

- цифровой осциллограф
- анализатор спектра
- источник питания
- функциональный генератор
- генератор сигналов произвольной формы
- логический анализатор сигналов с анализатором шины
- генератор испытательных сигналов
- цифровые входы/выходы

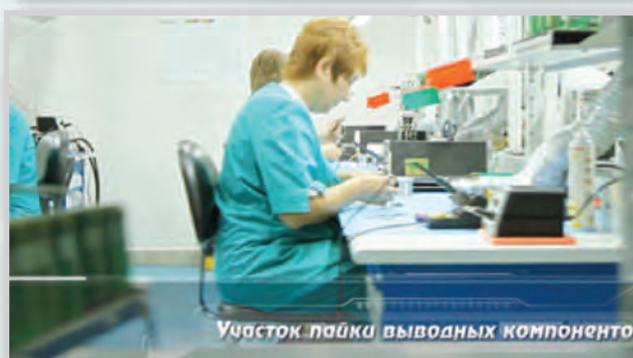


ADALM2000
универсальный
многофункциональный
измерительный прибор



В номере:

- Требования к синхронизации сигма-дельта АЦП
- **ADALM2000 – универсальный многофункциональный измерительный прибор**
- Использование измерительных усилителей для работы с удаленными сенсорами
- Динамическое регулирование мощности потребления в системах сбора данных
- Составной усилитель обеспечивает высокую точность
- Новые DC/DC-преобразователи с низким уровнем электромагнитных помех компании Analog Devices
- Драйверы светодиодов компании Helvar
- Новые драйверы светодиодов компании Mean Well



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
- проведение климатических испытаний (по заказу)

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.

Работы выполняются на оборудовании фирм Samsung, Hanwha Precision Machiners, ESSEMTEC, TWS, PACE, SEHO, Phoenix Digital Tech с применением расходных материалов фирм AIM и Electrolube.

**ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ
И СИСТЕМЫ**

 2019 июль-сентябрь
№ 3 (227)

 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.
Подписной индекс 40633

Директор фирмы VD MAIS:
В.А. Давиденко

Главный редактор:
В.А. Романов

Редакционная коллегия:
В.А. Давиденко
В.В. Макаренко
В.Р. Охрименко
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

- П. Чапор
Требования к синхронизации сигма-дельта АЦП3
- П. Батлер
Особенности применения фильтров защиты от наложения спектров в прецизионных АЦП поразрядного уравнивания8
- А. Майклаус, Д. Мерсер
ADALM2000 – универсальный многофункциональный измерительный прибор в одном корпусе 13
- Х. Хашеми
Использование измерительных усилителей для работы с удаленными сенсорами 15
- Б. Петипас
Динамическое регулирование мощности потребления в системах сбора данных 19
- Т. Бренд
Как преобразовать интенсивность света в электрический сигнал22
- Дж. Ромбола, Ч. Тран
Чем отличается дискретный дифференциальный усилитель от интегрального аналога25
- Дж. Логвинарио
Составной усилитель обеспечивает высокую точность и поддерживает функции мощного драйвера28
- В. Макаренко
О выборе параметров составного усилителя33
- Ф. Достал
В каких случаях миниатюрные корпуса ИМС лучше обычных ..39
- ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ**
- В. Макаренко
Новые DC/DC-преобразователи с низким уровнем электромагнитных помех компании Analog Devices42
- В. Котигорошко
Драйверы светодиодов компании Helvar51
- В. Котигорошко
Новые драйверы светодиодов компании Mean Well: XLG-25/50/75/100/150/200/24060

ASK THE APPLICATIONS ENGINEER

P. Czapor
Sigma-Delta ADC Clocking – More Than Jitter 3

P. Butler
Antialiasing Filtering Considerations for High Precision SAR Analog-to-Digital Converters 8

A. Miclaus, D. Mercer
ADALM2000 One Board – Multiple Instruments 13

H. Hashemi
Remote Sensing Using a High Precision Instrumentation Amplifier..... 15

B. Petipas
Introduction to Dynamic Power Scaling 19

T. Brand
How to Convert Light Intensity Into an Electrical Quantity ..22

J. Rombola, Ch. Tran
Discrete Difference Amplifier vs. an Integrated Solution25

J. Loquinario
Composite Amplifiers: High Output Drive Capability with Precision28

V. Makarenko
About choosing composite amplifier parameters.....33

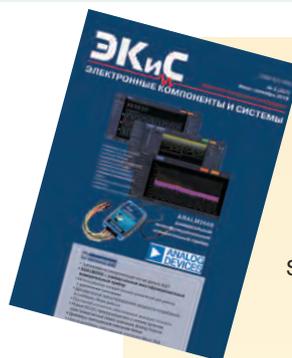
F. Dostal
When Smaller Is Better39

POWER SUPPLIES

V. Makarenko
New DC/DC converters with low electromagnetic interference from Analog Devices42

V. Kotigoroshko
Helvar LED power supplies51

V. Kotigoroshko
New Mean Well LED power supplies: XLG-25/50/75/100/150/200/24060



ELECTRONIC COMPONENTS AND SYSTEMS
 July-September 2019
 No. 3 (227)

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.R. Okhrimenko
 Dr. Ilija 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

ТРЕБОВАНИЯ К СИНХРОНИЗАЦИИ СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП *

В статье рассмотрены особенности синхронизации прецизионных АЦП, а также даны рекомендации для построения схем формирования тактовых импульсов с минимальным уровнем дрожания фронтов.

П. Чапор

SIGMA-DELTA ADC CLOCKING – MORE THAN JITTER

Abstract – In this article it is discussed the importance of the clock and offer guidance on proper designs for high performance converters.

P. Czapor

Одним из основных преимуществ современных сигма-дельта и поразрядных АЦП является то, что они просты в обслуживании по сравнению с преобразователями ранних поколений. Это упрощает задачу использования таких достаточно сложных устройств в разных системах и приборах. Средства высокоточного кодирования остаются практически одними и теми же в разных системах применения, изменяется только их программное обеспечение. Основное препятствие такого подхода заключается в том, что достаточно сложно одновременно обеспечить максимально возможные по точности параметры АЦП для постоянных сигналов, а также аудио и видеосигналов в широкой полосе частот. Прежде всего, это относится к синхронизации и качеству тактовых сигналов таких преобразователей. Поэтому в статье рассматриваются особенности проектирования прецизионных сигма-дельта и поразрядных АЦП с учетом требований к организации их синхронизации.

В литературе хорошо изучена проблема зависимости характеристик АЦП от дрожания фронтов тактовых импульсов. Дрожание фронтов тактовых импульсов является одной из основных причин уменьшения отношения сигнал/шум (SNR). Связь между этими параметрами может быть выражена следующим отношением

$$SNR = -20 \lg(2\pi f_{IN} \delta t_{RMS}). \quad (1)$$

Если источников шума в АЦП больше, для оценки отношения SNR следует использовать выражение (2).

$$SNR = -10 \lg \left[\left(\frac{A}{\sqrt{2}} \right)^2 \left(\sqrt{2} \times \pi f_{IN} \times A \times \delta t_{RMS} \right)^2 + e_v^2 \right], \quad (2)$$

где e – среднеквадратичное значение теплового шума; A – амплитуда входного сигнала; f_{IN} – частота входного сигнала; δt_{RMS} – среднеквадратическое

значение погрешности, вызванной дрожанием фронтов тактовых импульсов, равное

$$\delta t_{RMS} = \sqrt{\delta t_{INT}^2 + \delta t_{EXT}^2}. \quad (3)$$

Выражение (3) верно для некоррелированных случайных погрешностей. Как следует из (2), отношение SNR зависит от частоты входного сигнала f_{IN} , погрешности δt_{RMS} и теплового шума. На высоких частотах SNR определяется в основном величиной погрешности δt_{RMS} . На рис. 1 приведены зависимости, построенные в соответствии с выражениями (1) и (2) для идеального и реального АЦП.

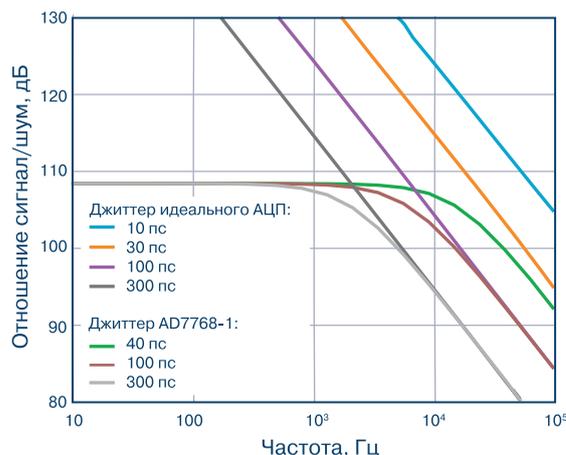


Рис. 1. Зависимость SNR от частоты входного сигнала для идеального и реального АЦП (ИМС AD7768-1) при разном уровне дрожания фронтов тактовых импульсов

На рис. 2 показана связь между уровнем дрожания фронтов тактовых импульсов и частотой входного сигнала АЦП для разного числа достоверных двоичных разрядов ENOB.

Такое влияние дрожания фронтов тактовых импульсов на точность преобразования современных АЦП заставляет разработчиков искать новые схемотехнические и конструктивные решения для по-

* Czapor P. Sigma-Delta ADC Clocking – More Than Jitter. Analog Dialogue, 53–04, April, 2019. www.analog.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

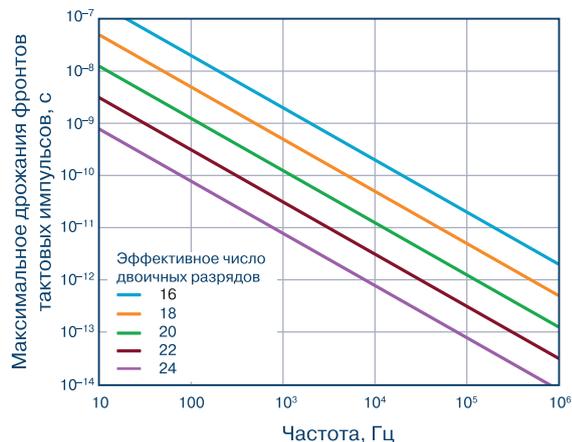


Рис. 1. Максимально допустимое дрожание фронтов тактовых импульсов в зависимости от частоты входного сигнала АЦП для разного числа достоверных двоичных разрядов

строения генераторов тактовых сигналов. Из (1) и (2) следует, что явная связь погрешностей и отношения сигнал/шум с частотой выборки АЦП не прослеживается. Это связано с тем, что сверхвыборка ослабляет влияние частоты выборки и практически не влияет на погрешность, вызванную дрожанием фронтов тактовых импульсов. Связь между среднеквадратичным значением погрешности δt_{RMS} , вызванной дрожанием фронтов тактовых импульсов, и частотой выборки определяется выражением (4).

$$\delta t_{RMS} = \frac{\sqrt{\int_{f_{min}}^{f_{max}} L(f) df}}{2\pi f_s}, \quad (4)$$

где $L(f)$ – фазовый шум спектральной функции распределения (с одной боковой полосой); f_{min} и f_{max} – минимальная и максимальная частоты преобразования, f_s – частота выборки.

Вклад погрешности δt_{RMS} , как следует из (4), тем больше, чем меньше частота выборки f_s . Погрешность квантования и тепловой шум могут быть значительно ослаблены путем сверхвыборки (использования режима передискретизации) и сдвига спектра этих погрешностей за пределы полосы полезного сигнала. Отметим, что погрешность квантования с увеличением частоты сверхвыборки ослабляется быстрее, согласно выражению (5), чем погрешность δt_{RMS} , как следует из выражения (6).

$$S_{QUANTIZATION} \approx \frac{\pi^{2N}}{(2N+1)} \times \frac{1}{M^{2N+1}} \times \frac{\Delta^2}{12} M \gg 1, \quad (5)$$

где $S_{QUANTIZATION}$ – ослабление погрешности квантования за счет сверхвыборки; M – отношение частоты сверхвыборки к частоте выборки; Δ – основная по-

грешность при коэффициенте передискретизации M .

$$S_{jitter} \approx \frac{(2 \times \pi f_{IN} \times \delta t_{RMS})^2}{M} \times \frac{\Delta^2}{8}, \quad (6)$$

где S_{jitter} – ослабление погрешности δt_{RMS} за счет сверхвыборки.

Выражение (7) иллюстрирует ослабление шума квантования ($S_{QUANTIZATION}$) для сигма-дельта АЦП второго порядка при сверхвыборке, равной M^5 .

$$S_{QUANTIZATION(N=2)} \approx \frac{\pi^4}{5} \times \frac{1}{M^5} \times \frac{\Delta^2}{12} M \gg 1. \quad (7)$$

Как следует из приведенных на рис. 3 зависимостей, сверхвыборка уменьшает шум квантования в большей мере, чем уровень шума, вызванный дрожанием фронтов тактовых импульсов.

