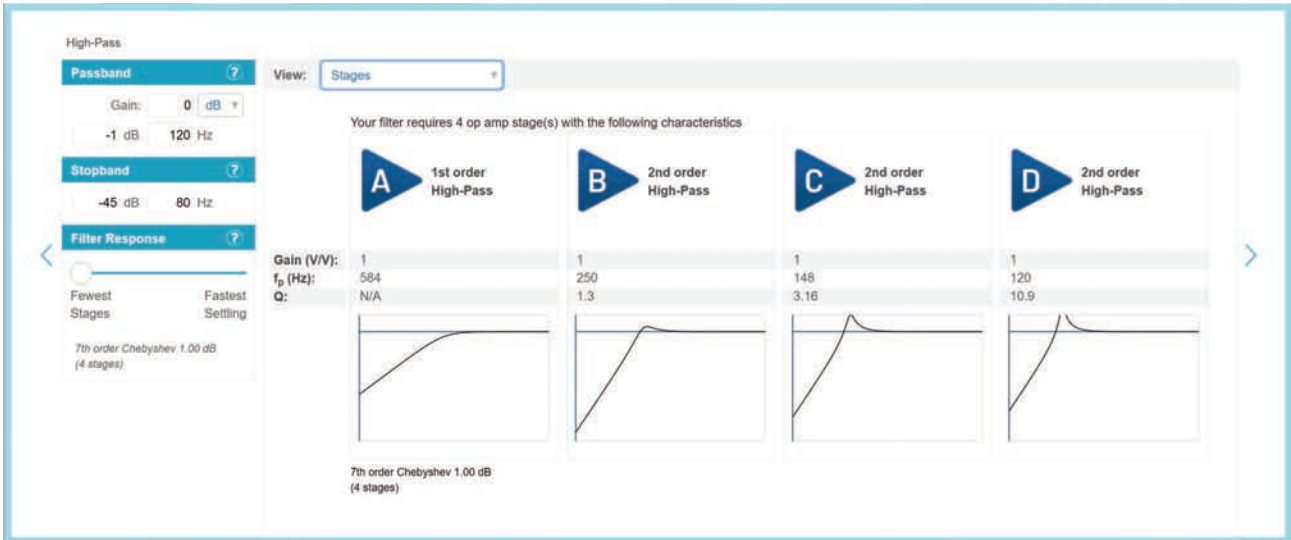


Рис. 13. Функциональная схема фильтра верхних частот

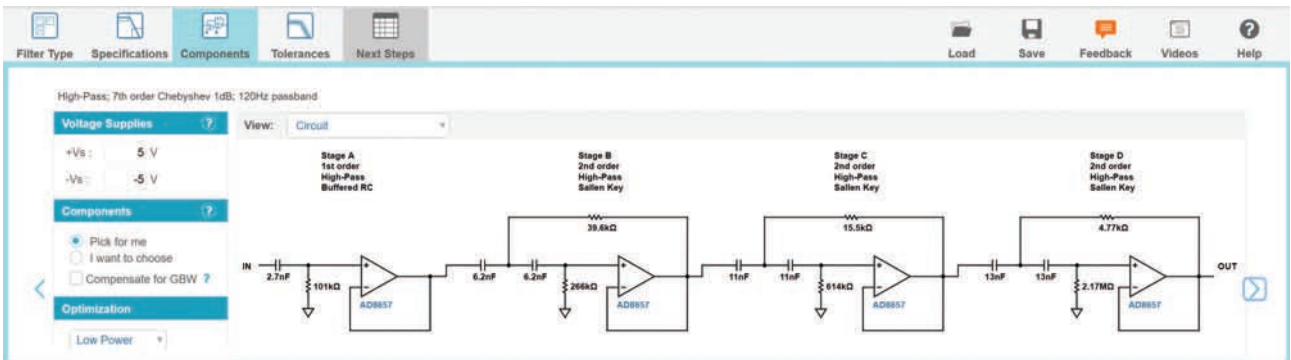


Рис. 14. Принципиальная схема фильтра на этапе проектирования выбора компонентов

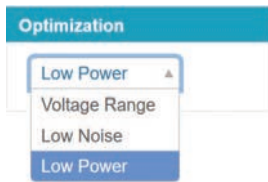


Рис. 15. Доступные функции оптимизации фильтра

В окне Components предлагается три варианта выбора компонентов для дальнейшего проектирования: автоматический (Pick for me), пользователем (I want to choose) или с компенсацией полосы пропускания операционных усилителей (Compensate for GBW). Продолжим проектирование с установленными по умолчанию автоматическим режимом выбора компонентов и оптимизацией по энергопотреблению.

Для сравнения различных методов оптимизации на рис. 16 приведены принципиальные схемы фильтра при оптимизации по уровню выходного напряжения (рис. 16,а) и по уровню шума (рис. 16,б).

Сравнивая рис. 14 и 16, несложно заметить, что изменяется не только тип ОУ, но и параметры пассивных компонентов. С учетом того, что фильтр предназначен для работы на низких частотах, дальнейшие шаги будем осуществлять при методе оптимизации по потребляемой мощности.

На этом шаге проектирования в окне View доступно больше параметров для просмотра (рис. 17).

При выборе пункта Stages выводится функциональная схема фильтра с дополнительными параметрами, указывающими, при каких добротностях звеньев получена заданная АЧХ. Практически



Рис. 17. Доступные для просмотра параметры на этапе проектирования Components

значения добротностей совпадают с указанными на рис. 13.

В режиме просмотра Voltage Range (рис. 18) в окне просмотра выводится информация о максимальном размахе входного напряжения, максимально возможном размахе выходного напряжения каждого звена при заданном напряжении питания, скорости нарастания напряжения ОУ каждого каскада и о значении входного и выходного напряжения на разных частотах.

В режиме просмотра Power выводится функциональная схема фильтра с указанием потребляемой каждым звеном мощности.

При переходе к следующему этапу проектирования Tolerance (допустимое отклонение) на экран в режиме Circuit выводится принципиальная схема

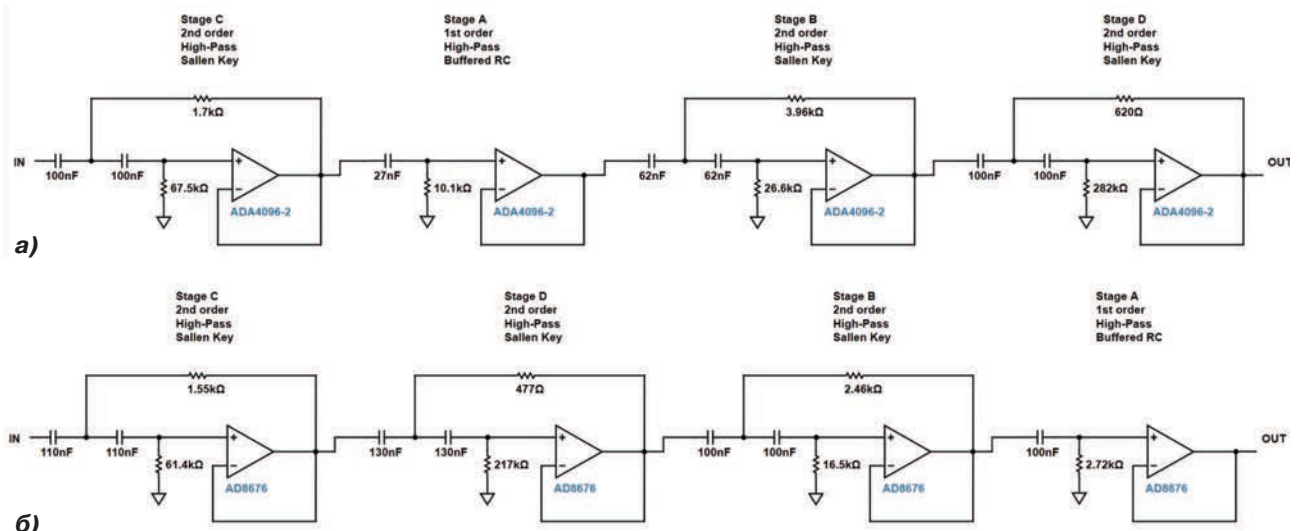


Рис. 16. Принципиальная схема фильтра при оптимизации по уровню выходного напряжения (а) и уровню шума (б)

View: Voltage Range	A	B	C	D
Maximum Input Possible: 0.21 Vpp				
Amplifier Specs				
Amplifier:	AD8657	AD8657	AD8657	AD8657
Slew Rate:	80mV/us	80mV/us	80mV/us	80mV/us
Input Range:	-5V to 5V	-5V to 5V	-5V to 5V	-5V to 5V
Output Range:	-4.99V to 4.99V	-4.99V to 4.99V	-4.99V to 4.99V	-4.99V to 4.99V
Max Signals				
Slew Rate:	80mV/us @ 121kHz	76.2mV/us @ 121kHz	68.8mV/us @ 121kHz	54.3mV/us @ 121kHz
Input Signal:	-106mV to 106mV @ 8Hz	-106mV to 106mV @ 34.9kHz	-106mV to 106mV @ 15.2kHz	-105mV to 105mV @ 10.5kHz
Output Signal:	-106mV to 106mV @ 34.9kHz	-106mV to 106mV @ 15.2kHz	-105mV to 105mV @ 10.5kHz	-105mV to 105mV @ 277Hz

Рис. 18. Отображаемые параметры в режиме просмотра Voltage Range

фильтра с указанием допустимых отклонений резисторов и конденсаторов от номинальных значений (рис. 19).

В окне Component Tolerances можно задать точность резисторов и конденсаторов:

- для резисторов точность от 0.1 до 5% или выбрать идеальный резистор
- для конденсаторов точность от 1 до 20% или выбрать идеальный конденсатор
- идеальный ОУ или реальный ОУ с разбросом ширины полосы пропускания 20%.

По умолчанию конденсаторы заданы из ряда E24 с точностью 5%, резисторы из ряда Y92 с точностью 1%.

Результаты анализа отклонения АЧХ от заданного значения можно увидеть при выборе пункта Magnitude dB в выпадающем меню окна View. На рис. 20 приведена АЧХ проектируемого фильтра с отображением границ возможного отклонения АЧХ от заданной при выбранной топологии фильтра и заданной точности резисторов и конденсаторов.

Как следует из рис. 20, отклонение АЧХ от заданной превышает величину 7 дБ на нижней границе полосы пропускания. Если установить значение

точности резисторов 0.1%, конденсаторов 1% и выбрать идеальный ОУ, то все равно АЧХ будет отклоняться от заданного значения более чем на 5 дБ на нижней границе полосы пропускания (рис. 21).

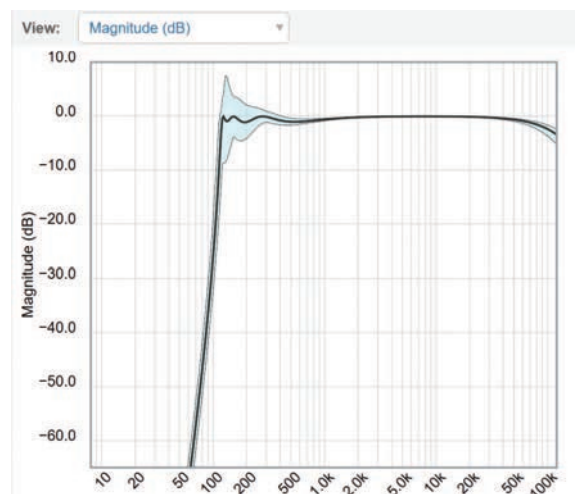


Рис. 20. АЧХ спроектированного фильтра и допустимые границы (голубого цвета) ее отклонения при заданной точности резисторов и конденсаторов

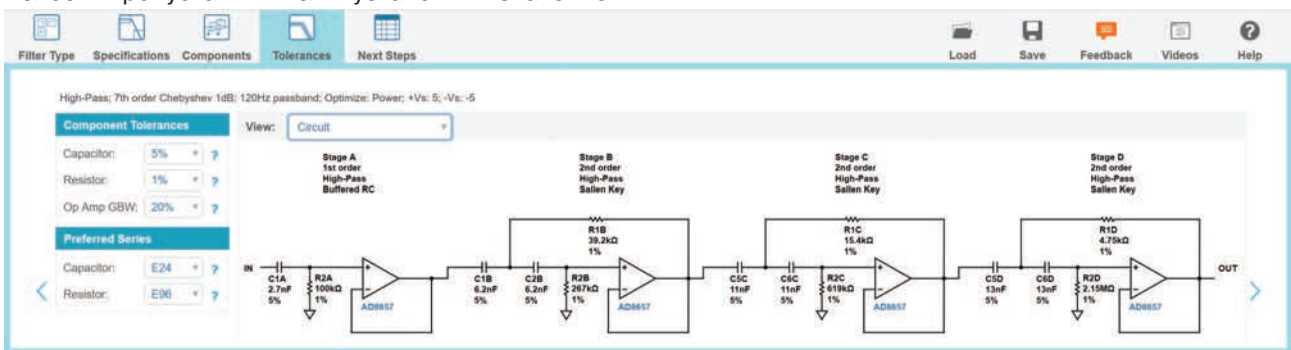


Рис. 19. Отображение принципиальной схемы фильтра на этапе проектирования Tolerance

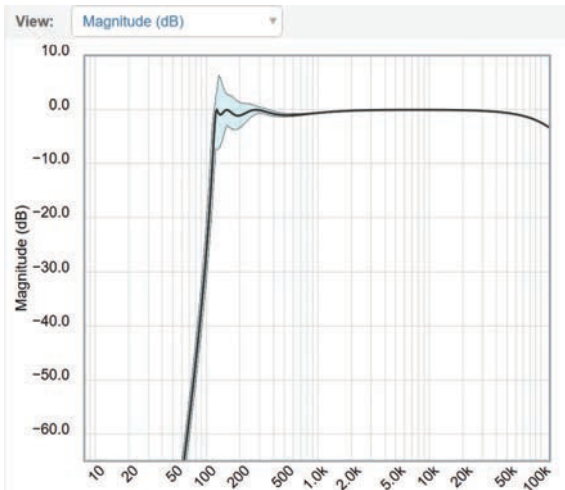


Рис. 21. АЧХ спроектированного фильтра и допустимые границы (голубого цвета) ее отклонения при точности резисторов 0.1% и конденсаторов 1%

Это объясняется неверным выбором принципиальной схемы для реализации последнего четвертого звена фильтра.

Такой разброс АЧХ даже при использовании резисторов и конденсаторов с наименьшим разбросом номинальных значений недопустим. Для исправления этого положения можно попробовать выбрать режим **I want to choose** на втором этапе проектирования (Components).

Для каждого звена фильтра в этом режиме можно изменить соотношение между сопротивлениями резисторов и емкостями конденсаторов. На рис. 22 приведена схема фильтра, в которой ползунок для всех звеньев установлен в правое крайнее положение, соответствующее максимальному сопротивлению резисторов и минимальному значению емкости конденсаторов.

В результате частотная характеристика приобретает вид, приведенный на рис. 23.

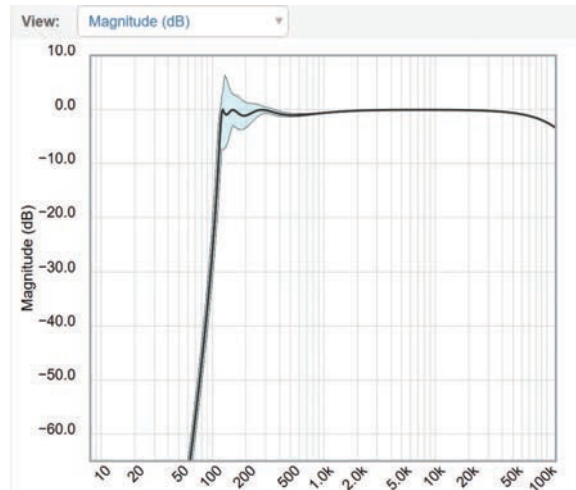


Рис. 23. АЧХ фильтра с измененным соотношением сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов при выборе элементов с максимальной точностью

Как следует из рис. 23, неравномерность АЧХ в области низких частот превышает заданную. Это объясняется достаточно просто. В [7] схемы звеньев, построенные на одном операционном усилителе, рекомендуется использовать при требуемой добротности не более 2. Если посмотреть на требуемую добротность четвертого звена (рис. 13), то она значительно превышает такую величину, а равна 10.9. Т.е. это звено, частота полюса которого равна 120 Гц (частоте среза) и определяет эту неравномерность.

Поскольку других путей изменения параметров фильтра кроме перечисленных программа не предлагает, можно сделать вывод о том, что фильтры,

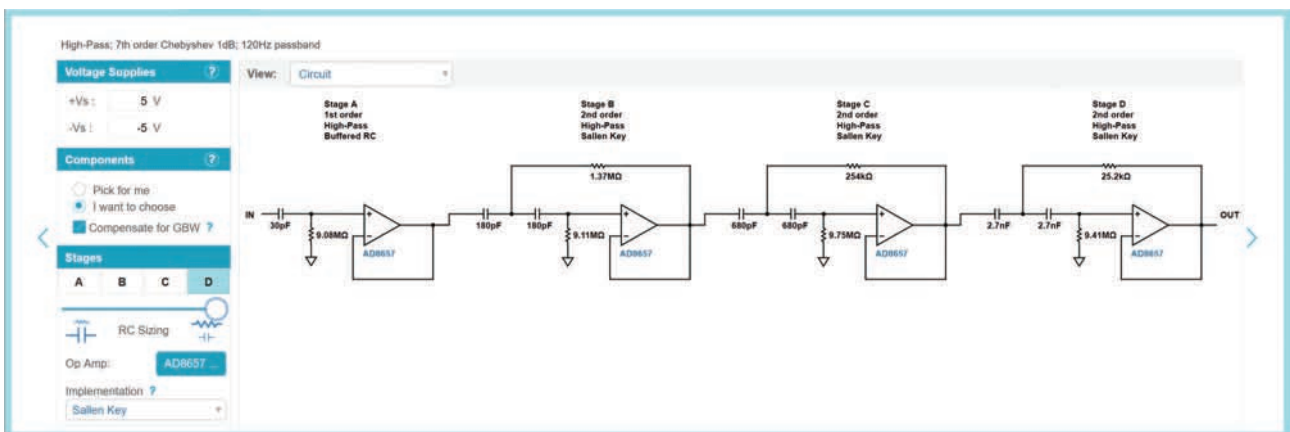


Рис. 22. Схема фильтра с измененным соотношением между сопротивлениями резисторов и емкостями конденсаторов

спроектированные с ее помощью, либо должны работать в узком диапазоне температур, либо крутизна спада АЧХ таких фильтров должна быть значительно меньше, чтобы добротность используемых звеньев не превышала 2.

Предположим, что фильтр будет использоваться в лабораторных условиях и продолжим работу с программой. Перейдем к последнему пункту программы Next Step. В окне View отображаются те же параметры, что и на предыдущем этапе.

Кроме окна View слева доступны окна Order, Get Files и Share. В окне Order доступны два пункта – Samples и Eval Board (рис. 24).

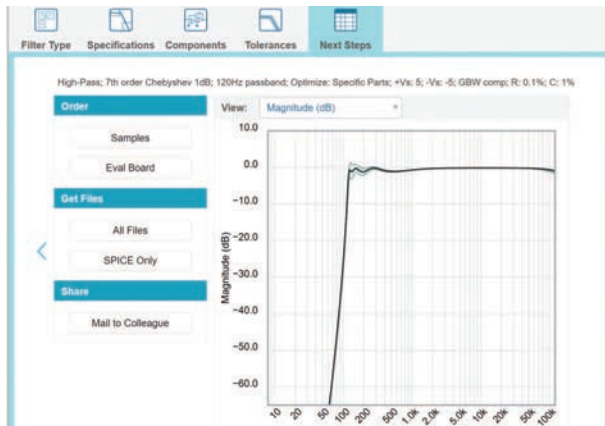


Рис. 24. Окно программы на последнем шаге проектирования фильтра

При нажатии кнопки Order (заказ) можно оформить заявку на получение бесплатных образцов от компании Analog Devices (рис. 25).

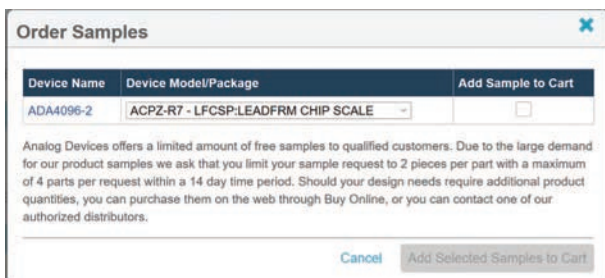


Рис. 25. Сообщение, выводимое на экран, после нажатия кнопки Samples

В сообщении компания Analog Devices информирует, что количество бесплатных образцов для клиентов ограничено ввиду большого спроса на них, и поэтому нужно разделить свою заявку на две или четыре части. Также рекомендуется приобрести необходимые компоненты (если возникает потребность в большем их количестве) у официальных ди-

стрибьюторов компании – в Украине это компания VD MAIS.

Для заказа доступны образцы в трех вариантах исполнения (рис. 26).

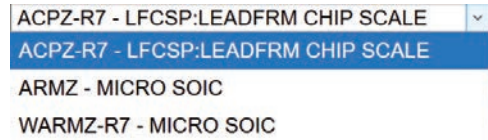


Рис. 26. Доступные варианты образцов для реализации фильтра верхних частот

При нажатии кнопки Eval Board выводится окно с перечнем доступных для заказа отладочных плат (рис. 27). Для заказа доступны платы с фильтрами нижних и верхних частот, из которых можно построить любой активный RC-фильтр.

Order Eval Board			
Evaluation Boards Needed ?			
Stage	Stage Information	Eval Boards Needed	Solder These Parts (Order Parts Separately)
		2 x EVAL-FW-MOTHER	C101M,C100M,J1M, J2M, J3M, J4M,R5M,JP2,J5M, J6M,+VS,-VS, GND
A	High Pass Buffered RC Stage -- Dual Op Amp	*EVAL-FW-HPSK2	R2A,R4A,C1A,U2A,C9A,C0A
B	High Pass Sallen Key Stage -- Dual Op Amp	*EVAL-FW-HPSK2	R1B,R2B,R4B,C1B,C2B,U2B,C9B,C0B
C	High Pass Sallen Key Stage -- Dual Op Amp	*EVAL-FW-HPSK2	R1C,R2C,R4C,C1C,C2C,U2C,C9C,C0C
D	High Pass Sallen Key Stage -- Dual Op Amp	*EVAL-FW-HPSK2	R1D,R2D,R4D,C1D,C2D,U2D,C9D,C0D

*Each daughterboard box we ship contains 4 individual stages, so this board will not show in your order.