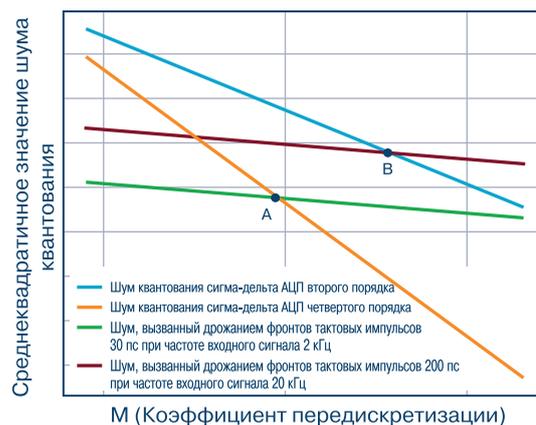


Рис. 3. Зависимости уровня шума квантования и шума, вызванного дрожанием фронтов тактовых импульсов, от отношения частоты сверхвыборки к частоте выборки АЦП, равного M

Точка А на графике свидетельствует о том, что для сигма-дельта АЦП четвертого порядка шум дрожание фронтов тактовых импульсов должно быть меньше 30 пс. Точка В на рис. 3 свидетельствует о том, что сигма-дельта АЦП второго порядка нечувствителен к дрожанию фронтов тактовых импульсов в пределах 200 пс при преобразовании входного сигнала частотой 20 кГц. Отметим, что отношение сигнал/шум АЦП, как следует из (2), зависит от амплитуды входного сигнала. Чем она меньше, тем меньше это отношение, поэтому для оптимизации данного параметра АЦП необходимо учитывать область его применения, включая динамический диапазон входного сигнала. Кроме того, следует принять во внимание то, что показатель отношения SNR удобен для сравнения различных типов АЦП, но не всегда достаточен при выборе преобразова-

теля для конкретного применения. В этом случае дополнить данный параметр можно динамическим диапазоном неискаженного сигнала (Spurious Free Dynamic Range – SFDR), который в современных АЦП достигает 150 дБ.

Для анализа искажений сигнала в процессе преобразования желательно проанализировать смешанный спектр входного и шумового сигналов с помощью быстрого преобразования Фурье (FFT). Результаты такого анализа можно проиллюстрировать фазовым шумом, т.к. фазовый шум и шум, вызванный дрожанием фронтов тактовых импульсов, имеют практически одну и ту же природу. График зависимости фазового шума АЦП от смещения (ухода) частоты приведен на рис. 4.

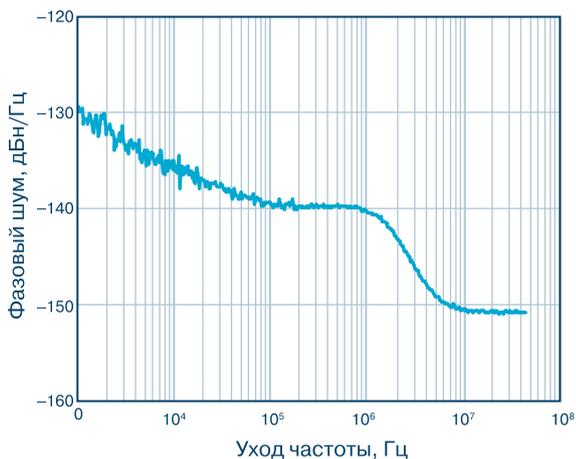


Рис. 4. Зависимость фазового шума ФАПЧ генератора тактовых импульсов AD9573 от ухода частоты

Для большей наглядности фазовый шум может быть представлен в виде плотности распределения фазового шума с центральной частотой, равной частоте дискретизации, как показано на рис. 5.

Отметим, что шум, вызванный дрожанием фронтов тактовых импульсов, влияет на работу ЦАП в цепи обратной связи, как сигма-дельта, так и поразрядного АЦП, как показано на рис. 6. На рис. 6 CLK – тактовый сигнал, DT DAC – сигнал на выходе ЦАП, CN NRZ и CN RZ – сигналы управления ЦАП, Δt – дрожание фронта сигнала управления. Из этого рисунка следует, что погрешность формирования сигнала на выходе ЦАП зависит от интервала дискретизации.

Еще один элемент в составе АЦП, работа которого зависит от качества цифрового сигнала управления, – это фильтр на основе коммутируемых конденсаторов. Таким образом, дрожание фронтов

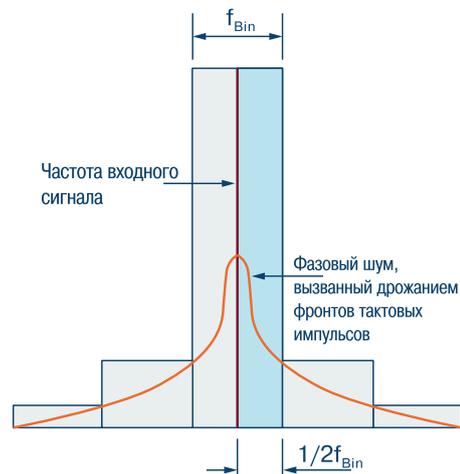


Рис. 5. Плотность распределения фазового шума вокруг частоты дискретизации

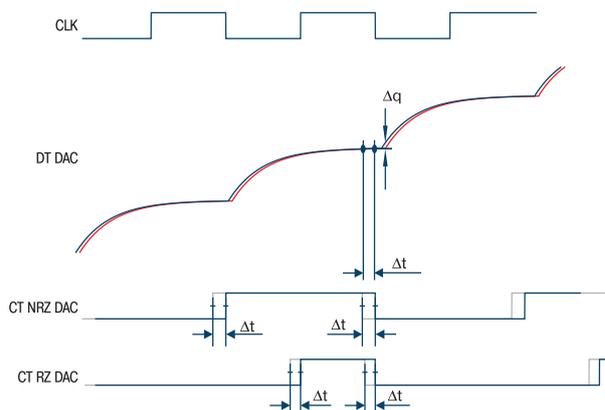


Рис. 6. Временные диаграммы сигналов управления и выходного сигнала ЦАП

тактовых импульсов прецизионных АЦП существенно ограничивает их точность преобразования. Приведем ряд схемотехнических и конструктивных решений, позволяющих повысить стабильность работы генераторов тактовых импульсов.

Высококачественные тактовые сигналы должны иметь крутые фронт и спад. Это позволяет уменьшить уровень дрожания фронтов. К сожалению, при распространении тактовых сигналов по проводникам печатной платы на их качество влияет отраженная волна. Структурные схемы источника тактовых сигналов и АЦП с различным уровнем отраженных волн приведены на рис. 7. Отметим, что в каждой из приведенных схем сопротивление линии связи и входное/выходное сопротивление терминала должны быть согласованы. В нашем случае это сопротивление равно 50 Ом.

Учитывая, что в АЦП тактовые сигналы, формируемые цифровыми источниками с цифровым пита-

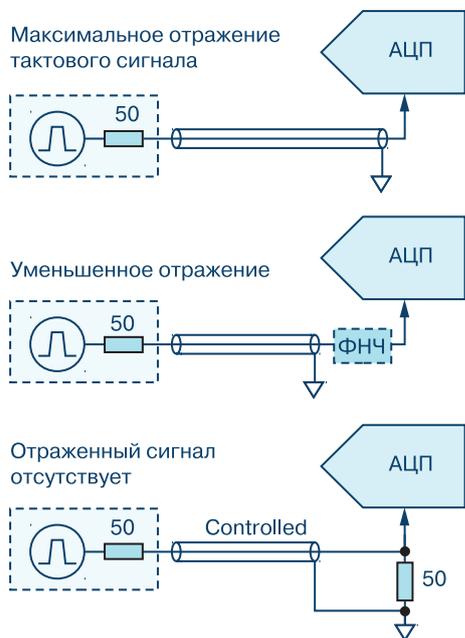


Рис. 7. Примеры неудачного, хорошего, и наиболее удачного проектирования цепей передачи тактовых сигналов

нием, могут поступать в аналоговые цепи с аналоговым питанием, это может привести к значительному искажению тактовых сигналов, как показано на рис. 8.

Уровень дрожания тактовых импульсов, вызванный нестабильностью питания, можно уменьшить за счет высококачественной развязки цепей питания. Например, модуляторы в ряде сигма-дельта АЦП имеют как аналоговое, так и цифровое питание, что может привести к возникновению паразитных выбросов в цепях аналоговых сигналов или к возникновению электромагнитных помех в цифровых узлах модулятора. Снизить влияние высокочастотных помех можно за счет проводящих колец вокруг проблемных выводов ИМС АЦП. Для низкочастотных цепей, если цепи питания и земли расположены в разных углах

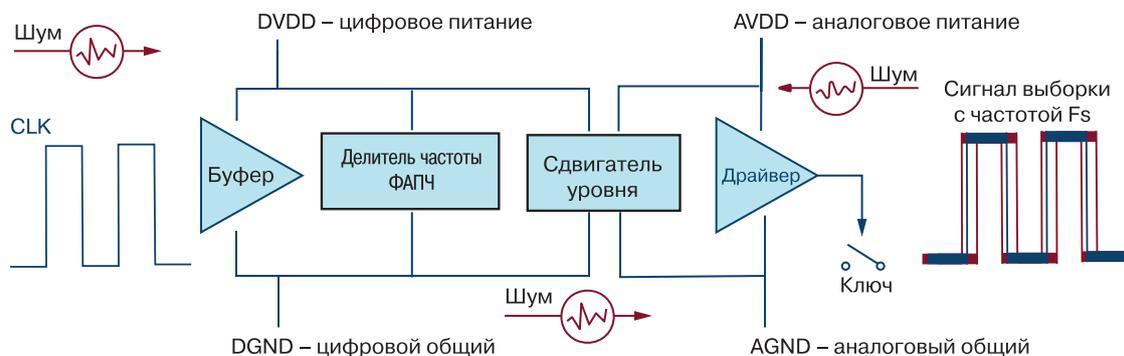


Рис. 8. Пример искажения тактовых сигналов под воздействием помех в цепях питания и цепях аналогового и цифрового общего провода

кристалла, как показано слева на рис. 9, необходимо использовать развязывающие конденсаторы, расположенные в непосредственной близости от выводов питания и общего провода ИМС.

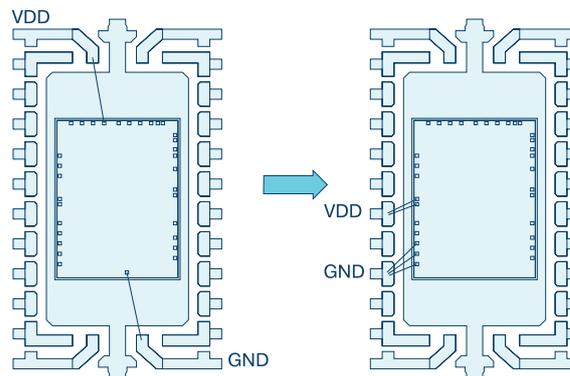


Рис. 9. Примеры разводки печатной платы для линейных цепей (слева) и цепей формирования тактовых импульсов (справа)

На рис. 10 показаны некорректная (слева) и корректная (справа) конфигурация проводников на печатной плате для подключения развязывающего конденсатора, снижающего уровень дрожания фронтов тактовых импульсов.

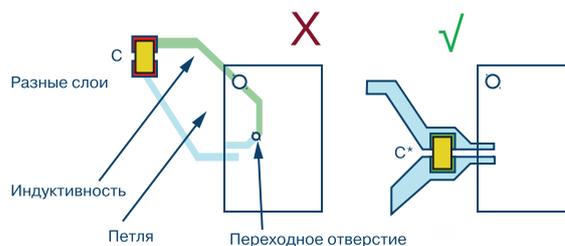


Рис. 10. Некорректная (слева) и корректная (справа) разводка печатной платы для установки развязывающего конденсатора C

Отметим, что чем выше частота тактовых импуль-

сов, тем меньше уровень дрожания их фронтов, потому для высокочастотных АЦП следует использовать формирователь с максимально возможной частотой импульсов с делителем на выходе. Так, например, в ИМС АЦП AD9573 (рис. 11) используется генератор с частотой 2,5 ГГц, а тактовая частота собственно преобразователя составляет 33 и 100 МГц.

Еще одним источником дрожания тактовых импульсов может быть некорректное расположение линии для тактовых сигналов выборки и линий тактировки цифрового интерфейса. Как правило, для таких целей используются разные формирователи тактовых сигналов, а линии для каждой последовательности тактовых сигналов следует размещать на разных слоях печатной платы.

С учетом рассмотренных особенностей формирования тактовых сигналов и минимизации дрожания фронтов тактовых импульсов компанией Analog Devices в 2018 году был разработан прецизионный АЦП AD7768-1, смещение нуля которого не превышает 100 мкВ в полосе входного сигнала до 100 кГц. Динамический диапазон неискаженного сигнала этого преобразователя составил 140 дБ. В этом АЦП ис-

пользовано несколько методов для уменьшения дрожания тактовых сигналов. На тестовой печатной плате этот параметр не превосходил 30 пс (с.к.з.).

ВЫВОДЫ

Для обеспечения высокой точности аналого-цифрового преобразования недостаточно выбрать прецизионную ИМС АЦП. Важной особенностью таких ИМС являются высокие требования к формирователям тактовых импульсов, в частности, к обеспечению минимально возможного дрожания фронтов тактовых импульсов. А это, в свою очередь, зависит от качества используемых источников питания и качества разводки печатной платы такого АЦП. При этом конечный успех такой разработки зависит еще от корректного использования схемотехнических и структурных методов построения генераторов тактовых импульсов. Примеры таких решений рассмотрены в настоящей публикации. Их преимущества подтверждены параметрами нового сигма-дельта преобразователя AD7768-1 с разрешением 24 двоичных разряда.