Рис. 27. Перечень доступных для заказа отладочных плат

В окне Get Files можно выбрать All Files, и тогда загружается архивный файл DesignFiles.zip, который содержит в своем составе: папки Data Files\, Eval Board Files\, SPICE Files\ и файлы BOM.csv, design.json и Design.pdf. Если нажать кнопку Spice Only – архивный файл содержит только spice модели.

В файле Design.pdf приведены графики характеристик фильтра и его принципиальная схема. В файле BOM.csv – спецификация на все элементы фильтра.

Файл design.json (JSON – JavaScript Object Notation – текстовый формат обмена данными) содержит всю информацию о проекте: название, входные и выходные данные.

В папке SPICE Files находятся две папки LTspice и Netlists. В папке LTspice находятся модели для анализа работы фильтра в программе LTspice:

- ACAnalysis.asc
- NoiseAnalysis.asc

- StageA_HighPassFirstOrder_AD8657.asc
- StageA_HighPassFirstOrder_AD8657.asy
- StageB_HighPassSallenKey_AD8657.asc
- StageB_HighPassSallenKey_AD8657.asy
- StageC_HighPassSallenKey_AD8657.asc
- StageC_HighPassSallenKey_AD8657.asy
- StageD_HighPassSallenKey_AD8657.asc
- StageD_HighPassSallenKey_AD8657.asy
- TransientAnalysis.asc

Файлы с расширением .asc – spice модели отдельных звеньев фильтра на переменном токе, а с расширением .ase – библиотечные элементы звеньев ФВЧ (рис. 28).

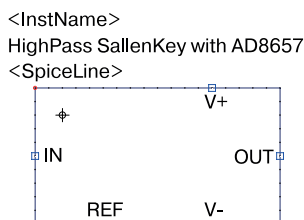


Рис. 28. Библиотечный элемент звена Саллен-Ки фильтра верхних частот

Файл ACAnalysis.asc позволяет проанализировать АЧХ и ФЧХ всего фильтра, NoiseAnalysis.asc – шума, а TransientAnalysis.asc – переходные процессы.

Такое построение файлов позволяет экспериментировать с параметрами отдельных звеньев. Например, можно изменить модель четвертого звена StageD_HighPassSallenKey_AD8657.asc на совершенно другую схему, сохранив при этом обозначение входа, выхода, источника опорного напряжения и выводов питания. В моделях анализа характеристик всего фильтра это будет автоматически учтено.

В папке Netlists находятся файлы: ACAnalysis.cir, NoiseAnalysis.cir, README.txt и TransientAnalysis.cir.

В папке Eval Board Files находятся два архива: EVAL-FW-HPSK2.zip, EVAL-FW-MOTHER.zip, в которых содержится информация об отладочных платах фильтров верхних частот (HPSK2) и материнской плате для объединения отдельных плат фильтров верхних частот. В каждом архиве есть полная информация для изготовления отладочной платы.

В папке Data Files содержатся файлы Excel с таблицами всех параметров: АЧХ, ФЧХ, времени задержки, входного импеданса, шума и переходной характеристики.

И в окне Share вы можете поделиться копией своего проекта. После нажатия кнопки Mail to col-

league откроется окно, в котором указывается название проекта и адрес электронной почты для отправки.

Таким образом, программа Analog Filter разрешает не только осуществить быстро проектирование фильтра, но и получить документацию для его реализации. Следует заметить, что на любом этапе проектирования программа разрешает сохранить промежуточный или окончательный вариант и потом загрузить его для дальнейшей работы, используя для этого кнопки Save и Load (рис. 7). Просмотреть видео или получить подсказку можно, нажав кнопки Video или Help, соответственно. В видео-файлах (на английском языке) можно ознакомиться с теоретическими основами проектирования фильтров и отличиями их характеристик, методами проектирования аналоговых и цифровых фильтров.

Проектирование полосовых и режекторных фильтров

При проектировании полосовых и режекторных фильтров существует два различных подхода:

1. Определяются параметры НФНЧ-прототипа (нормированного фильтра нижних частот), затем производится преобразование передаточной функции из ФНЧ в ПФ или РФ. Сам фильтр реализуется на звеньях ПФ или РФ, в зависимости от типа фильтра. При этом соблюдается следующее условие $\sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}} = \sqrt{f_{s1} \cdot f_{s2}} = f_0$, где f_0 – центральная частота фильтра.

При выборе параметров фильтра задают три частоты произвольно, а четвертую рассчитывают для выполнения этого условия.

2. Полосовой или режекторный фильтр проектируется как комбинация двух последовательно соединенных фильтров – нижних и верхних частот. На рис. 29 приведены функциональные схемы ПФ и РФ, реализованные по такому принципу. При таком варианте реализации можно задавать параметры ФНЧ и ФВЧ произвольно.

В программе Analog Filter Wizard используется первый подход при задании параметров и второй – при реализации фильтра. Проектирование режекторного фильтра в программе, как отдельная функция, не предусмотрено.

Проектирование полосового фильтра

Рассмотрим вариант проектирования полосового фильтра с использованием второго подхода. Ис-

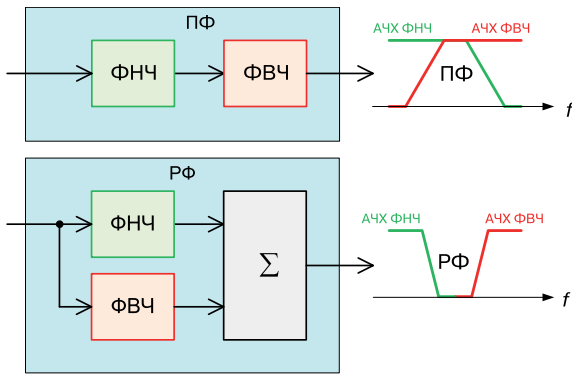


Рис. 29. Функциональные схемы ПФ и РФ, реализованных с помощью ФНЧ и ФВЧ

ходные данные для расчета:

- частота среза $f_{сФВЧ} = 1200$ Гц
- частота гарантированного затухания $f_{sФВЧ} = 600$ Гц
- частота среза $f_{сФНЧ} = 2200$ Гц
- частота гарантированного затухания $f_{sФНЧ} = 3800$ Гц
- неравномерность АЧХ в полосе пропускания $a_c \leq 3$ дБ
- величина гарантированного затухания $a_s \geq 40$ дБ
- коэффициент усиления 1.

Для проектирования фильтра с помощью программы Analog Filter Wizard придется провести проектирование в 2 этапа спроектировать ФВЧ и ФНЧ.

На рис. 30 приведены схемы ФНЧ и ФВЧ для реализации проектируемого ПФ, а на рис. 31 – АЧХ спроектированного фильтра.

Спецификации элементов для ФНЧ и ФВЧ можно загрузить на последнем этапе проектирования соответствующего фильтра.

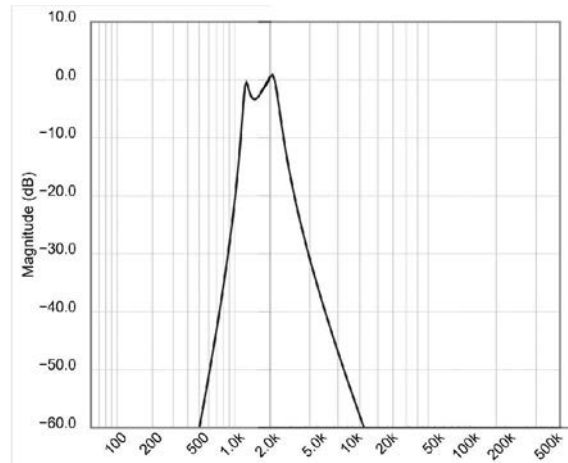


Рис. 31. Амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра, составленного из ФНЧ и ФВЧ

Проектирование режекторного фильтра

Рассмотрим вариант проектирования режекторного фильтра. Исходные данные для расчета:

- частота среза $f_{сФВЧ} = 3800$ Гц
- частота гарантированного затухания $f_{sФВЧ} = 2200$ Гц
- частота среза $f_{сФНЧ} = 600$ Гц
- частота гарантированного затухания $f_{sФНЧ} = 1200$ Гц
- неравномерность АЧХ в полосе пропускания $a_c \leq 3$ дБ
- величина гарантированного затухания $a_s \geq 40$ дБ
- коэффициент усиления 1.

Принципиальная схема фильтра приведена на рис. 32, а его АЧХ – на рис. 33. Схема составлена из спроектированных при помощи программы ФНЧ и ФВЧ, а сумматор с коэффициентом передачи добавлен для формирования АЧХ режекторного

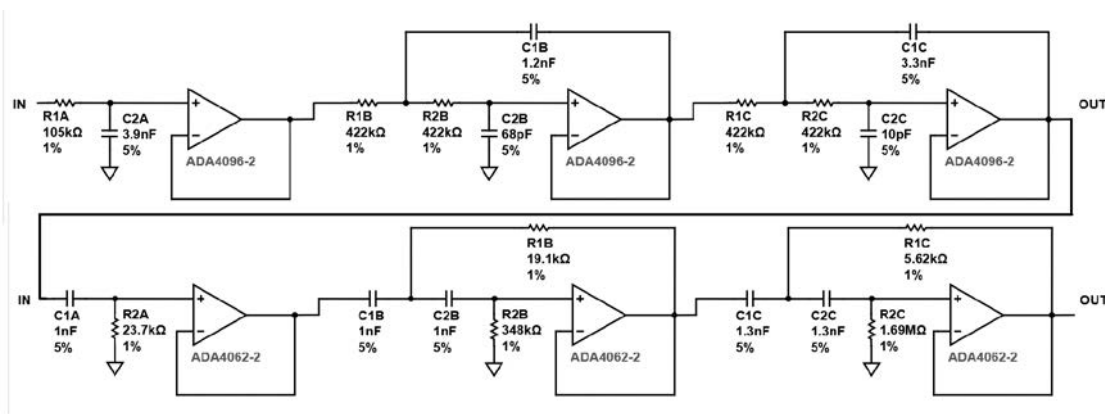


Рис. 30. Принципиальная схема полосового фильтра, составленного из ФНЧ (вверху) и ФВЧ

фильтра.

При проектировании любого фильтра, работающего в широком диапазоне частот, необходимо заменить звено Саллен-Ки с добротностью выше 3 на звено, реализующее более высокие добротности. Схемы таких звеньев и методику расчета можно найти в [7].

Фильтры с коэффициентом усиления больше 1 в программе реализуются путем усиления сигнала в первом согласующем каскаде. Но при любых коэффициентах усиления в схемах фильтров используются только звенья на одном операционном усилителе.

Исходя из проведенного анализа можно сделать вывод о том, что проектирование фильтров невысокого порядка (с малой крутизной спада АЧХ) можно осуществить быстро и получить результат в удобной для пользователя форме. Однако, в фильтрах высокого порядка будет наблюдаться значительный разброс АЧХ относительно заданного значения из-за использования звеньев с высокой чувствительностью к изменению параметров элементов. В таких случаях желательно заменить звено с самой высокой добротностью, используя схему с двумя или тремя операционными усилителями.

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://www.ti.com/design-resources/design-tools-simulation/filter-designer.html>
2. <https://tools.analog.com/en/filterwizard/>
3. <http://sim.okawa-denshi.jp/en/CRIlowkeisan.htm>
4. <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-nuhertz-filtersolutions>
5. Мигулин И. Н. Усилительные устройства на тран-

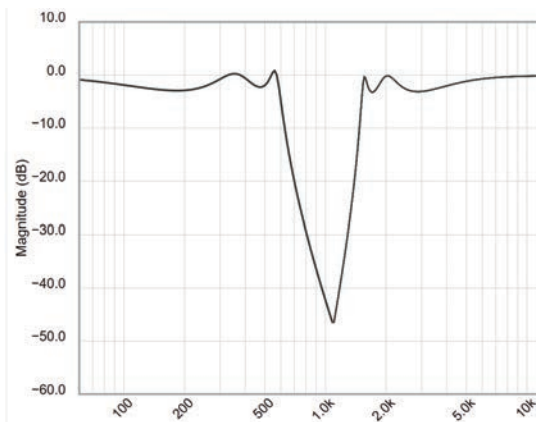


Рис. 33. АЧХ режекторного фильтра

зисторах (проектирование) / Мигулин И.Н., Чаповский М. З. – Изд. 2-е, исправленное и дополненное. “Техніка”, 1974. – 428 с. url: [http://publ.lib.ru/ARCHIVES/M/MIGULIN_Igor%27_Nikolaevich/Migulin_I.N..._Usilitel'nye_ustroystva_na_tranzistorah.\(1971\).\[pdf-fax\].zip](http://publ.lib.ru/ARCHIVES/M/MIGULIN_Igor%27_Nikolaevich/Migulin_I.N..._Usilitel'nye_ustroystva_na_tranzistorah.(1971).[pdf-fax].zip)

6. Dr. Bradley J. Bazuin Analog and RF Filters Design Manual. / Western Michigan University. url: https://homepages.wmich.edu/~bazuinb/FiltersManual_RevD.pdf
7. Мошиц Г. Проектирование активных фильтров / Мошиц Г., Хорн П.; [перевод с английского М. Н. Микшиса и И. Н. Теплюка]. – М.: Мир, 1984. – 320 с.
8. В. Макаренко О выборе аппроксимации и расчете параметров активных фильтров, часть 1-3 / Электронные компоненты и системы, 2013, №№ 1-3. url: <http://www.ekis.kiev.ua/contents.php?common=185>, <http://www.ekis.kiev.ua/contents.php?common=186>, <http://www.ekis.kiev.ua/contents.php?common=187>
9. <https://tools.analog.com/en/filterwizard/>

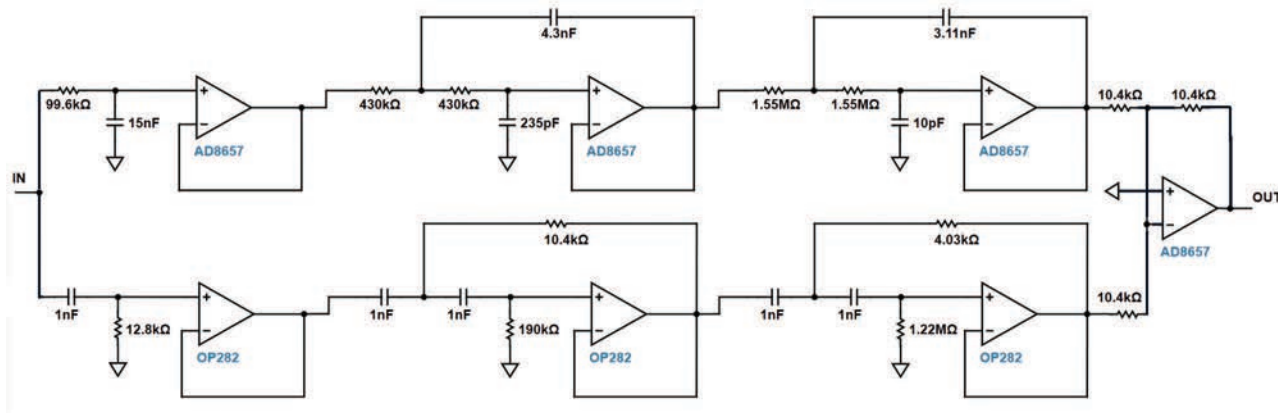


Рис. 32. Принципиальная схема режекторного фильтра



Высококачественная
металлизация
переходных отверстий

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

• 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

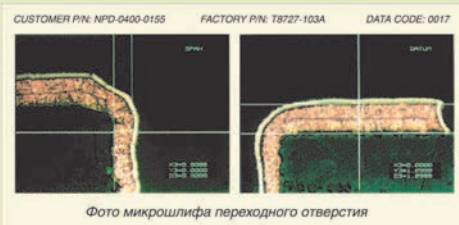


Фото микрошлифа переходного отверстия

- протокол контроля паяемости
- протокол электрического тестирования

VD MAIS
ДИСТРИБУЦИЯ-
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@vdmajs.ua, www.vdmajs.ua

VD MAIS
PCB Professionally

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".



VD MAIS
ДИСТРИБУЦИЯ-
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

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)

О НЕКОТОРЫХ ОСОБЕННОСТЯХ РАБОТЫ С ПРОГРАММОЙ LTSPICE

В статье приведена информация об особенностях моделирования при использовании альтернативного решателя. Показано какие преимущества имеет альтернативный решатель при анализе спектров сложных сигналов. Приведена информация об упрощенном методе измерения кондуктивных помех с использованием анализатора спектра LTSpice.

В. Макаренко

ON SOME FEATURES OF WORKING WITH LTSPICE

The article provides information on modeling features when using an alternative solver. It is shown what advantages has an alternative solver when analyzing the spectra of complex signals. Information about the simplified method of measuring conductive interference using the LTSPICE spectrum analyzer is given.

V. Makarenko

При моделировании работы радиоэлектронных устройств широко используется spice-симулятор LTSpice компании Analog Devices, описанию работы с которой посвящено много источников. Однако, некоторые возможности программы не описаны и в файле подсказки о этих возможностях нет даже упоминаний. Недокументированные возможности программы можно найти в [1,2]. Некоторые функции программы упоминаются, но не показано как они влияют на результаты моделирования.

В Ltspice содержится две полные версии различных решателей [1]. Один называется обычным решателем, а другой – альтернативным. Альтернативный решатель использует разреженные матрицы, которые обеспечивают более высокую точность вычислений. Как правило, альтернативный решатель обеспечивает скорость вычислений примерно в два раза ниже чем обычный.

Чтобы включить альтернативный решатель, необходимо открыть настройки программы и на вкладке Spice (рис. 1) выбрать Alternative. Для иллюстрации

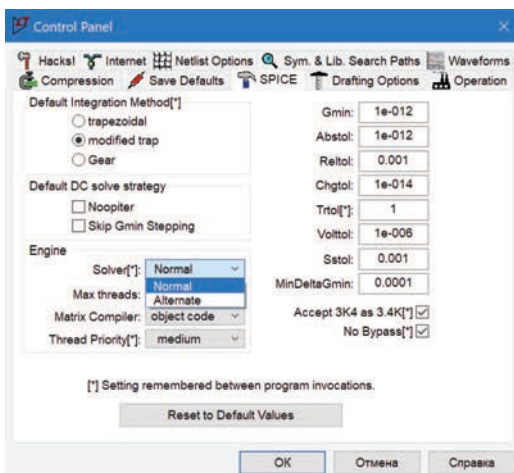


Рис. 1. Выбор решателя для работы с программой LTSpice

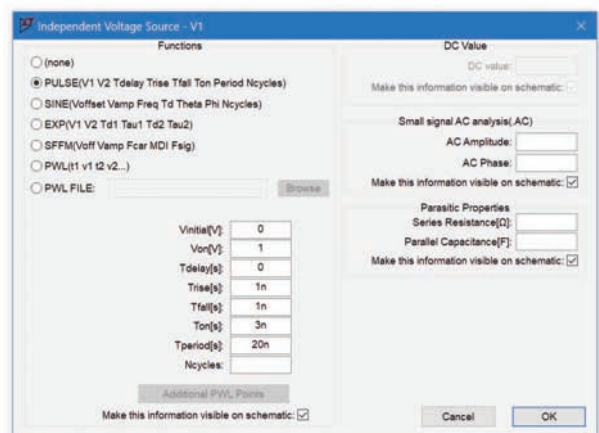
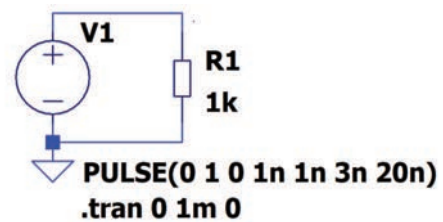


Рис. 2. Модель генератора коротких импульсов

возможностей альтернативной версии решателя используем простую модель генератора коротких импульсов (рис. 2). Фронт и спад импульса длительностью 3 нс заданы равными 1 нс.

Спектр сигнала при нормальном (Normal) решателе приведен на рис. 3, а при альтернативном решателе – на рис. 4.

Как следует из рис. 3 и 4, при использовании альтернативного решателя точность отображения спектра выше. Отсутствуют выбросы и провалы в спектре в диапазоне частот от 1 до 100 кГц. Следует заметить, что нижняя частота в спектре сигнала, вычисленная в LTSpice, соответствует соотношению $f_H = 1/T_{анализа}$.