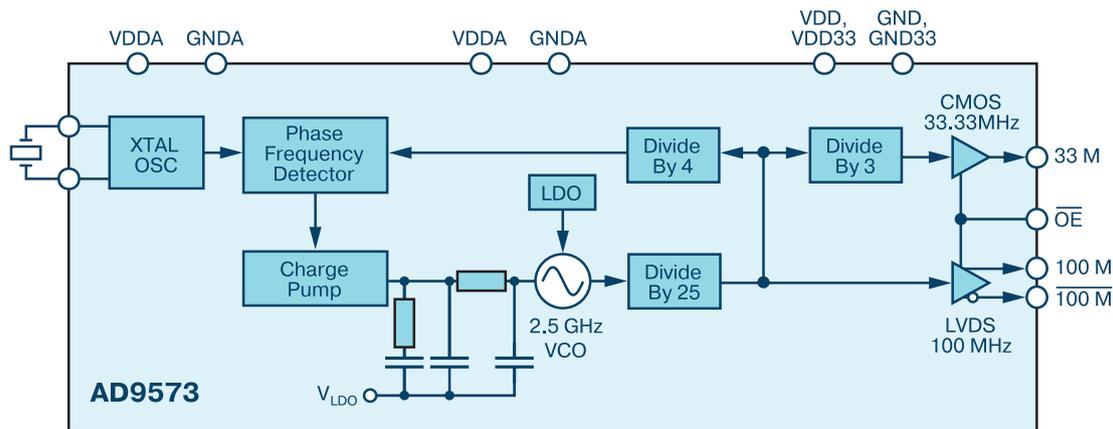


Рис. 11. Структурная схема АЦП AD9573

VD MAIS
Печатные платы



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

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

Цены – оптимальные.

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

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@vdmajs.ua, www.vdmajs.ua

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ФИЛЬТРОВ ЗАЩИТЫ ОТ НАЛОЖЕНИЯ СПЕКТРОВ В ПРЕЦИЗИОННЫХ АЦП ПОРАЗРЯДНОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ *

Увеличение частоты выборки прецизионных АЦП с одновременным применением фильтров защиты от спектров наложения получило существенное развитие в последние несколько лет. Особенности оптимального сочетания аналоговых и цифровых фильтров без увеличения сложности прецизионных АЦП раскрыты на конкретных примерах в настоящей публикации.

П. Батлер

ANTI_ALIASING FILTERING CONSIDERATIONS FOR HIGH PRECISION SAR ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS

Abstract – Sampling rates and filtering techniques have evolved significantly over the past two decades and it is now possible to use a combination of analog and digital filters to achieve a better compromise between performance and complexity. Examples of such of the combination are considered in the article.

P. Butler

С появлением Интернета вещей, облачных технологий и технологий big data увеличились требования к оцифровке аналоговых сигналов. АЦП стали ключевыми элементами в цепи цифровизации аналогового мира. Точность и быстродействие современных АЦП существенно возросли, расширились области их применения, которые включают процессы управления, распределения электроэнергии, технологии измерения и визуализации в медицине и приборостроении. Современные поразрядные и сигма-дельта АЦП имеют разрешение до 24 разрядов при частоте выборки несколько мегагерц и 32 разряда при частоте выборки сотни килогерц. Когда динамический диапазон преобразователя превышает 100 дБ, возникает проблема защиты такого АЦП от спектров наложения. Развитие современной элементной базы позволяет обеспечить разумное сочетание аналоговых и цифровых фильтров в прецизионных преобразователях, что позволяет повысить точность измерительного канала без суще-

ственного увеличения сложности АЦП. Пример типовой структуры измерительного канала системы сбора данных приведен на рис. 1.

После нормализации дифференциального или несимметричного сигнала (усиление, масштабирование, сдвиг уровня и т.п.) на входе АЦП используется аналоговый фильтр для удовлетворения требованиям критерия Найквиста. Если в системе сбора данных использован режим сверхвыборки, то применяется цифровая фильтрация. Во многих случаях, связанных с применением АЦП высокого разрешения, необходимо обеспечить большой динамический диапазон входного сигнала. Однако с увеличением динамического диапазона желательно сохранить компактность схемы, малое потребление и невысокую стоимость.

Ранее при построении быстродействующих АЦП с высоким разрешением для обеспечения большого динамического диапазона использовали усилители с программируемым коэффициентом усиле-

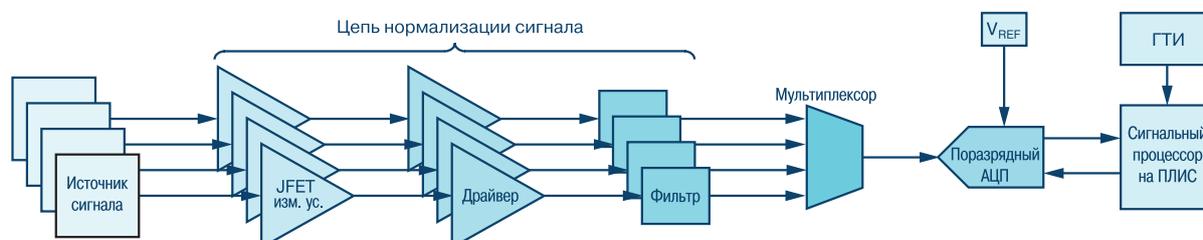


Рис. 1 Типовая структура измерительного канала

* Butler P. *Antialiasing Filtering Considerations for High Precision SAR Analog-to-Digital Converters. Analog Dialogue*, 52-09, September, 2018. www.analogdialogue.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

ния, которые имели скорость переключения выше, чем у компараторов, или включали параллельно несколько АЦП с разными диапазонами входных сигналов. Такие решения имели высокую сложность, низкую линейность, ограниченную полосу пропускания и невысокую частоту выборки. Применение режима сверхвыборки позволило преодолеть перечисленные недостатки. Этот режим дает возможность увеличить отношение сигнал/шум и соответственно увеличить число достоверных двоичных разрядов. Это происходит за счет того, что полоса шума сдвигается в высокочастотную область, где шум может быть ослаблен с помощью цифровой фильтрации примерно на 3 дБ на каждую октаву, как показано на рис. 2. Другими словами, сверхвыборка с коэффициентом 4 теоретически позволяет увеличить отношение сигнал/шум на 6 децибел (или на один достоверный разряд), как следует из приведенного ниже уравнения.

$$\frac{S}{B} = 6.02N + 1.76 + 10 \lg \left(\frac{F_{se}}{2BW} \right). \quad (1)$$

Суммируя вышеизложенное, отметим, что сверхвыборка не только повышает точность преобразования, но и позволяет ослабить требования к аналоговому фильтру защиты от спектров наложения (Antialiasing Analog Filter) на входе АЦП.

В идеальном случае фильтры в измерительной цепи должны иметь максимально плоскую амплитудную характеристику в широком частотном диапазоне, соответствующую точности АЦП, и в достаточной степени ослаблять сигналы вне заданной полосы пропускания. Форма переходной характеристики должна иметь максимально возможную крутизну. Таким образом, фильтр защиты от наложения спектров ослабляют сигналы в ложных поло-

сах и шумы.

В зависимости от применения фильтров следует учитывать сдвиг фазовой характеристики фильтра и в случае необходимости компенсировать его. Несмотря на тривиальность перечисленных рекомендаций, выполнить их достаточно трудно, если используются быстродействующие АЦП с разрешением 24 бит и выше. Поэтому режим сверхвыборки используют не только для увеличения отношения сигнал/шум, но и для ослабления требований к аналоговым фильтрам защиты от спектров наложения. Как следует из рис. 3, сверхвыборка распространяется на переходную полосу фильтра между частотой среза на уровне -3 дБ и полосой заграждения. Порядок аналогового фильтра защиты от спектров наложения обратно пропорционален коэффициенту сверхвыборки.

Современные микросистемные технологии позволяют получить поразрядные преобразователи с частотой выборки от 1 до 15 МГц и разрешением не менее 18 бит. Для сравнения широкополосные сигма-дельта АЦП имеют более высокое разрешение, но частота преобразования этих преобразователей не превышает сотен килоггерц, при этом они обязательно должны быть укомплектованы встроенным цифровым фильтром. В свою очередь, поразрядные АЦП могут работать без цифровых фильтров, за исключением тех, для которых применяется режим сверхвыборки. Это преобразователи LTC2512 и LTC2500-32.

Фирма Linear Technology, которая стала сейчас подразделением компании Analog Devices, разработала первый в мире 20-разрядный АЦП поразрядного уравнивания в 2014 году. Этот АЦП LTC2378-20 и сейчас является одним из лучших преобразователей подобного типа. АЦП AD4020 –

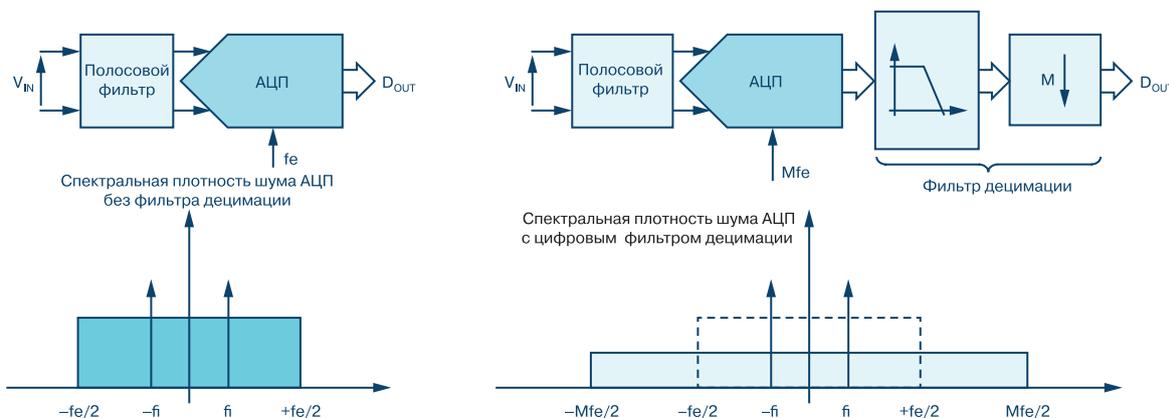


Рис. 2. Спектральная плотность шума АЦП без фильтра децимации (слева) и с цифровым фильтром децимации (справа)

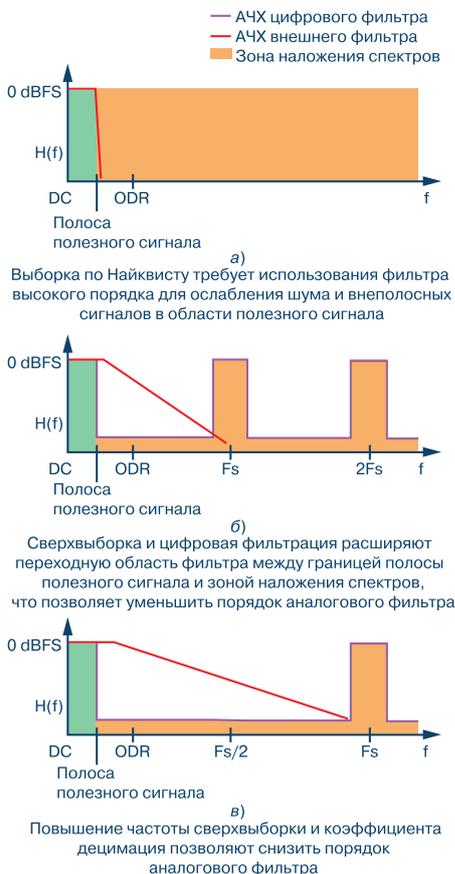


Рис. 3. Сверхвыборка, цифровая фильтрация и децимация позволяют уменьшить порядок аналогового фильтра защиты от спектров наложения

20-разрядный преобразователь компании Analog Devices. Он отличается низким уровнем шумов и малым энергопотреблением при максимальной частоте выборки 1.8 МГц.

Отметим, что для продвижения на рынок подобных устройств АЦП должен отвечать некоторым ключевым требованиям. Прежде всего, это относится к частоте выборки. Заряд/разряд входных цепей такого АЦП усложняет повышение частоты выборки. Для преодоления этих трудностей на входе АЦП используют усилители-драйверы. В качестве такого драйвера в составе АЦП AD4020 использован прецизионный усилитель с соответствующей полосой пропускания. Малое время преобразования АЦП, которое составляет 350 нс, дает возможность увеличить время выборки и снизить частоту последовательного кода на его выходе. Если в измерительном канале используется гальваническая развязка цифровых цепей, более низкая частота последовательного кода обеспечивает уменьшение электромагнитных помех.

Наряду с этим преобразователем могут быть использованы другие АЦП данного семейства с разрешением 16 и 18 бит, а также АЦП семейства AD7980. Напряжение питания этих АЦП составляет 1.8 В, потребление не более 15 мВт, частота выборки до 1.8 МГц. Такое потребление приводит к минимуму теплового излучения кристаллов АЦП, что позволяет минимизировать размеры печатной платы для измерительного канала. Имея частоту выборки 1 МГц (LTC2378-20) и 1.8 МГц (AD4020), эти преобразователи позволяют реализовать режим сверхвыборки для звуковой полосы частот.