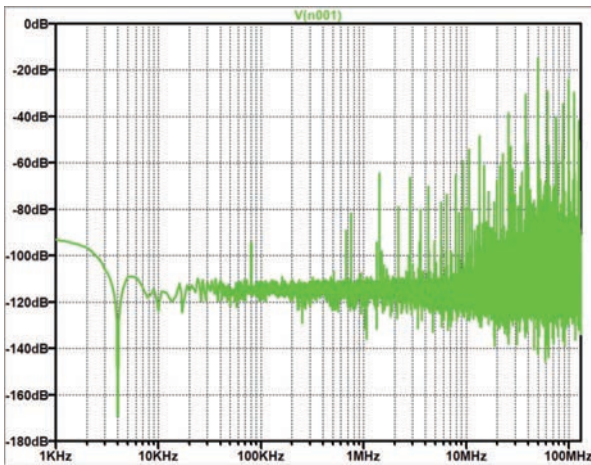


Рис. 3. Спектр импульсов длительностью 3 нс при использовании решателя Normal

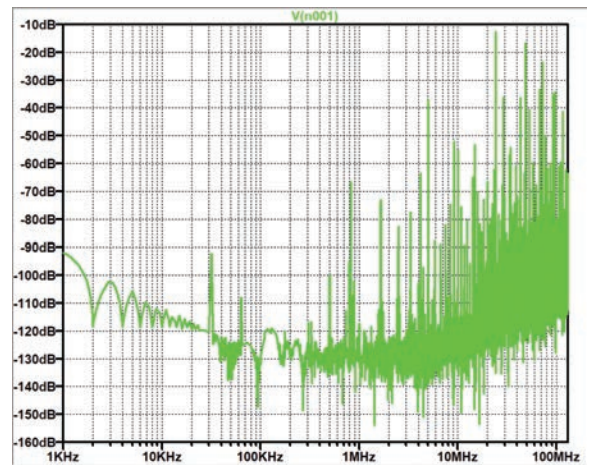


Рис. 5. Спектр импульсов длительностью 0.3 нс при использовании решателя Normal

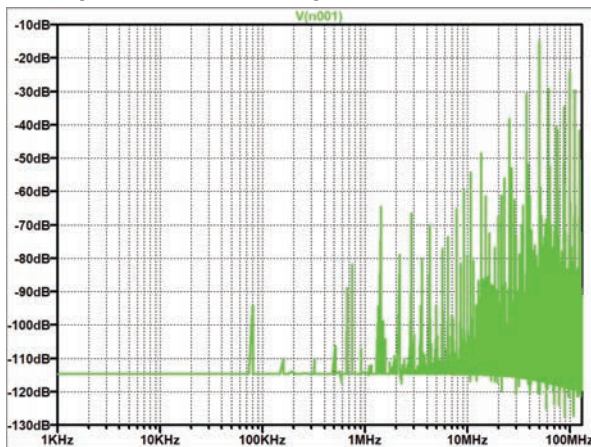


Рис. 4. Спектр импульсов длительностью 3 нс при использовании решателя Alternative

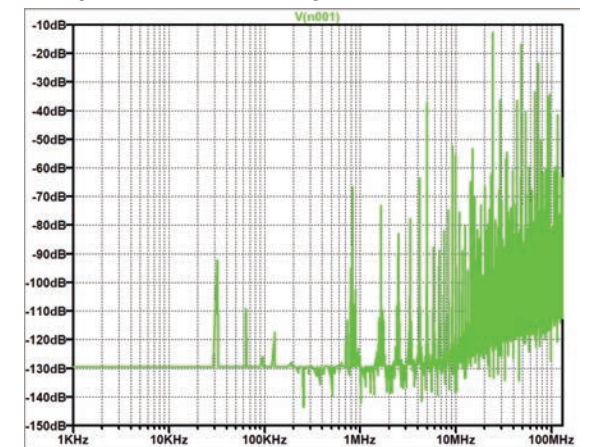


Рис. 6. Спектр импульсов длительностью 0.3 нс при использовании решателя Alternative

Для приведенной на рис. 2 модели время анализа задано равным 1 мс, что соответствует нижней частоте в спектре сигнала 1 кГц (рис. 3 и 4).

Необходимо знать, что в одном сеансе работы с программой невозможно исследовать работу схемы при двух различных решателях, если не провести моделирование повторно. Т.е. после переключения решателя необходимо повторно выполнить моделирование.

Чем шире спектр исследуемого сигнала, тем больше различия в спектре сигналов, измеренных в LTspice. На рис. 5 и 6 приведены спектры импульсного сигнала при длительности импульсов 0.3 нс и длительности фронта и спада 0.01 нс.

На рис. 5 и 6 значительно лучше видно различие результата работы решателей Normal и Alternative.

В LTspice предусмотрена возможность без дополнительных преобразований измерять спектры помех в дБмкВ, что необходимо при оценке различных устройств на соответствие стандартам электромагнитной совместимости.

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 величиной 1 мкВ, как показано на рис. 7.

Для этого необходимо поместить курсор на обо-

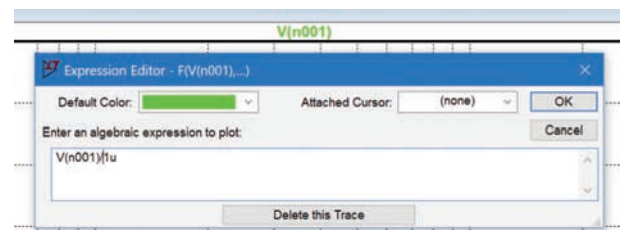


Рис. 7. Окно Expression Edition с внесенными изменениями для измерения спектра в дБмкВ

значение точки, в которой измеряется спектр – V(n001) на рис. 7 и нажать правую кнопку "мыши". В открывшемся окне Expression Editor вписать V(n001)/1u. Все спектральные составляющие должны стать на 120 дБ выше.

На рис. 8 приведен спектр, аналогичный спектру на рис. 4, но пересчитанный в дБмкВ.

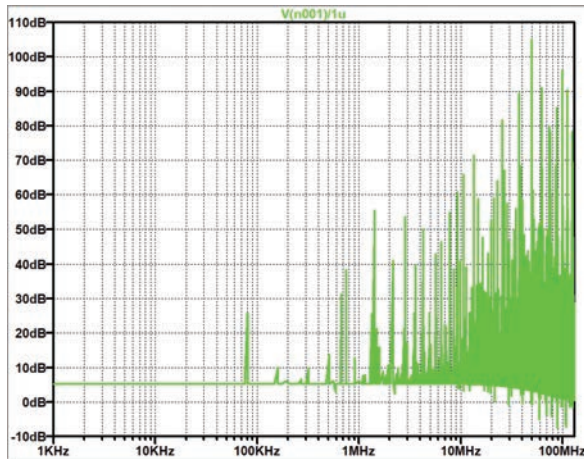


Рис. 8. Спектр импульсов длительностью 3 нс при использовании решателя Alternative, выраженный в дБмкВ

Проверить верность полученного результата можно, сравнив результаты, полученные с помощью LTspice, и пересчитанные по формуле преобразования дБ в дБмкВ. Для эксперимента проведем измерение спектра кондуктивных помех, создаваемых повышающим преобразователем MAX1683 (рис. 9).

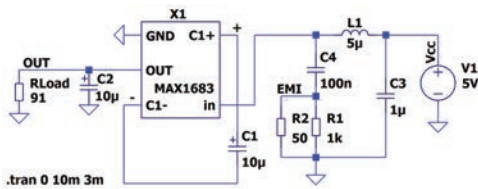


Рис. 9. Модель повышающего преобразователя на ИМС MAX1683

Для измерения уровня кондуктивных помех используется узел LISN, выполненный на элементах L1, C3, C4, R1, R2. Спектр, измеренный в точке обозначенной EMI, приведен на рис. 10.

Уровень спектральной составляющей с частотой 70 кГц равен -40 дБ. Чтобы пересчитать полученные значения в дБмкВ необходимо проделать несколько простых операций [3]:

- преобразовать полученные значения спектральных составляющих в мкВ

$$U_{\text{ЭМП}}(\text{В}) = 10^{\frac{U_{\text{ЭМП}}(\text{дБ})}{20}}$$

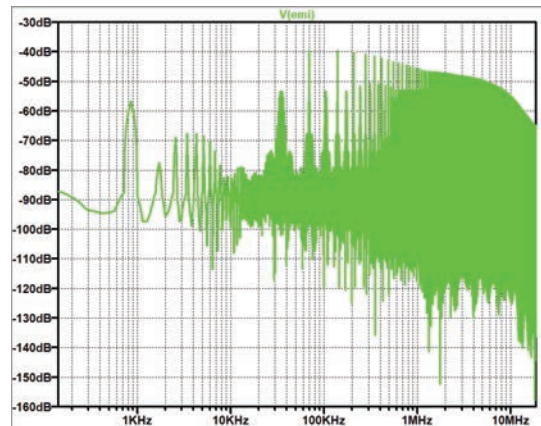


Рис. 10. Спектр кондуктивных помех преобразователя MAX1683, измеренный в дБ

- преобразовать полученное значение в дБмкВ по формуле

$$U_{\text{ЭМП}}(\text{дБмкВ}) = 20 \lg \frac{U_{\text{ЭМП}}(\text{В})}{1.1 \cdot 10^{-6}}$$

Для составляющей 70 кГц пересчитанное значение равно 80 дБ, что соответствует уровню этой составляющей в спектре, приведенном на рис. 11.

Такой спектр легко оценить на соответствие стандартам электромагнитной совместимости.

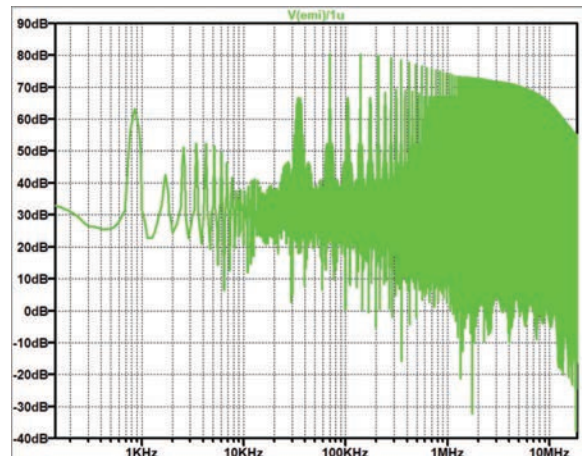


Рис. 11. Спектр кондуктивных помех преобразователя MAX1683, измеренный в дБмкВ

ЛИТЕРАТУРА

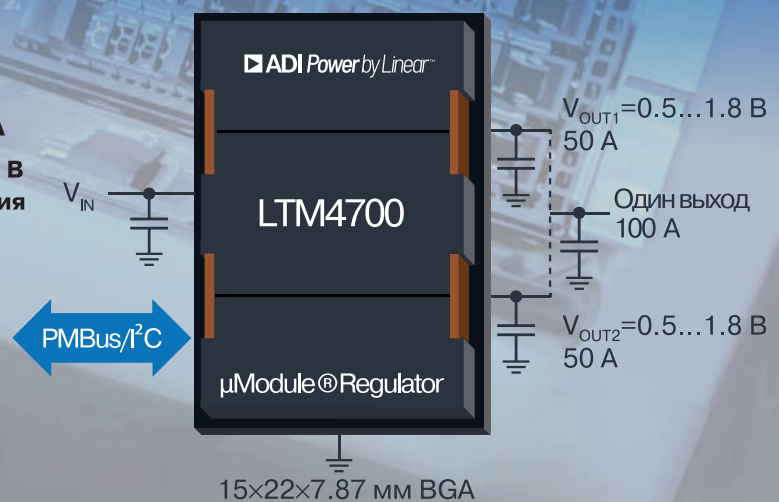
1. http://ltwiki.org/LTspiceHelp/LTspiceHelp/SPICE_.htm
2. http://ltwiki.org/index.php?title=Undocumented_LTspice
3. Timothy Hegarty The Engineer's Guide To EMI In DC-DC Converters (Part 1): Standards Requirements And Measurement Techniques / How2Power Today, December 2017 issue. url: <http://www.how2power.com/newsletters/1712/index.html>

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



МОНИТОР СОСТОЯНИЯ АККУМУЛЯТОРОВ СО СВЕРХНИЗКИМ ТОКОМ ПОТРЕБЛЕНИЯ

BATTERY MONITOR WITH ULTRA-LOW CURRENT CONSUMPTION

В статье приведена информация об особенностях работы монитора состояния аккумуляторов LTC3337, разработанного компанией Analog Devices. Монитор предназначен для контроля степени разряда аккумуляторов в системах с низким энергопотреблением. Применение монитора позволяет избежать отказа устройств из-за разряда аккумулятора. Наличие интерфейса связи I2C позволяет программировать ИМС и передавать информацию о состоянии аккумулятора.

В. Макаренко

Abstract - This article provides information about the features of the LTC3337 batteries monitor, developed by Analog Devices. The monitor is designed to control the discharge of batteries in low-power systems. The use of the monitor allows you to avoid device failure due to battery discharge. The presence of the I2C communication interface allows you to program IC and transmit battery status information.

V. Makarenko

Новая ИМС монитора LTC3337 предназначена для контроля состояния аккумуляторных батарей различных устройств с малой мощностью потребления. Например, LiSOCL2 (литий-тионилхлоридный аккумулятор) или двух (трех) последовательно включенных щелочных аккумуляторов в удаленных промышленных датчиках, системах питания дверных замков, системах резервного питания и других устройствах.

Необходимость контроля состояния аккумуляторов объясняется тем, что при длительном хранении и несоблюдении зарядно-разрядных режимов эксплуатации, аккумуляторы теряют емкость, их внутренне сопротивление возрастает. Измерение внутреннего сопротивления позволяет определить степень старения аккумулятора.

LTC3337 – монитор с минимальным падением напряжения на нем и встроенным прецизионным кулоновским счетчиком предназначенным для размещения в секции с первичной батареей [1]. Запатентованный кулоновский счетчик контролирует разряд батареи, сохраняет эту информацию во внутреннем регистре и передает эту информацию через интерфейс I2C. При разряде аккумулятора до критической величины (программируемое значение) монитор формирует сигнал тревоги – прерывание на выводе IRQ.

Пиковое значение входного тока задается в диапазоне от 5 до 100 мА. ИМС позволяет подключать к выходу батарею, состоящую из суперконденсаторов.

Функциональная схема LTC3337 приведена на рис. 1. Пиковый ток через микросхему задается трехразрядным кодом, подаваемым на входы IPK (3

входа – IPK0...IPK2). Значение кода 000 соответствует максимальному току 5 мА, а 111 – 100 мА. При значении кода на входе старшего разряда 0 изменение кода на 1 приводит к изменению максимального тока на 5 мА, а при IPK2 = 1 – на 25 мА.

Если напряжение $V_{BAT_OUT} < (V_{BAT_IN} - V_{OUT_LOW})$, где номинальное значение V_{OUT_LOW} равно 160 мВ, источник тока включен и ток протекает от входа к выходу.

Если напряжение на выходе достигает значения $V_{BAT_OUT} \geq (V_{BAT_IN} - V_{OUT_HIGH})$, где номинальное значение V_{OUT_HIGH} равно 110 мВ, источник тока выключен. Конденсатор, включенный между выводом BAT_OUT и общим проводом, поддерживает ток в нагрузке, когда источник тока выключен, и должен иметь минимальное значение 100 мкФ для поддержания тока $I_{PEAK} = 100$ мА.

Компаратор с гистерезисом сравнивает напряжения V_{BAT_IN} и $(V_{BAT_OUT} + V_{OUT_HIGH})$ и управляет ключом, который подключает источник тока к выходу. Ширина петли гистерезиса равна 50 мВ. Ключ замыкается на время t_p , во время которого аккумулятор отдает ток в нагрузку, равный I_{PEAK} (рис. 2). Одновременно активируется работа генератора (OSC на рис. 1), период следования импульсов на выходе которого $T = 500$ нс. Счетчик подсчитывает число импульсов, пропорциональное заряду, отданному в нагрузку. Показания счетчика можно прочесть через интерфейс I2C.

Величина заряда, отображаемого младшим битом цифрового кода q_{Isb} определяется по формуле

$$(1) q_{Isb} = \frac{(2^{46} - 1) I_{PEAK} T}{65535}$$

Чтобы обеспечить работу ИМС в различные ис-

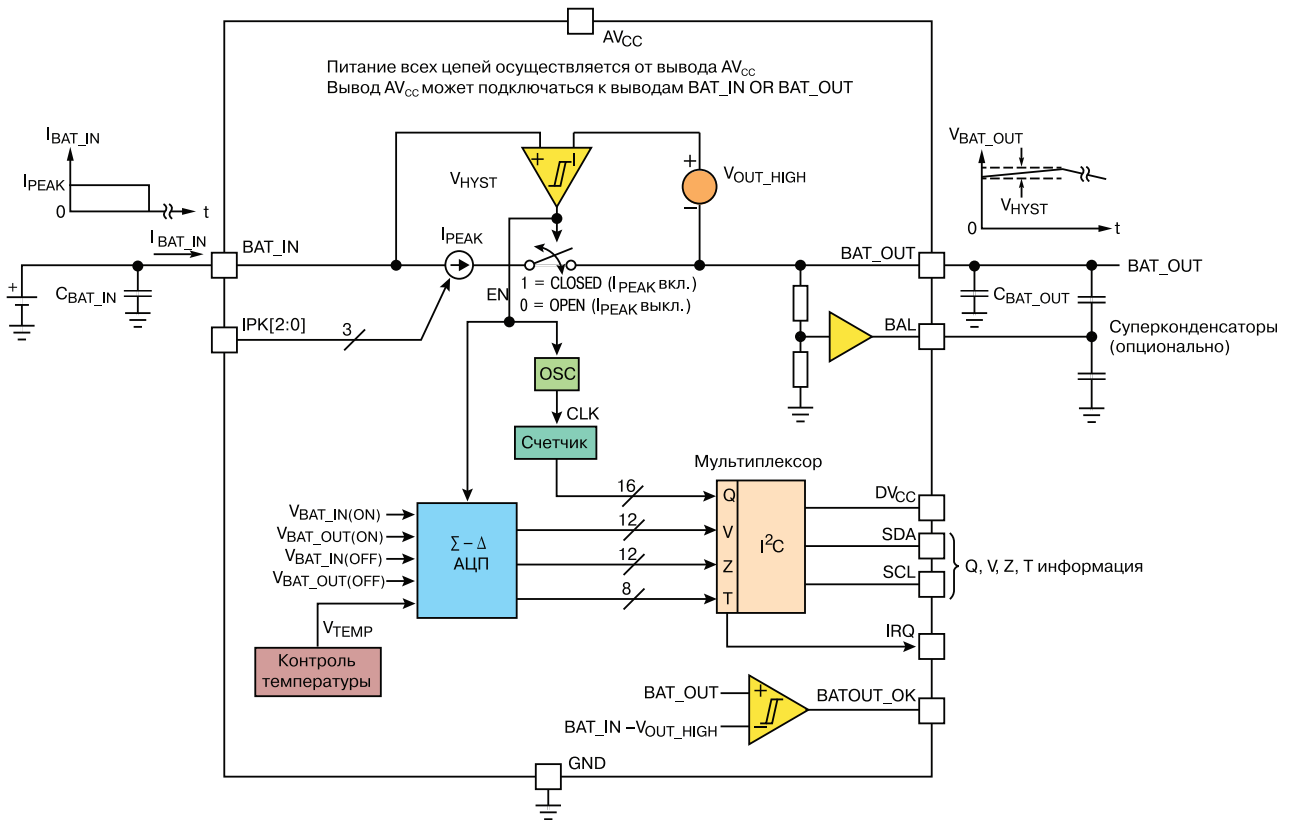


Рис. 1. Функциональная схема LTC3337

точники и значениями пикового тока, в нее встроен программируемый прескаллер. Значение, записанное пользователем в прескаллер, может изменяться от 0 до 15, при записи данных в регистр A[3:0]. По умолчанию в прескаллер записан 0.

Значение прескаллера, зависящее от емкости аккумулятора, можно вычислить по формуле (2)

$$M = \log_2 \left(\frac{65535 q_{Isb}}{Q_{BAT}} \right), \quad (2)$$

где Q_{BAT} – емкость аккумулятора.

Батарея с меньшей емкостью требует более вы-

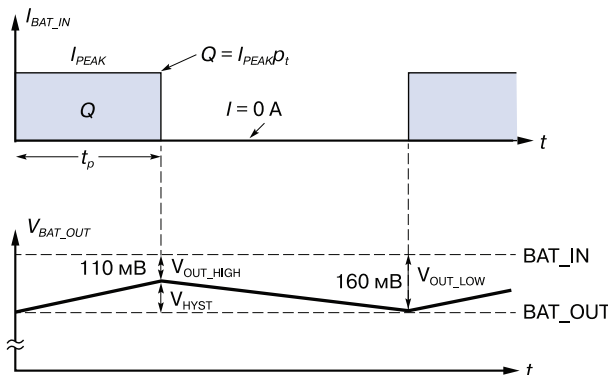


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов монитора

сокого значения M прескаллера, чем для батареи с большей емкостью, при одинаковом значении пикового тока I_{PEAK} . Значение заряда, отображаемое младшим разрядом, для $M > 0$ определяется по формуле (3)

$$q_{Isb_M} = \frac{q_{Isb}}{2^M}, \quad (3)$$

где q_{Isb} – значение заряда при $M = 0$.

Вывод питания AVCC может быть подключен к выходу батареи (вывод BAT_IN) или к выходу ИМС (вывод BAT_OUT). Если вывод AVCC подключен к выводу BAT_OUT, кулоновский счетчик подсчитывает весь заряд, отданный аккумулятором, в том числе и тот, который использован для питания LTC3337. При подключении AVCC к выводу BAT_IN, потребление энергии ИМС LTC3337 не учитывается. Ошибка измерения заряда аккумулятора составляет 1,6%.

LTC3337 содержит 12-разрядный АЦП, который предназначен для измерения напряжения на выводах BAT_IN, BAT_OUT и на выходе датчика температуры. Значение единицы младшего разряда АЦП LSB = 1.465 мВ. Время преобразования составляет примерно 3.5 мс.

Напряжение на выводе BAT_IN измеряется дважды. Первое измерение осуществляется в момент

времени, когда ИМС формирует импульс тока в нагрузку. Второе измерение осуществляется при разомкнутом ключе (ток от аккумулятора на выход ИМС не поступает). Измеренные значения записываются в регистры D ($V_{BAT_IN(ON)}$) и E ($V_{BAT_IN(OFF)}$).

Измерение напряжения выполняется через каждые 1024 цикла, чтобы свести к минимуму ток потребления ИМС.

Импеданс батареи может быть рассчитан по результатам двух измерений напряжения на выводе BAT_IN по формуле

$$Z = (V_{BAT_IN(OFF)} - V_{BAT_IN(ON)}) / I_{PEAK},$$

где индексы ON и OFF указывают на состояние ключа – замкнут или разомкнут, соответственно.

LTC3337 также измеряет температуру кристалла каждые 1024 цикла и хранит ее значения в 8-рядном регистре С.

В случае аварийных ситуаций на выходе IRQ формируется низкий уровень. Информация о причинах аварии хранится в регистре С. Сигнал тревоги можно очистить, записав 1 в бит A[4]. Если появляется другой сигнал тревоги, то при сбросе предыдущего сигнала на выводе IRQ формируется высокий уровень длительностью 1 мкс перед возвратом к нулю. В это время бит прерывания A[4] также устанавливается в ноль.

Существует 4 различных условия формирования сигнала ошибки/тревоги:

1. Переполнение счетчика кулонов (значение C[0] равно "1") из-за неверного выбора значения M прескаллера.