В последнее время одной из основных тенденций в микроэлектронике является существенное уменьшение размеров корпусов микросхем, что привело к широкому использованию последовательных интерфейсов, совместимых с SPI-шиной и портами синхронизации оконечных устройств. Так, например, для АЦП LTC2378-20 и AD4020 тактовая частота канала передачи данных по последовательному интерфейсу должна составлять не менее 65 МГц, как показано на рис. 4. Выражения для оценки цикла преобразования приведены ниже

$$t_{cyc} = e_{conv} + t_{acq}, \tag{2}$$

$$F_s = 1 / t_{cyc}, \tag{3}$$

$$t_{acq} = 1 / F_{sck}, \tag{4}$$

где t_{cyc} – время цикла, t_{conv} – время преобразования, t_{acq} – время выборки, F_s – частота выборки, F_{sck} – частота синхронизации последовательного интерфейса.

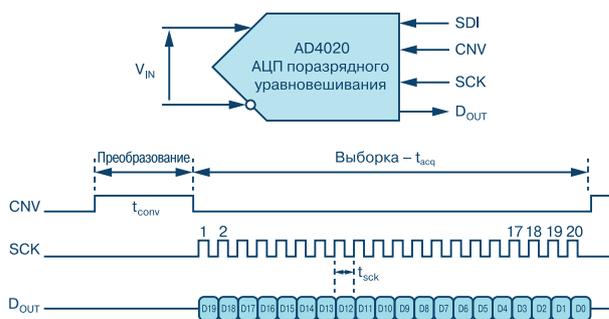


Рис. 4. Временные диаграммы сигналов АЦП AD4020

Время преобразования преобразователя AD4020 составляет 325 нс, частота выборки, равная 1 МГц, обеспечивает время выборки 675 нс. Отсюда частота считывания данных по последовательному порту равна 33 МГц. Эта частота соответствует частоте последовательного порта сигнального процессора типа SHARC® ADSP-21479. Для преобра-

зователей типа LTC2512 и LTC2500-32 в режиме сверхвыборки частота синхроимпульсов может быть снижена, что позволяет использовать цифровой фильтр на выходе АЦП.

Современные системы сбора данных имеют возможность осуществлять выборку сигналов по множеству каналов. Такие системы включают большое число преобразователей под управлением одного контроллера или сигнального процессора, предназначенного для сбора данных и записи их в память для последующей обработки. Этими процессорами могут быть представители семейства SHARC ADSP-21479 или ADSP-21489 с тактовой частотой 450 МГц. Эти устройства имеют все необходимые узлы для управления восемью АЦП. Сигнальный процессор ADSP-21479 включает множество периферийных узлов для поддержки потоков данных от параллельно включенных восьми преобразователей, как показано на рис. 5.

В схему включены преобразователи последовательного кода в параллельный (Deserializer) и контроллер DMA для записи данных во внутреннюю память процессора. В табл. 1 приведены параметры прецизионных поразрядных АЦП, совместимых с сигнальными процессорами.

Как уже отмечалось, при использовании режима сверхвыборки на выходе АЦП следует использовать

фильтр-дециматор с конечной импульсной характеристикой.

Отметим, что в то время, как энергопотребление АЦП можно легко определить, исходя из параметров, приведенных в спецификации, подобные расчеты для сигнального процессора гораздо сложнее, так как зависят от множества факторов, прежде всего, режимов работы, типа реализуемых фильтров, используемой тактовой частоты и многих других. Расчеты режимов потребления сигнальных процессоров в различных режимах работы содержатся в специальных публикациях (the technical notes), к которым разработчики в случае необходимости могут обратиться.

ВЫВОДЫ

Одним из способов повышения точности измерительного канала является применение режима сверхвыборки в АЦП. Это позволяет сдвинуть шум АЦП в высокочастотную область и ослабить его с помощью цифрового фильтра. Режим сверхвыборки применяют как в сигма-дельта, так и поразрядных АЦП. Однако в преобразователях со сверхвыборкой необходимо применять фильтры защиты от спектров наложения.

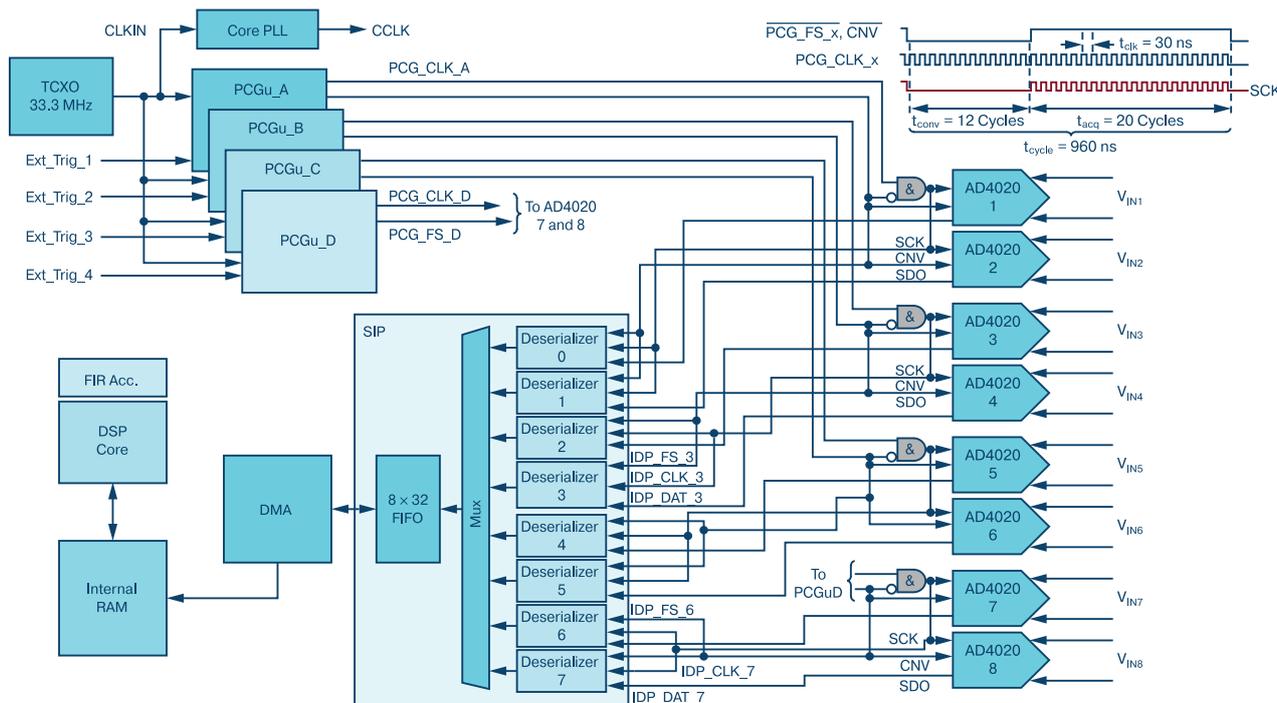


Рис. 5. Структурная схема подключения восьми 20-разрядных АЦП поразрядного уравнивания с частотой выборки 1 МГц к сигнальному процессору семейства SHARC

Таблица. Параметры прецизионных АЦП поразрядного уравнивания, совместимых с сигнальными процессорами

Параметр	Тип АЦП							
	AD4020 и ADSP-21479	LTC23788 и ADSP-21489	AD4020 и ADSP-BF532	LTC23788 и ADSP-BF532	LTC2512 -24	LTC2500-32	AD7768-1 среднее быстродействие	AD7768-1 высокое быстродействие
Тип преобразователя	Поразрядный						Сигма-дельта	
Число разрядов	20	20	20	20	24	32	24	24
Режим сверхвыборки	да	да	да	да	да	да	да	да
Тип фильтра	КИХ	КИХ	КИХ	КИХ	КИХ	КИХ	КИХ	КИХ
Частота выборки, МГц	1	0.91	1.8	1	1.0	1	4	8
Отношение сигнал/шум, дБ (от полной шкалы)	112	116	115	116	114	116	113.7	116.9
Мощность потребл. АЦП, мВт	10.8	24.8	15	24.8	32	30	19.7	36.8
Мощность потребл. DSP, мВт	185	832	70	75	–	–	–	–
Число каналов	8	8	4	4	1	1	1	1

Параметры АЦП компании Analog Devices, временные диаграммы их работы при различных схемах включения с использованием как аналоговых, так и цифровых фильтров защиты от спектров наложения

подтверждают преимущества режима сверхвыборки как для одноканальных, так и для многоканальных применений.

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



- автоматизированный монтаж SMD-компонентов (до 2,5 млн в сутки)
- автоматизированная селективная пайка компонентов, монтируемых в отверстия
- монтаж прототипов печатных плат
- 100% автоматический оптический контроль качества монтажа
- изготовление опытных образцов изделий
- мелко- и крупносерийное производство
- 10-летний опыт контрактного производства
- гарантия качества

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

Цены – оптимальные.

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

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, Telit, Vacuummelze, Xilinx, Yitran

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

ADALM2000 – УНИВЕРСАЛЬНЫЙ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРИБОР В ОДНОМ КОРПУСЕ *

Разработчики электронной аппаратуры постоянно нуждаются в обновлении приборного парка, включая генераторы сигналов, осциллографы, логические анализаторы и т.д. Если пойти по пути приобретения автономных приборов, то это потребует много места на рабочем столе, при этом суммарная стоимость отдельных приборов может составить даже не сотни, а тысячи долларов. Универсальный многофункциональный измерительный прибор в одном корпусе ADALM2000 является новым шагом в решении данной проблемы.

А. Майклаус, Д. Мерсер

ADALM2000 ONE BOARD - MULTIPLE INSTRUMENTS

Abstract - Any electronics designers need to upgrade their hardware and start using equipment such as signal generators, oscilloscopes, logic analyzers, etc. These standalone instruments might cost a fortune (usually hundreds, if not thousands of dollars) and require large spaces for usage and storage. The ADALM2000 is new step in multiple instruments.

A. Miclaus, D. Mercer

На рис. 1 показан внешний вид, а на рис. 2 – структурная схема многофункционального измерительного прибора ADALM2000.



Рис. 1 Внешний вид многофункционального измерительного прибора ADALM2000

Диапазон частот входных сигналов прибора составляет 10 МГц. Прибор прост в эксплуатации и может быть использован как разработчиками, так и студентами, радиолюбителями и др.

Прибор содержит 12-разрядные АЦП и ЦАП с частотой выборки 100 МГц, отличается миниатюрными размерами и имеет множество режимов работы. Таблица этих режимов и схема подключения приведена на рис. 3.

Особенности прибора ADALM2000:

- интерфейсы USB 2.0, Ethernet и Wi-Fi
- два аналоговых дифференциальных входа

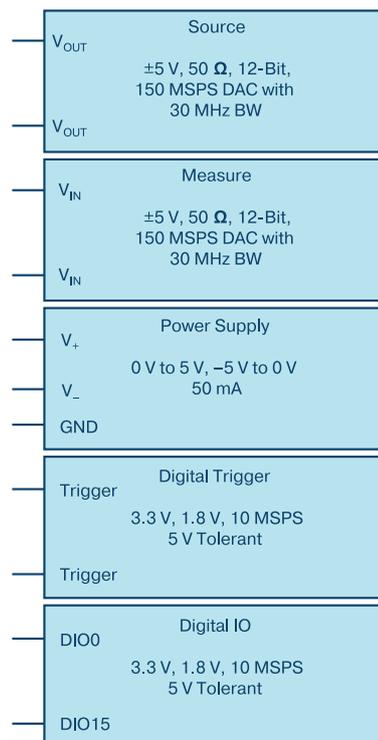


Рис. 2. Структурная схема многофункционального измерительного прибора ADALM2000

общего назначения: $U_{вх} = \pm 25\text{ В}$, $R_{вх} = 1\text{ МОм}$, $C_{вх} = 30\text{ пФ}$, АЦП = 12 бит, $f_{дискр.макс} = 100\text{ МГц}$, $f_B = 25\text{ МГц}$

- два аналоговых выхода общего назначения: $\pm 5\text{ В}$,

* Miclaus A., Mercer D. ADALM2000 One Board - Multiple Instruments. Analog Dialogue, June, 2019. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

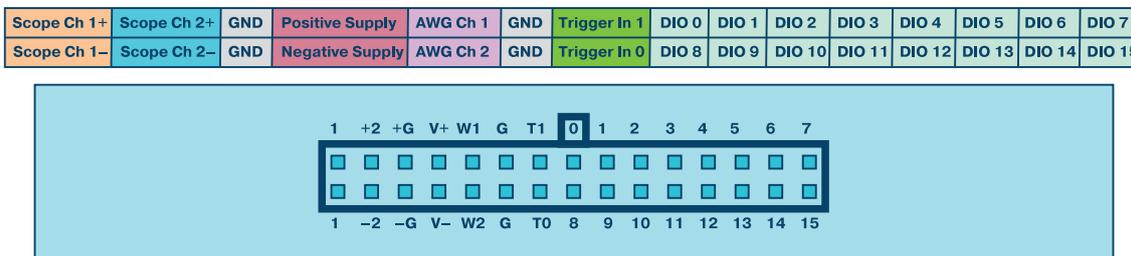


Рис. 3 Таблица режимов работы ADALM2000 и схема подключения внешних выводов

несимметричный, 50 Ом, 12 бит, 150 МГц ЦАП, полоса 30 МГц

- два регулируемых источника питания: 0...5 В и -0...5 В, 50 мА
- 16 цифровых входов/выходов 0...5 В и -0...5 В, 50 мА.