2. Уровень предустановки достигнут (значение C[1] равно "1"). Пользователь должен увеличить порог тревоги в регистре A[15: 8] битах и записать в A[4] значение "1" для сброса сигнала тревоги.

3. Порог нижней температуры, установленный в регистре H, достигнут (значение бита C[2] равно "1").

4. Порог верхней температуры, установленный в регистре H, достигнут (значение бита C[3] равно "1").

Если напряжение на выводе BAT_OUT ниже, чем напряжение BAT_IN не более чем на 160 мВ), то кулоновский счетчик работает правильно при напряжении аккумулятора не менее 2 В. Для расширения диапазона в сторону уменьшения напряжения аккумулятора необходимо записать "1" в A[6] регистра А. При таком значении бита A[6] кулоновский счетчик отключается, отключается контроль пикового тока и

устанавливается низкое сопротивление между выводами BAT_IN и BAT_OUT. При работе в таком режиме необходимо предпринять меры для контроля максимального тока, чтобы он не превысил значение 100 мА. Такой режим рекомендуется использовать только в случае глубокого разряда аккумулятора для продления срока его эксплуатации без подзарядки.

Суперконденсаторы используются в случаях, когда необходима работа с многими циклами быстрого заряда/разряда в течение короткого времени. Суперконденсаторы, имеющие низкое внутреннее сопротивление, обеспечивают высокую плотность мощности и высокие нагрузочные токи. Одним из недостатков суперконденсаторов является их низкая удельная энергия. Поэтому они не могут быть использованы в качестве долговременного источника питания. Кроме того, максимальное напряжение одной ячейки обычно составляет 2.7 В. Если требуется более высокое напряжение, необходимо соединять несколько ячеек последовательно.

Для обеспечения требуемого пика тока при включении или выключении необходимо правильно выбирать емкость конденсатора, подключенного к выходу ИМС. Для обеспечения высокой точности работы счетчика необходимо чтобы ключ, обеспечивающий подключение источника тока к выходу, был замкнут не менее 50 мкс.

Величина выходного тока в режиме включения (ON) и выключения (OFF) определяется по формулам

$$I_{PEAK_ON}time(min) = \left(\frac{C_{OUT} V_{HYST}}{I_{PEAK}} \right),$$

$$I_{PEAK_OFF}time(min) = \left(\frac{C_{OUT} V_{HYST}}{I_{LOAD(max)}} \right),$$

где V_{HYST} – амплитуда пульсаций на выходе ИМС (рис. 2), соответствующая ширине петли гистерезиса. Номинальное значение ширины петли гистерезиса составляет 50 мВ.

Для максимального тока $I_{PEAK} = 100$ мА рекомендуется на выходе ИМС подключить конденсатор емкостью 100 мкФ, для минимального тока 5 мА рекомендуемое значение емкости составляет 4.7 мкФ.

Амплитуда пульсаций зависит от внутреннего сопротивления аккумулятора. Для обеспечения высокой точности подсчета заряда счетчиком рекомендуется выполнять условие $ESR \cdot I_{PEAK} \ll V_{HYST}$, где ESR – внутренне сопротивление аккумулятора.

Емкость входного конденсатора C_{BAT_IN} не должна

быть меньше 10 мкФ, иначе продолжительность цикла включения может стать меньше 3 мкс, что приведет к увеличению погрешности АЦП.

Максимальный непрерывный ток на выходе BAT_OUT не может превышать I_{PEAK} . Однако мгновенное значение тока в отдельные моменты времени, при условии, что среднее значение тока не превышает I_{PEAK} , может быть значительно выше за счет энергии, запасенной в конденсаторе CBAT_OUT. На рис. 3 приведены осциллограммы сигналов при импульсном потреблении тока.

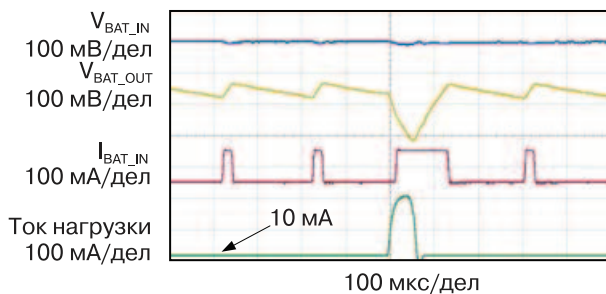


Рис. 3. Осциллограммы сигналов на входе и выходе LTC3337

На рис. 3 показаны осциллограммы, снятые при выходной емкости 100 мкФ, и скачке тока нагрузки равном 200 мА.

Интерфейс I2C обеспечивает скорость передачи информации до 400 кбит/с. Подробную информацию об особенностях интерфейса можно найти в [1].

Основные характеристики LTC3337:

- диапазон входных напряжений 1.8...5.5 В
- собственный ток потребления 100 нА
- 8 программируемых значений пикового тока на выходе ИМС – 5/10/15/20/25/50/75/100 мА
 - контроль заряда аккумулятора
 - интегрированный счетчик заряда
 - контроль напряжения батареи, внутреннего сопротивления аккумулятора и температуры кристалла
 - контроль тока, потребляемого от батареи, и тока нагрузки
 - интегрированное устройство балансировки заряда суперконденсаторов ± 10 мА
 - программируемый прескаллер для обеспечения широкого диапазона измерений при различной емкости аккумуляторов
 - программируемый порог формирования сигнала тревоги на выводе прерываний
 - интерфейс I2C
 - габаритные размеры 2x2 мм

- корпус LFCSP-12.

На рис. 4 приведены зависимости собственного тока потребления ИМС LTC3337 от температуры при различных напряжениях аккумуляторов, а на рис. 5 – зависимость максимального тока на выходе ИМС от температуры.

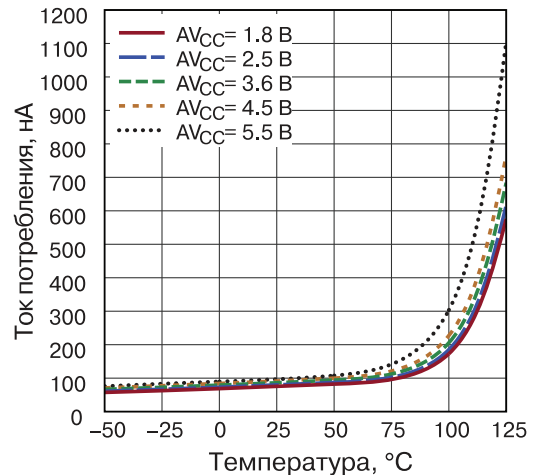


Рис. 4. Зависимости собственного тока потребления ИМС LTC3337 от температуры

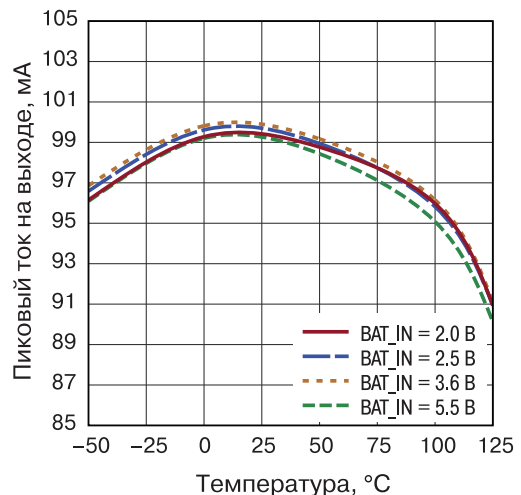


Рис. 5. Зависимости максимального выходного тока ИМС LTC3337 от температуры

Реакцию ИМС на скачки тока в нагрузке иллюстрируют осциллограммы на рис. 6. Из рис. 6 следует, что чем больше ток нагрузки, тем чаще включается заряд выходного конденсатора и тем больше пульсации выходного напряжения.

На рис. 7 приведена схема подключения LTC3337 при использовании на выходе вместо конденсатора двух суперконденсаторов, а на рис. 8 – при питании ИМС от аккумулятора.

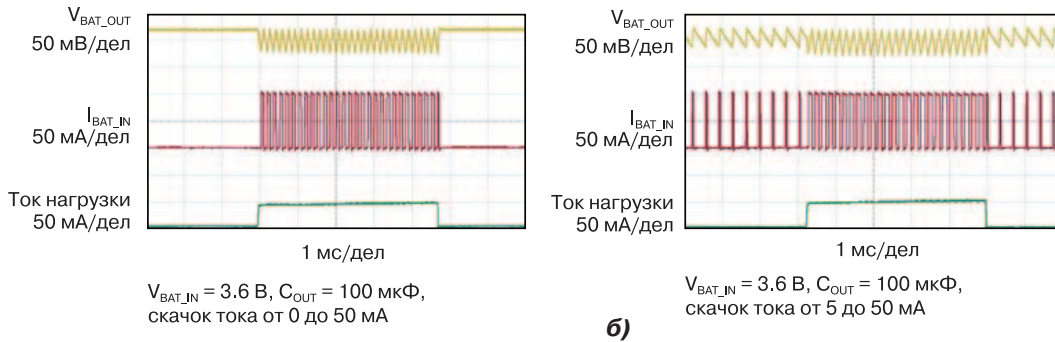


Рис. 6. Осциллограммы входных и выходных токов ИМС LTC3337 при скачке тока нагрузки 50 мА (а) и 45 мА (б)

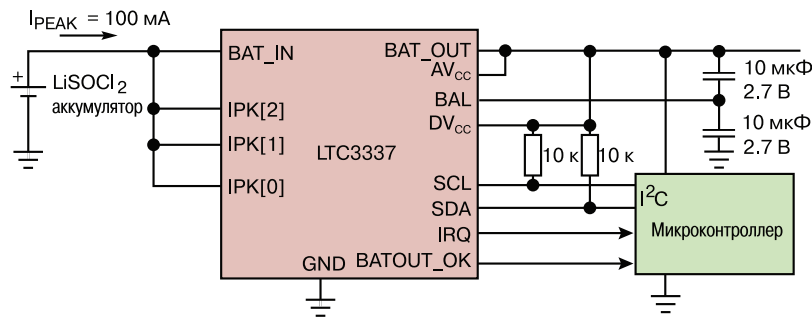


Рис. 7. Схема подключения LTC3337 при использовании на выходе суперконденсаторов

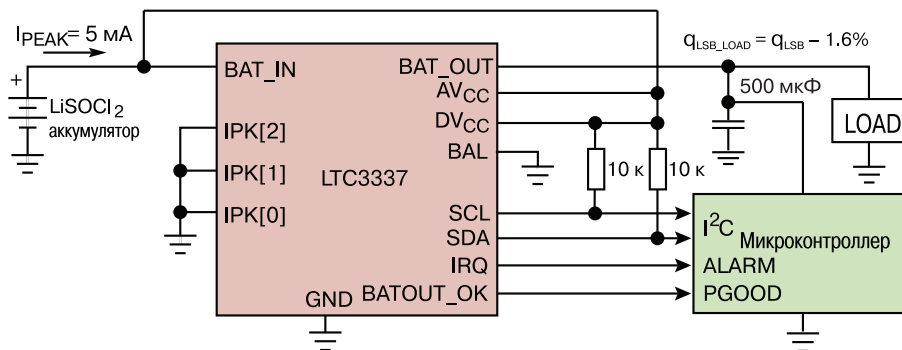


Рис. 8. Схема подключения LTC3337 при питании ИМС от аккумулятора

На рис. 9 и 10 приведены примеры подключения LTC3337 для обеспечения пиковых токов, превышающих значение 100 мА.