Прибор ADALM2000 работает под управлением ПК с программным обеспечением Scopy software package компании Analog Devices для графического отображения сигналов, которое поддерживает графический интерфейс пользователя GUI (рис. 4).

Интерфейс обеспечивает реализацию следую-

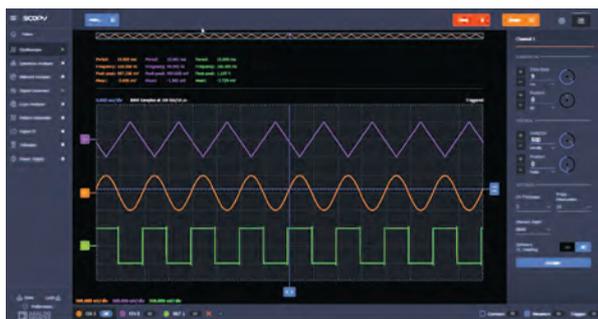


Рис. 4. Графический интерфейс пользователя Scopy GUI для поддержки работы ADALM2000

щих режимов работы прибора ADALM2000:

- вольтметр
- цифровой осциллограф
- анализатор спектра
- источник питания
- функциональный генератор
- генератор сигналов произвольной формы
- логический анализатор сигналов с анализатором шины
 - генератор испытательных сигналов
 - цифровые входы/выходы.

Подробную информацию о режимах работы прибора можно получить на сайте: Scopy wiki page. Осциллограмма испытательных сигналов, сформированных генератором прибора ADALM2000, приведена на рис. 5.

Вид экрана ПК в режиме осциллографа (на базе

прибора ADALM2000) приведен на рис. 6.

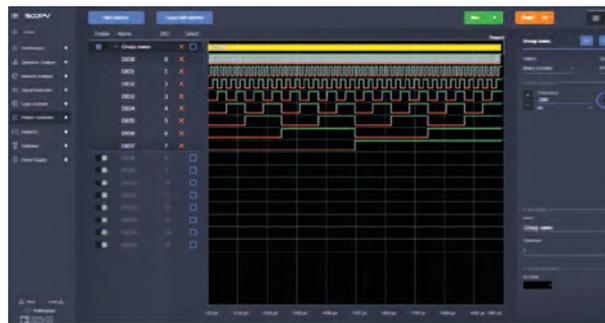


Рис. 5. Осциллограммы сигналов, сформированных генератором испытательных сигналов на базе ADALM2000

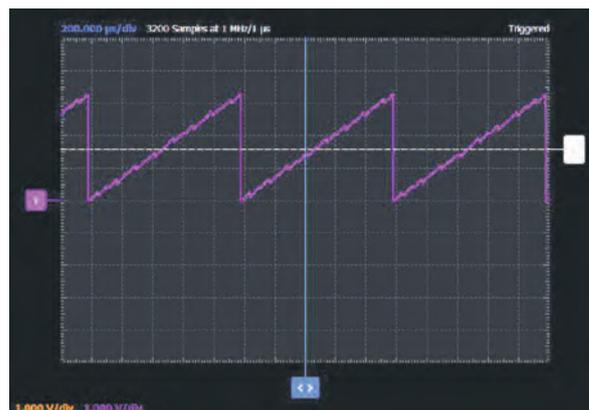


Рис. 6. Отображение сигналов на экране ПК в режиме осциллографа на базе ADALM2000

ВЫВОДЫ

Разработанный компанией Analog Devices портативный многофункциональный измерительный прибор ADALM2000 предназначен для инженеров и студентов. Он позволяет осуществлять формирование и контроль сигналов при разработке электронных узлов, а также выполнять множество лабораторных работ по схемотехнике, электронике, приборостроению, проводить испытания разработанных приборов и устройств. Отличается простотой эксплуатации и малыми размерами.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ РАБОТЫ С УДАЛЕННЫМИ СЕНСОРАМИ *

REMOTE SENSING USING A HIGH PRECISION INSTRUMENTATION AMPLIFIER

В статье рассматриваются преимущества применения измерительных усилителей с большим КОСС в схемах усиления сигналов от удаленных датчиков на примере тензометров. Предложены методы повышения устойчивости измерительных усилителей к шумам и помехам, нестабильности питания и дрейфу компонентов измерительного канала. Приведены результаты экспериментальных исследований точности измерительных усилителей, позволяющие разработчикам оценить особенности конкретного применения таких усилителей в своих разработках.

Х. Хашеми

H. Hashemi

На рис. 1 приведена схема моста Уитстона для измерения сопротивлений. Преимуществом схемы является устойчивость к температурному дрейфу ее параметров. С выхода мостовой схемы снимается дифференциальное напряжение, как правило, низкого уровня, пропорциональное измеряемому параметру. Измерительный усилитель усиливает малый дифференциальный сигнал, ослабляя синфазное напряжение помехи.

Резистивные сенсоры, например тензометры, могут находиться в удалении от центральных измерительных узлов. Это могут быть весоизмерительные платформы для измерения веса транспортных средств при их движении, строительные конструкции и т.п.

Отметим, что использование даже экранирован-

Abstract - In this article, it is explored some ways to take advantage of instrumentation amplifiers' balance and excellent dc/low frequency common-mode rejection (CMR) for use with resistive transducers (for example, strain gage) when the sensor is physically separated from the amplifier. It is presented methods to increase the noise immunity of such gain stages while making them less sensitive to supply variation and component drift. Measured performance values and results also are presented to show the accuracy range in order to allow a quick evaluation for end-user applications.

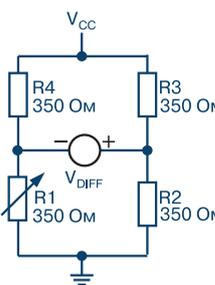


Рис. 1. Схема моста Уитстона для измерения сопротивлений резисторов и резистивных сенсоров

ной витой пары для подключения удаленного тензометра к мостовой схеме, как показано на рис. 2, может не дать удовлетворительных результатов.

Проблема заключается в том, что экранированная витая пара не полностью защищает канал от

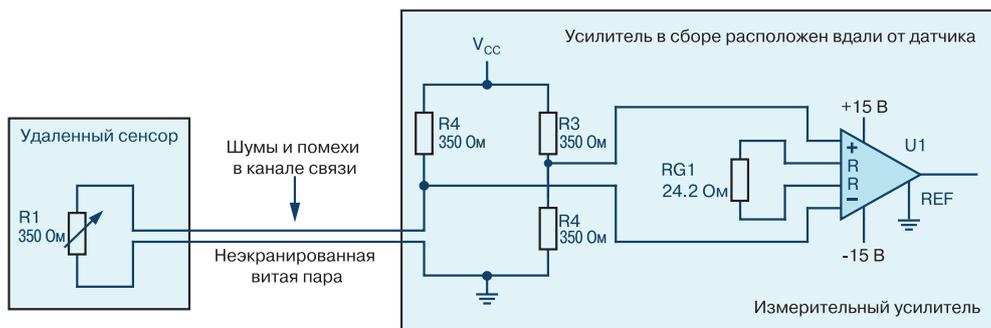


Рис. 2. Измерительная система с удаленным сенсором

* Hashemi H. Remote Sensing Using a High Precision Instrumentation Amplifier. www.analog.com. Analog Dialogue, 52-12, December, 2018. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

внешних электромагнитных помех, если длина кабеля достаточно велика. Поэтому на выходе усилителя наблюдается значительный шум, как показано на осциллограмме, рис. 3.

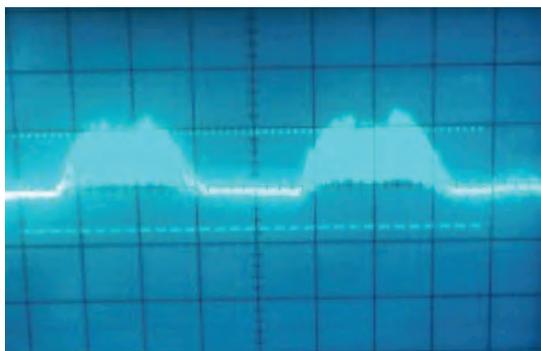


Рис. 3. Осциллограмма шумов частотой 120 Гц на выходе измерительного усилителя (цена деления – 0,1 В по вертикали и 2 мс по горизонтали)

Одним из путей повышения устойчивости к шуму измерительного канала является применение двух линий связи, выполненных на основе неэкранированных витых пар (unshielded twisted pair – UTP), как показано на рис. 4. Измерительный усилитель типа LT6370 имеет КОСС, равный 120 дБ, и при такой схеме включения позволяет существенно ослабить влияние внешних синфазных электромагнитных помех на измерительный канал и параметры схемы в целом.

Учитывая высокий уровень КОСС измерительного усилителя LT6370, можно использовать схему измерительного канала с одной линией связи на основе витой пары, как показано на рис. 5. Для поддержания полной идентичности сигналов на входах измерительного усилителя U1 используется специальная входная цепь (часть мостовой схемы) с резисторами R2, R4.

В схеме на рис. 5 ток через удаленный сенсор составляет примерно 1 мА. Коэффициент усиления измерительного усилителя U1 равен 10. ИМС

LT6370 имеет малый дрейф смещения нуля и высокий уровень КОСС. Резисторы R5, R6 и VR1 обеспечивают баланс токов в другой половине моста Уитстона. Выходное напряжение усилителя U1 и напряжение опорного источника после фильтрации в виде дифференциального напряжения поступают на симметричные входы усилителя U2.

Коэффициент усиления усилителя U2 равен 100
 $G = 1 + 24.2 \text{ кОм}/R_{G2} = 100 \text{ В/В}$.

ЦАП и усилители U4, U5 используются для регулировки смещения усилителя U2. Далее приведены выражения для выходного напряжения как функции резистивного сенсора (в нашем случае тензометра), и для отношения между выходным напряжением и степенью деформации тензометра ϵ

$$\Delta V_0 = 1 \text{ мА} \times \Delta R_{\text{SENSOR}} \times G1G2,$$

$$G2 = 1 + 24.2 \text{ кОм}/R_{G2} = 100 \text{ В/В},$$

$$G1 = 1 + 24.2 \text{ кОм}/R_{G1} = 10 \text{ В/В},$$

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta R_{\text{SENSOR}}} \left(\frac{\text{В}}{\text{Ом}} \right) = 1 \text{ мА} \times 10 \frac{\text{В}}{\text{Ом}} \times 100 \frac{\text{В}}{\text{В}} \approx 1 \frac{\text{В}}{\text{Ом}},$$

$$GF = \frac{\Delta R_{\text{SENSOR}} / \Delta L}{R_{\text{SENSOR}}} = \frac{\Delta R_{\text{SENSOR}}}{R_{\text{SENSOR}}} / \epsilon,$$

где L – длина сенсора; ϵ – величина измеренной деформации тензометрического сенсора; $R_{\text{SENSOR}} = 350 \text{ Ом}$; $GF = 2$, где GF – коэффициент тензочувствительности сенсора.

$$\epsilon = \frac{\Delta V_0}{1 \text{ мА} \times 1000 \frac{\text{В}}{\text{Ом}} \times R_{\text{SENSOR}} \times GF} = \frac{\Delta V_0}{700}.$$

Погрешность коэффициента усиления G измерительного усилителя LT6370 составляет не более 0.084% при $G = 10$, температурный дрейф напряжения смещения нуля составляет 50 мкВ. Приведен-

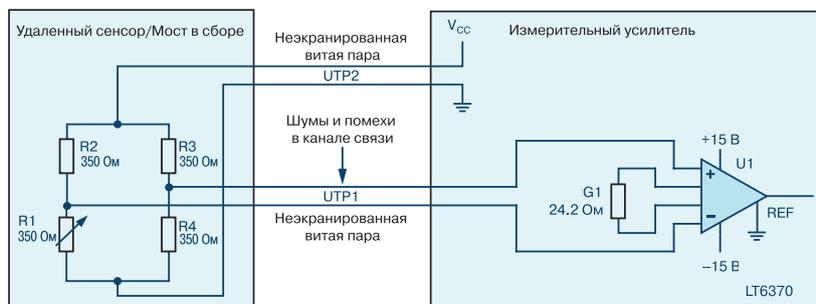


Рис. 4. Измерительная система с удаленным мостовым сенсором и двумя линиями связи

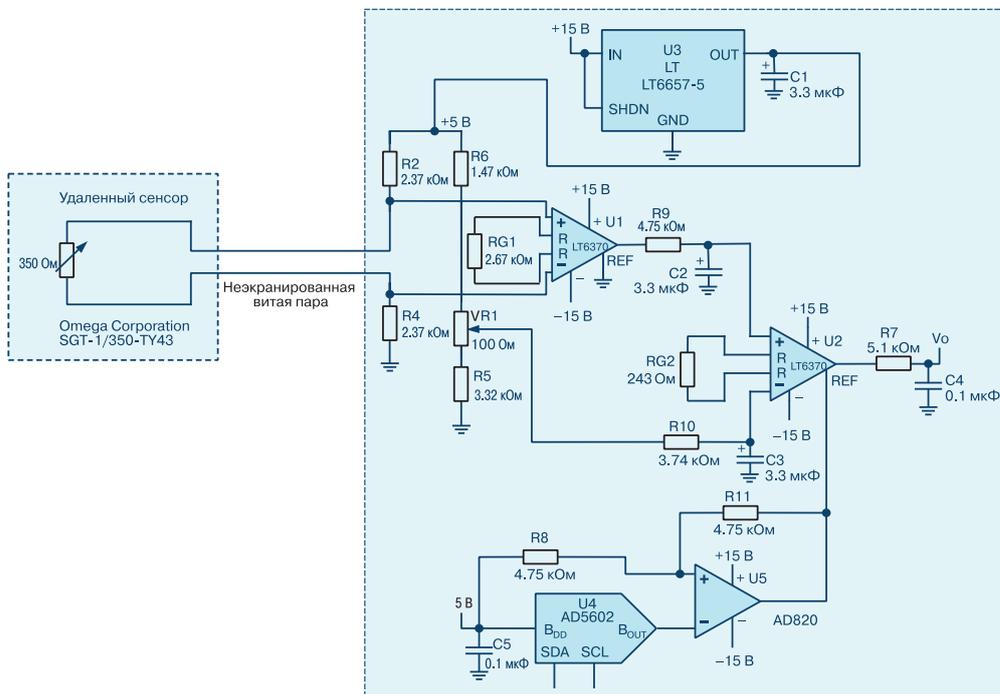


Рис. 5. Схема измерительного канала на основе ИМС LT6370 с одной линией связи между удаленным сенсором и усилителем

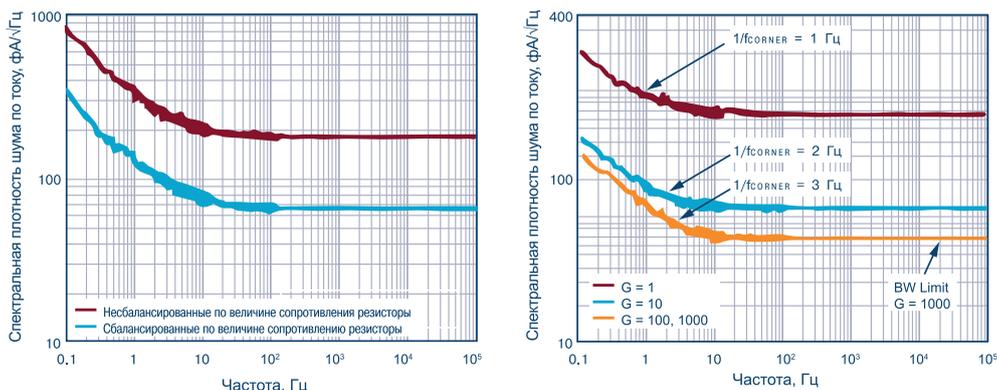


Рис. 6. Приведенная к входу измерительного усилителя LT6370 спектральная плотность шума по току

ная к входу измерительного усилителя LT6370 интенсивность шума по току показана на диаграммах рис. 6. Источник опорного напряжения LT6657-5 генерирует опорное напряжение с малым уровнем шумов и высокой стабильностью. ФНЧ собран на резисторах R9, R10 и конденсаторах C2 и C3 с частотой среза не более 10 Гц. Благодаря узкому частотному диапазону усилителя может быть уменьшена спектральная плотность шума по току в цепи измеряемого сигнала, как показано на диаграммах, рис. 6.

ВЫВОДЫ

При удаленном от ядра измерительной системы

сенсоре, включенном в мост, следует использовать измерительные усилители, которые позволяют ослабить уровень помех и шумов в линиях связи. К таким усилителям относится ИМС LT6370, которая обеспечивает надежное считывание сигналов от датчиков, расположенных на большом расстоянии от усилителя. Этот усилитель не только ослабляет уровень помех и искажений в канале связи, но имеет низкий собственный дрейф и малую погрешность коэффициента усиления в диапазоне от 1 до 100. Предложенные схемотехнические решения позволяют не только снизить уровень помех в измерительном канале, но и повысить устойчивость параметров схемы к внутренним шумам.

We make it *possible*

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



Цельнометаллические демпферы



Резиновые виброизоляторы



Силиконовые виброизоляторы



Цельнометаллические подушки



Тросовые амортизаторы



Малогабаритные цельнометаллические амортизаторы



Шнуры изоляции электромагнитных волн



Пружинные изоляторы

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

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

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



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

ДИНАМИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ ПОТРЕБЛЕНИЯ В СИСТЕМАХ СБОРА ДАННЫХ *

INTRODUCTION TO DYNAMIC POWER SCALING

Разработчики систем сбора и обработки данных сталкиваются с решением конкурентных проблем – одновременным улучшением технических параметров и снижением потребляемой мощности. Одним из путей решения такого рода проблем является применение метода динамического регулирования мощности потребления, особенности которого рассмотрены в настоящей публикации.

Б. Петипас

Abstract – The system designer must strike a balance between the competing priorities of higher performance and lower power consumption. One path toward a solution discussed in the article is through a process called dynamic power scaling (DPS).

B. Petipas

Параметры современных систем сбора данных постоянно совершенствуются. Растет их скорость преобразования, уменьшается уровень шума, снижается степень нелинейных искажений. Однако, улучшение этих параметров зачастую требует увеличения потребляемой мощности, что во многих случаях ограничивается конкретным применением систем сбора данных, в частности, использованием автономного питания, отсутствием возможности отвода дополнительного тепла, вследствие чего растет температурный дрейф линейных узлов и т.п. Одним из путей решения этой проблемы является применение метода динамического регулирования мощности потребления. В простейшем случае данный метод заключается в переводе из активного в спящий режим электронных компонентов, которые в определенный интервал времени не участвуют в процессе сбора данных.

На рис. 1 приведена схема типового поразрядного АЦП с драйвером, как базового элемента системы сбора данных. Его производительность связана с мощностью потребления, которой можно управлять в процессе работы системы. В микросхемах драйверов АЦП, как правило, имеются специальные выводы, позволяющие отключать их от источника питания в период между циклами преобразования, что дает возможность существенно снизить среднее значение тока потребления. Выражение для оценки среднего тока потребления системы сбора данных имеет следующий вид

$$I_{AVG} = I_{Q_ON} \times \frac{t_{ON}}{t_S} + I_{Q_OFF} \times \frac{t_S - t_{ON}}{t_S},$$

где I_{AVG} – среднее значение тока потребления системы сбора данных с динамическим регулированием мощности потребления; I_{Q_ON} – ток потребления операционного усилителя-драйвера в активном режиме; I_{Q_OFF} – ток потребления операционного усилителя-драйвера в спящем режиме; t_{ON} – время, в течение которого усилитель-драйвер находится в активном режиме; t_S – временной интервал между соседними выборками сигнала.

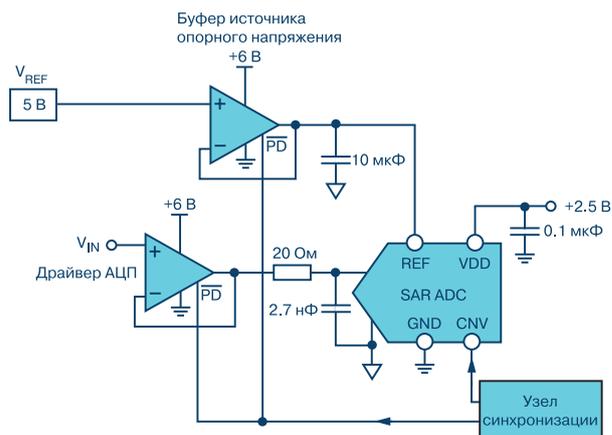


Рис. 1. Функциональная схема системы сбора данных на основе поразрядного АЦП

Таким же образом можно управлять питанием, например, буферного каскада источника опорного напряжения АЦП. На рис. 2 показано расчетное повышение эффективности системы сбора данных по отношению к системе, драйвер которой постоянно подключен к источнику питания. По горизонтальной оси на этом рисунке отложено значение частоты вы-

* Petipas B. Introduction to Dynamic Power Scaling. www.analog.com/TechnicalArticle. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

борки АЦП f_r , при которой его потребление соответствует случаю, когда драйвер постоянно подключен к источнику питания. При меньшей, чем f_r частоте выборки доминирующим фактором в мощности потребления является составляющая мощности, потребляемой драйвером, а при большей, чем f_r частоте выборки – составляющая мощности, потребляемой АЦП. Относительное повышение эффективности при одинаковых драйверах зависит от величины t_{ON} , как это следует из рис. 2. Можно ожидать, что чем меньше интервал t_{ON} , тем выше эффективность рассматриваемой системы сбора данных. Как следует из графиков на затененном участке (рис. 2), значительное повышение эффективности системы сбора данных наблюдается при снижении на порядок частоты выборки f_r . При дальнейшем снижении частоты выборки эффективность системы сбора данных продолжает расти, однако уменьшение величины t_{ON} уже практически не влияет на

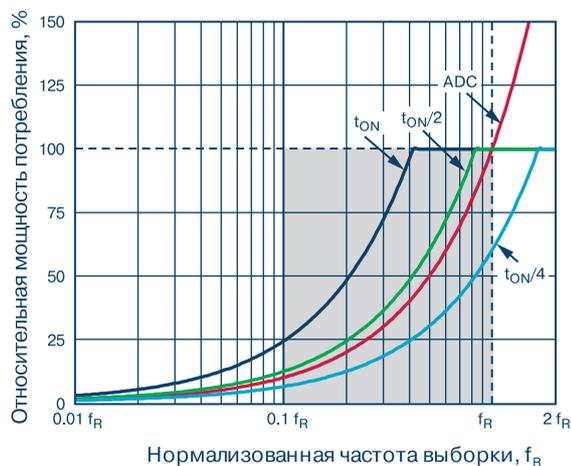


Рис. 2. Расчетная зависимость увеличения относительной эффективности системы сбора данных от частоты выборки

изменение ее эффективности.

Для оптимизации потребления необходимо установить связь между такими параметрами системы, как частота выборки f_r и время t_{ON} . Временные диаграммы сигналов системы сбора данных (рис. 1) приведена на рис. 3. Сигнал CNV (conversion start) запускает АЦП, сигнал PD (power down) отключает драйвер АЦП от источника питания, причем инициализация работы поразрядного преобразователя осуществляется по фронту сигнала CNV, с которым синхронизируется сигнал отключения питания драйвера PD.

Рассмотрим, каким должен быть временной интервал t_{ON} . Из рис. 3 видно, какой интервал t_{ON} дол-

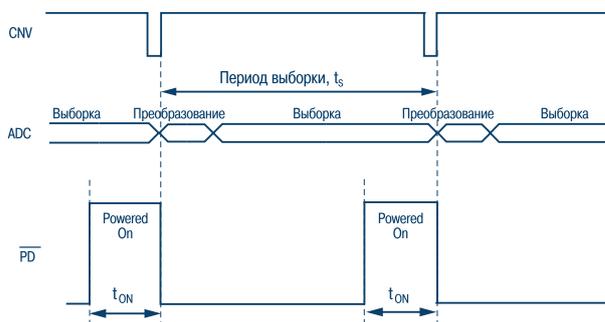


Рис. 3. Временные диаграммы работы системы сбора данных

жен быть для корректной работы системы в целом при максимальном повышении ее эффективности. Если этот интервал уменьшить на величину ниже допустимой, то неоправданно уменьшится отношение сигнал/шум и увеличится степень нелинейных искажений. Если же интервал t_{ON} будет больше допустимого, ухудшится эффективность системы сбора данных. На практике интервал t_{ON} – величина переменная, которая зависит от конкретного применения системы сбора данных. Она меняется от усилителя к усилителю и от системы к системе.

Так, например, для системы сбора данных на основе ОУ ADA4805-1 и АЦП AD7980 (рис. 1) при интервале t_{ON} , равном 4 мкс, частота выборки может составлять не более 1 кГц, а для того, чтобы интервал t_{ON} был уменьшен до 600 нс, частота выборки должна быть не менее 1 МГц.

Еще одним определяющим фактором снижения мощности потребления является частота входного сигнала. Чем выше частота входного сигнала, тем больше должна быть скорость нарастания сигнала ОУ и меньше время установления сигнала на его выходе. А это возможно только при увеличении тока потребления конкретного ОУ.

На рис. 4 приведены зависимости мощности потребления системы сбора данных (рис. 1) от частоты выборки относительно мощности потребления такой же системы без отключения источника питания от драйвера АЦП. Приведенные на рис. 4 графики получены экспериментально и позволяют оптимизировать выбор частоты выборки АЦП при разных частотах входного сигнала. Минимальное значение интервала t_{ON} выбирается на частотах выборки от 1 кГц до 1 МГц. При этом выбранное значение интервала t_{ON} не должно приводить к ослаблению величины SINAD (signal-to-noise and distortion – отношение сигнал/шум плюс искажения) более чем на 0.5 дБ по сравнению с системой сбора данных

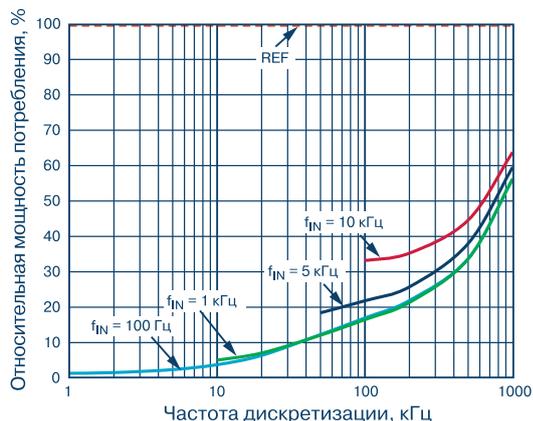


Рис. 4. Графики зависимости мощности потребления системы сбора данных от частоты выборки АЦП при разных значениях частоты входного сигнала, измеренные экспериментально

без отключения драйвера от источника питания.