Для отладки устройств с использованием LTC3337 компании Analog Devices предлагает отладочную плату DC2973A [2], приведенную на рис. 11.

Плату можно подключить к ПК через интерфейс USB. Программное обеспечение для работы с платой предоставляет пользователю простой графический интерфейс (рис. 12).

Подробное описание работы с платой приведе-

но в [2], а принципиальную схему можно найти в [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ltc3337.pdf>
2. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/dc2973a.pdf>
3. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/eval-board-schematic/dc2973a_schematic.pdf

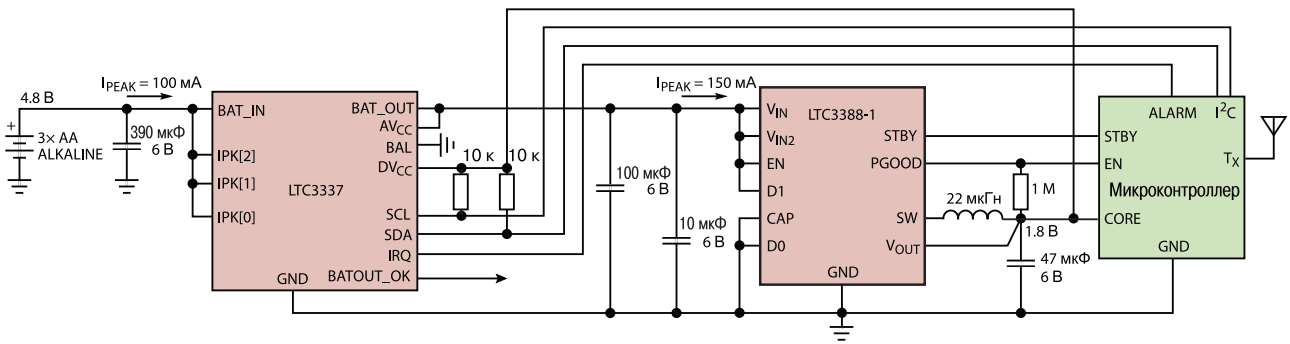


Рис. 9. Схема подключения LTC3337 для питания DC/DC-преобразователя и микроконтроллера с радиоканалом

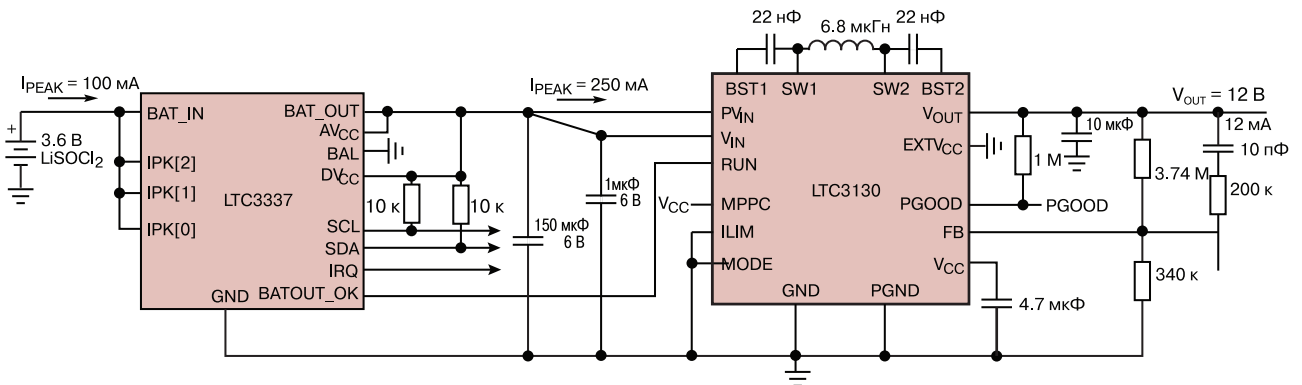


Рис. 10. Схема подключения LTC3337 для питания повышающего преобразователя

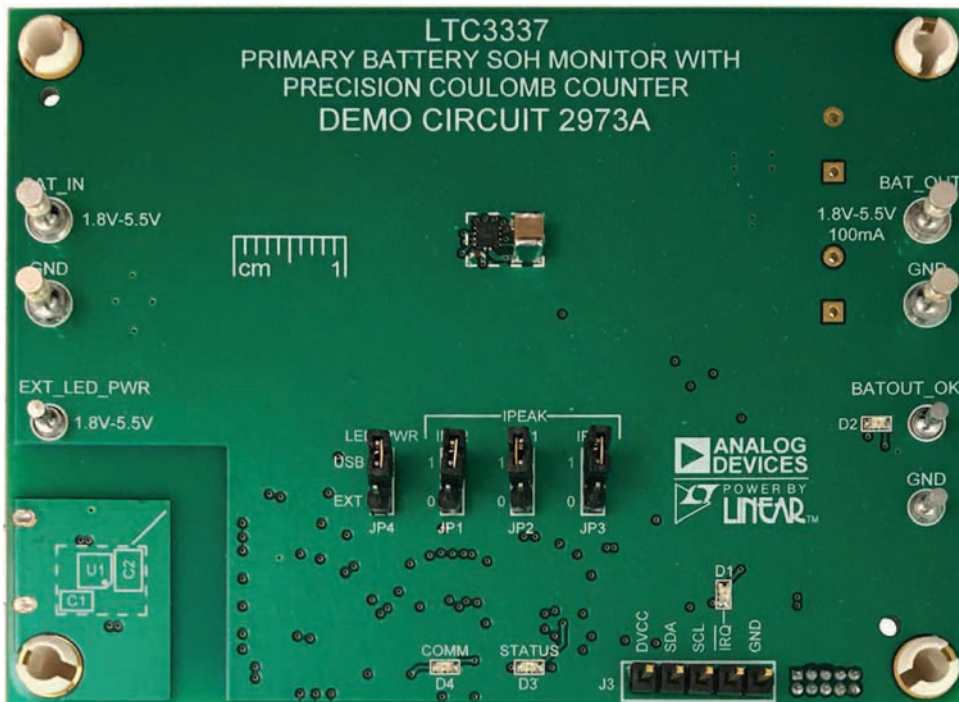


Рис. 11. Отладочная плата DC2973A

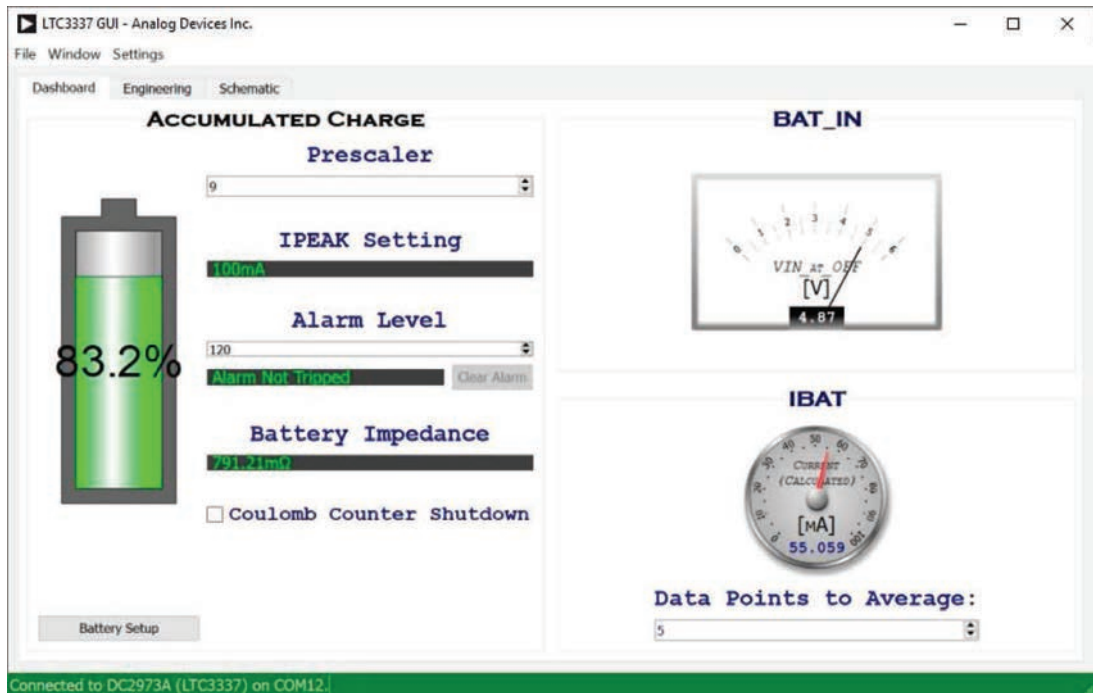


Рис. 12. Главное окно ПО для работы с отладочной платой DC2973A

БЮДЖЕТНЫЕ AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

**RAC01-GA/B, RAC02-GA/B, RAC03-GA/B,
RAC04-GA/B, RAC05-K, RAC10-K/277**

- входное напряжение 85...305 В (AC)
- мощность от 1 до 10 Вт
- выходные напряжения 3.3, 5, 9, 12, 15 и 24 В
- высокая эффективность в широком диапазоне нагрузки
- высокая эффективность при малом токе нагрузки
- защита от короткого замыкания, перегрузки по току и напряжению
- малые габаритные размеры
- интегрированный фильтр электромагнитных помех класса А или В
- диапазон рабочих температур от -40 до 85 °С
- сертифицированы соответствию стандартам UL/IEC/EN60950-1, 62368-1, 60335-1



VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Rescom в Украине

тел.: (044) 201-0202, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (032) 245-5478,
(048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua



IV Міжнародна спеціалізована виставка
низьковольтної електротехніки
та електроніки

ELECTRO INSTALL 2021

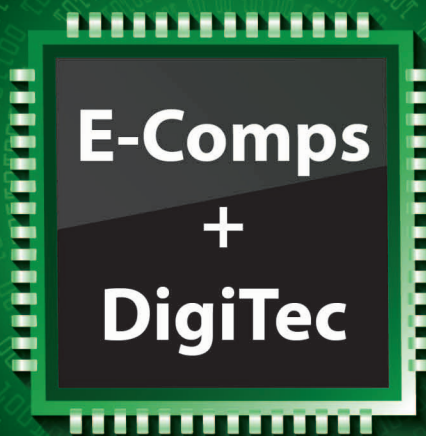
Жовтень 19–21



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

тел.: (044) 201-11-57, 206-87-96, e-mail: lyudmila@iec-expo.com.ua
www.iec-expo.com.ua, www.tech-expo.com.ua

МІЖНАРОДНА
СПЕЦІАЛІЗОВАНА ВИСТАВКА



19–21
ЖОВТНЯ
2021



МІЖНАРОДНИЙ
ВИСТАВКОВИЙ ЦЕНТР
Київ, Броварський проспект, 15
М "Лівобережна"

☎ (044) 201-11-57, 201-11-67
e-mail: lyudmila@iec-expo.com.ua
www.iec-expo.com.ua, мвц, укр,
www.tech-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](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. Головковская, 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