Кроме того, как следует из этого рисунка, максимальная экономия потребляемой мощности (не менее 95%) наблюдается при малой частоте входного сигнала, однако, что более важно, экономия по-

требляемой мощности составляет не менее 65% при частоте входного сигнала 100 кГц и 35% – при частоте 1 МГц. Отметим, что коэффициент усиления драйвера в рассмотренном случае равен 1. Данный подход с аналогичными результатами может быть использован и для буфера источника опорного напряжения АЦП.

ВЫВОДЫ

Предложена концепция динамического масштабирования мощности потребления систем сбора данных, которая проверена теоретически и подтверждена экспериментально на компонентах компании Analog Devices. Пока подобные решения на практике применяются редко. Однако, в связи с быстрым развитием эффективных систем сбора и обработки данных, компьютерных приборов, сенсорных сетей и мобильных систем управления, одним из основных при проектировании таких систем и устройств станет направление динамического масштабирования потребляемой ими мощности.

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

CUSTOMER PIN: NPD-0400-0155 FACTORY PIN: T8727-1G3A DATA CODE: 0017

Фото микрошлифа переходного отверстия

- протокол контроля паяемости
- протокол электрического тестирования

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

КАК ПРЕОБРАЗОВАТЬ ИНТЕНСИВНОСТЬ СВЕТА В ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ СИГНАЛ *

HOW TO CONVERT LIGHT INTENSITY INTO AN ELECTRICAL QUANTITY

В статье приведена информация о способах измерения интенсивности света различных источников.

Т. Бренд

Abstract – The article provides information on how to measure the light intensity of various sources.

T. Brand



Вопрос:

Как можно измерить интенсивность света от разных источников?

Ответ:

Для этого надо использовать красный, зеленый и синий фотоприемники, определить, какой источник света наиболее важен для поставленной задачи, например, для измерения и регулирования освещенности в помещении или для управления интенсивностью света при проведении фотосессии. Особенно важно измерять интенсивность света в условиях растениеводства, например, для управления искусственной освещенностью в "разумных" теплицах. В этом случае необходимо определить, какие параметры играют основную роль для увеличения интенсивности фотосинтеза.

Свет является одной из основных составляющих фотосинтетического процесса в растениях. Большинство растений поглощают свет в видимой области спектра – от красного до фиолетового. Однако, световые волны желтого и зеленого света, как правило, отражаются листьями растений. Поэтому контроль интенсивности света разных длин волн и управление этой интенсивностью позволяют максимизировать скорость развития расте-

ния в период вегетации.

Функциональная схема для измерения интенсивности света в видимой области спектра, в которой фотосинтез наиболее активен, приведена на рис. 1. Трехканальная схема содержит в каждом канале по фотоприемнику – зеленому, красному и синему, причем, каждый фотоприемник реагирует на световую волну определенной длины в соответствии с требованиями для ускорения роста определенного растения.

Схема состоит из трех преобразователей тока в напряжение, каждый из которых преобразует ток, соответствующий силе света определенной длины волны. Преобразователи подключены к дифференциальным входам сигма-дельта АЦП, который кодирует входные напряжения в каждом канале и передает соответствующие коды в микроконтроллер для последующей обработки и выработки управляющего воздействия. Зависимость между током и интенсивностью света практически носит линейный характер для каждого фотоприемника, как показано на рис. 2.

Отметим, что чувствительность фотоприемников для разных длин волн различна, поэтому коэффициент усиления в каждом канале схемы измерения интенсивности света необходимо регулировать резистором в цепи обратной связи R_{FB} ($R1...R3$). С этой целью ток короткого замыкания I_{SC} для каждого фотоприемника устанавливается исходя из технической документации (data sheet) и в соответствии с этим током определяется чувствительность фотоприемника определенной длины волны S (пА/лк). Отсюда вычисляется величина R_{FB} в соответствии с приведенным ниже выражением

$$R_{FB} = V_{FS,P-P} / (S \times INT_{max}),$$

* Brand T. How to Convert Light Intensity Into an Electrical Quantity. Analog Dialogue, June, 2019. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

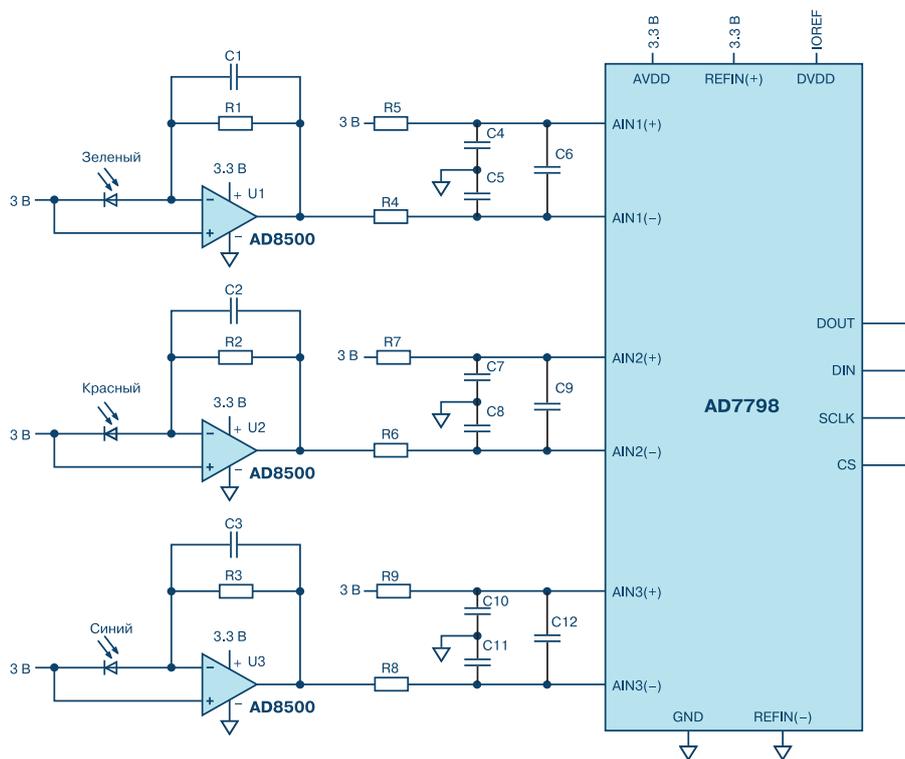


Рис. 1. Функциональная схема устройства для измерения интенсивности света

где $V_{FS,P-P}$ – заданное на выходе фотодиода напряжение; INT_{max} – максимальная интенсивность света, составляющая 120 000 лк для прямого солнечного света.

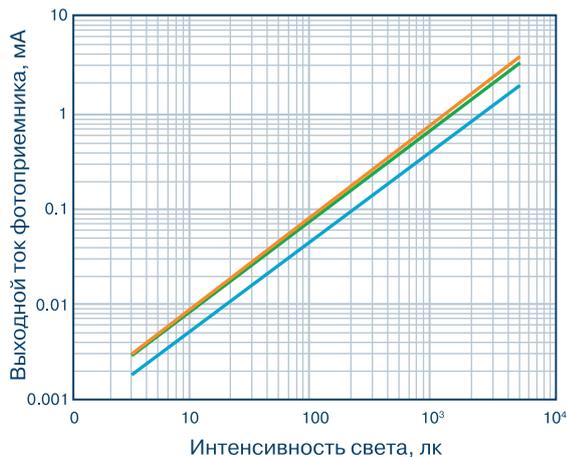


Рис. 2. Зависимости тока красного, зеленого и синего фотоприемников от интенсивности света разных длин волн

Для точных измерений интенсивности света следует выбирать операционный усилитель с малым током смещения, не более 1 пА, и малым напряжением смещения нуля, не более 1 мВ. Этим параметрам соответствует операционный усилитель компа-

нии Analog Devices AD8500. В качестве АЦП может быть рекомендован сигма-дельта преобразователь той же компании AD7798. В этом случае выражение для выходного кода будет иметь вид

$$Code = (2N \times A_{IN} \times GAIN) / V_{REF}$$

где A_{IN} – входное напряжение АЦП; N – число двоичных разрядов; $GAIN$ – коэффициент усиления встроенного в АЦП усилителя; V_{REF} – напряжение внешнего опорного источника.

Для ослабления внешних помех на входах АЦП могут быть включены фильтры. Приведенная на рис. 1 устройство может работать с автономным батарейным питанием.

ВЫВОДЫ

Измерение интенсивности света для разных длин волн важно для управления естественным и искусственным освещением в “умных” теплицах, оранжереях и других помещениях с управляемым климатом. Устройства управления интенсивностью света могут быть легко реализованы на современных фотоприемниках и компонентах компании Analog Devices.



[От ремесла к искусству]

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

▪ проектирование

Проектирование печатных плат в НПФ VD MAIS – это:

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



VD MAIS

PCB Professionally

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

VD MAIS

Контрактное производство электроники

(по стандарту IPC-A-610)



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

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

Цены – оптимальные.

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

VD MAIS

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



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

Дистрибуция и прямые поставки:

AIM, Bernstein, Charleswater, Electrolube, Essemtec, KIC, Kolver, LPKF, Magic Ray, Miele, Nordson, Optilia, PACE, PDT, Hanwha, Seho, TWS, Vision, Weiss

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

ЧЕМ ОТЛИЧАЕТСЯ ДИСКРЕТНЫЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ОТ ИНТЕГРАЛЬНОГО АНАЛОГА *

DISCRETE DIFFERENCE AMPLIFIER VS. AN INTEGRATED SOLUTION

В статье показаны преимущества дифференциального усилителя, выполненного в виде интегральной схемы.

Abstract - The article shows the advantages of a differential amplifier, made in the form of an integrated circuit.

Дж. Ромбола, Ч. Тран

J. Rombola, Ch. Tran



Вопрос:

Зачем платить больше за меньшее?

Ответ:

Действительно, собранный по классической схеме дифференциальный усилитель достаточно прост. Всего четыре резистора и операционный усилитель.

Однако параметры такой схемы могут быть далеки от желания разработчика. В статье показан ряд недостатков классической схемы, построенной на основе дискретных резисторов и усилителя (рис. 1). Это большая погрешность коэффициента усиления, его значительный дрейф, низкий КОСС и большой дрейф напряжения смещения нуля.

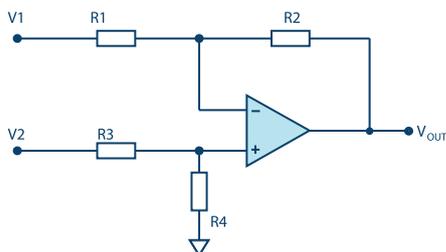


Рис. 1. Классическая схема дифференциального усилителя с дискретными резисторами

Передаточная функция этой схемы может быть представлена следующим выражением

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot V_2 - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot V_1.$$

Если $R_1 = R_3$, а $R_2 = R_4$, то выражение примет следующий вид

$$V_{OUT} = \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \cdot (V_2 - V_1).$$

Однако принятое нами равенство сопротивлений резисторов для дискретного исполнения практически невыполнимо. Кроме того, дискретные резисторы имеют невысокую точность и значительный ТКС, что приводит к значительной погрешности преобразования входного сигнала. Так, например, погрешность стандартных резисторов, как правило, составляет 1%, ТКС равен 100 ppm/°C. Отсюда погрешность коэффициента усиления составит не менее 2%, а общий ТКС схемы будет не менее 200 ppm/°C.

Конечно, вместо дискретных резисторов можно использовать матрицы интегральных резисторов. Но это дорогое и громоздкое решение. Кроме того, дискретные усилители имеют низкий КОСС, а размах входного сигнала для таких усилителей существенно ниже размаха питающих напряжений. Поэтому наиболее простым решением для такой задачи является использование интегрального дифференциального усилителя с внутренними резисторами, формирующими требуемый коэффициент усиления. Таким усилителем является ИМС AD8271.

Как правило, схема дифференциального усилителя

* Rombola J., Tran Ch. Discrete Difference Amplifier vs. an Integrated Solution. Analog Dialog, 53-05, 2019. www.analog.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

теля на основе ИМС AD8271 содержит еще несколько подстроечных резисторов. Внутренние резисторы позволяют получить нужную конфигурацию проектируемой схемы, например, дифференциальный, инвертирующий или неинвертирующий усилитель.

Таким образом, встроенные в кристалл ИМС усилителя резисторы дают определенную свободу разработчику при проектировании необходимого устройства. Встроенные резисторы хорошо согласованы путем лазерной подгонки и протестированы в процессе изготовления ИМС, что гарантирует их высокую точность и малую погрешность коэффициента усиления для усилителя в целом.

Схема, приведенная на рис. 1, при встроенных в кристалл ИМС резисторах обеспечивает погрешность коэффициента усиления не хуже 0.1%, температурный дрейф коэффициента усиления не более 10 ppm/°C, как показано на рис. 2.

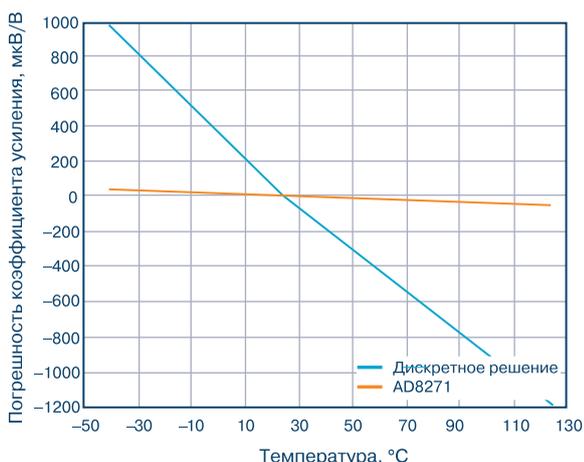


Рис. 2. Зависимости погрешности коэффициента усиления дифференциального усилителя от температуры для дискретных и встроенных в кристалл ИМС AD8271 резисторов

Отметим, что размеры ИМС значительно меньше дискретных аналогов, что позволяет уменьшить влияние внешних электромагнитных помех на работу усилителя в целом. Отметим, что проводники в ОУ со встроенными резисторами значительно короче дорожек на печатной плате дискретного аналога, что уменьшает влияние электромагнитных помех на работу ОУ и его входную емкость, а также увеличивает устойчивость схемы и уровень КОСС в полосе частот, как показано на рис. 3.

Как уже отмечалось, если резисторы в схеме на рис. 1 плохо согласованы, то часть синфазного сигнала усиливается усилителем и поступает на его выход. Это отражено на диаграмме (рис. 4) для уси-

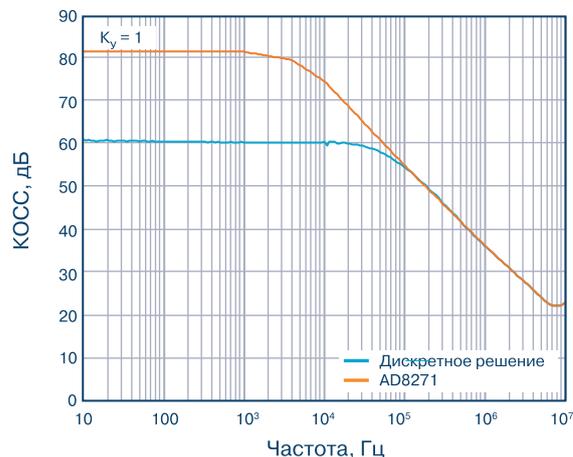


Рис. 3. Зависимость КОСС от частоты для усилителя AD8271 и его дискретного аналога

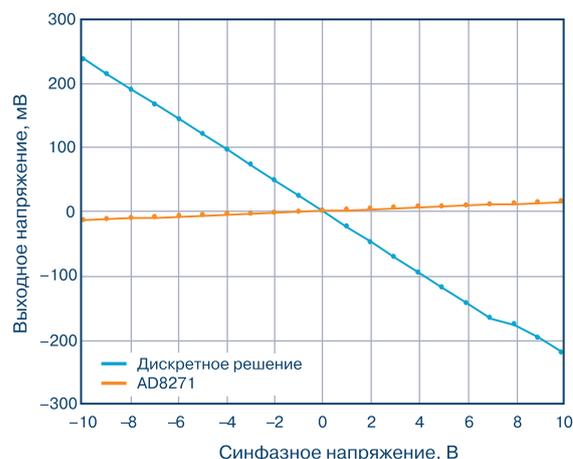


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения от величины синфазного сигнала для ИМС AD8271 и ее дискретного аналога

лителя, выполненного на дискретных компонентах.

Величина КОСС (Common-Mode Rejection Ratio – CMRR) может быть выражена следующим образом

$$CMRR = (A_d + 1) / 4t,$$

где A_d – коэффициент усиления дифференциального усилителя; t – разброс параметров резисторов.

Если, например, при единичном усилении разброс резисторов составляет 1%, то КОСС будет равен примерно 34 дБ. Если разброс уменьшить до 0.1%, то КОСС увеличится до 54 дБ. Таким образом, даже при выборе усилителя с высоким КОСС (не менее 70 дБ и выше) общий КОСС для всей схемы будет ограничен величиной разброса резисторов.

Следует отметить, что резисторы имеют достаточно большой ТК. Для уменьшения его влияния

на точность схемы в целом резисторы стараются расположить в непосредственной близости друг от друга, что возможно в рамках одной ИМС. В дискретном исполнении резисторы расположены на печатной плате на достаточном удалении друг от друга, что не позволяет минимизировать влияние их ТКС на точность схемы в целом, как показано на рис. 5.

ВЫВОДЫ

При проектировании разных схем усилителей следует обращать внимание на используемые в них резисторы. В случае применения дискретных резисторов, как правило, невозможно получить высокие параметры по точности, как на постоянном токе, так и в полосе частот. Только усилители со встроенными, хорошо согласованными по всем параметрам резисторами могут обеспечить высокую точность, большой КОСС и малый температурный дрейф уси-

лительного каскада в целом.

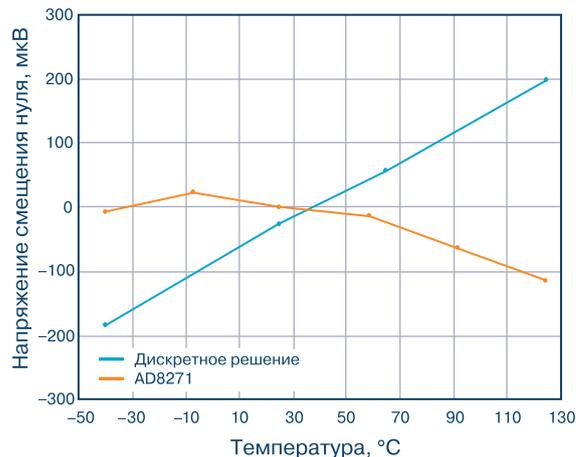


Рис. 5. Зависимости напряжения смещения нуля от температуры окружающей среды для ИМС AD8271 и ее дискретного аналога

10-bit ADC

10 MHz Memory

10" touchscreen

Бюджетный цифровой осциллограф R&S® RTB2000

- 4 канала для исследования аналоговых сигналов
- полоса пропускания 70, 100, 200 и 300 МГц для разных моделей
- частота дискретизации 1,25 ГГц/канал, 2,5 ГГц в поочередном режиме
- 10-разрядный АЦП
- объем памяти для 10 млн отсчетов на канал (20 млн в поочередном режиме)
- частота обновления 50 000 осциллограмм/с
- максимальная чувствительность 1 мВ
- 10,1" емкостной сенсорный экран, 1280×800 пикселей
- піддержка жестов для масштабирования и детализации сигналов
- 16-канальный логический анализатор, частота дискретизации 1,25 ГГц
- анализ сигналов в шинах I2C, SPI, UART/RS-232/RS-422/RS-485, CAN, LIN
- 4-разрядный генератор тестовых последовательностей
- синус, прямоугольные импульсы, меандр, треугольный, пилообразный, SinC, экспоненциальный, сигнал произвольной формы
- возможность настройки интерфейса пользователя
- выполнение основных математических операций над сигналами (+, -, *, /), спектральный анализ сигналов (БПФ, 128 тыс. точек)
- работа в локальной сети.

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании ROHDE & SCHWARZ в Украине

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

СОСТАВНОЙ УСИЛИТЕЛЬ ОБЕСПЕЧИВАЕТ ВЫСОКУЮ ТОЧНОСТЬ И ПОДДЕРЖИВАЕТ ФУНКЦИИ МОЩНОГО ДРАЙВЕРА *

Современные усилители должны иметь высокие точность и быстродействие, обладать большой выходной мощностью. Все перечисленные требования один и тот же усилитель, как правило, не может обеспечить. Поэтому для обеспечения перечисленных параметров в одном устройстве используются составные схемы усилителей. Особенности построения и применения таких схем рассмотрены в настоящей публикации.

Дж. Логвинарио

Составные усилители состоят из двух отдельных или одиночных усилителей и сконфигурированы они таким образом, чтобы сохранить свойства каждого усилителя в их составе. На рис. 1 приведена типовая схема составного усилителя, причем усилитель AMP1 отличается высокой точностью и малыми шумами; усилитель AMP2 обладает свойствами драйвера и охвачен как местной, так и общей обратной связью.

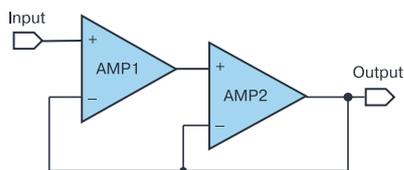


Рис. 1. Типовая схема составного усилителя

Прежде всего, рассмотрим, как обеспечить требуемый коэффициент усиления в этой схеме. Представим схему (рис. 1) в виде неинвертирующего усилителя (рис. 2), коэффициент усиления которого определяется выражением $1 + R_1/R_2$. Это выражение справедливо и для составного усилителя.

Одним из преимуществ составного усилителя является более широкая полоса пропускания

COMPOSITE AMPLIFIERS: HIGH OUTPUT DRIVE CAPABILITY WITH PRECISION

Abstract -

Modern amplifiers must have high accuracy and speed, have a large output power. However, all the requirements may not exist in a single amplifier. When faced with this problem, some would think it is impossible for us to meet the demands of such applications, and that we must settle for a mediocre solution and go with either a precision amplifier or a high speed amplifier, perhaps sacrificing some of the requirements. Fortunately, this is not entirely true. There is a solution for this in the form of a composite amplifier, and this article will show how it is possible.

J. Loquinario

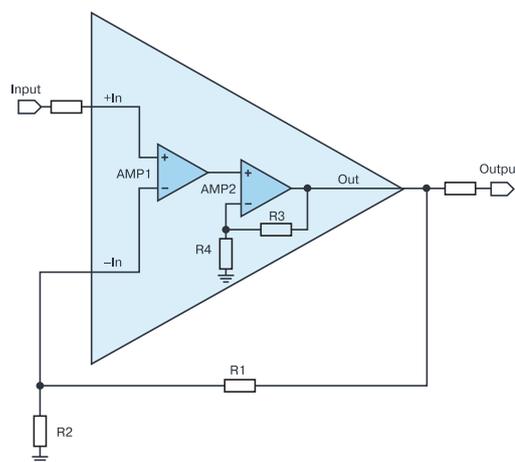


Рис. 2. Составной усилитель, представленный в виде неинвертирующего усилителя

(GBWP) в сравнении с одиночным усилителем. Из рис. 3 и 4 следует, что каждый одиночный усилитель в составной схеме имеет полосу пропускания 100 МГц, причем при единичном коэффициенте усиления полоса составного усилителя шире на 27%, как следует из рис. 4. Если увеличить коэффициент усиления, преимущество составной схемы возрастет еще больше.

* Loquinario J. *Composite Amplifiers: High Output Drive Capability with Precision. Analog Dialogue, August, 2019. www.analog.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.*

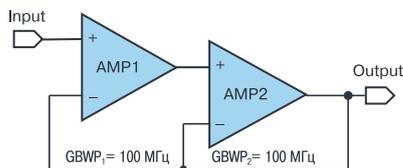


Рис. 3. Схема составного усилителя с единичным коэффициентом усиления

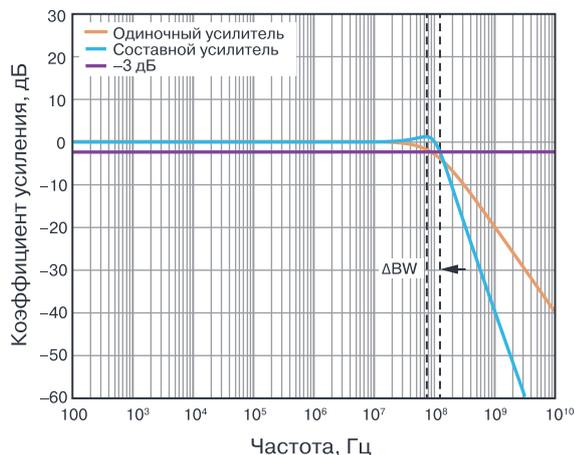


Рис. 4. АЧХ одиночного (single) и составного (composite) усилителей при единичном коэффициенте усиления

На рис. 5 представлена схема составного усилителя с коэффициентом усиления 10, который установлен с помощью резисторов R1, R2. Причем эффективный коэффициент усиления усилителя AMP1 этой схемы равен 3.16, а общий коэффициент усиления равен 10.

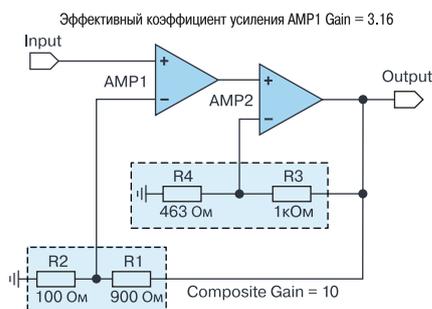


Рис. 5. Схема составного усилителя с коэффициентом усиления 10

На рис. 6 приведены АЧХ для одиночных и составных усилителей с коэффициентом усиления 10, причем частота среза составного усилителя существенно превышает частоту среза одиночного усилителя.

На рис. 7 приведена схема, а на рис. 8 – АЧХ усилителей при коэффициенте усиления 100.

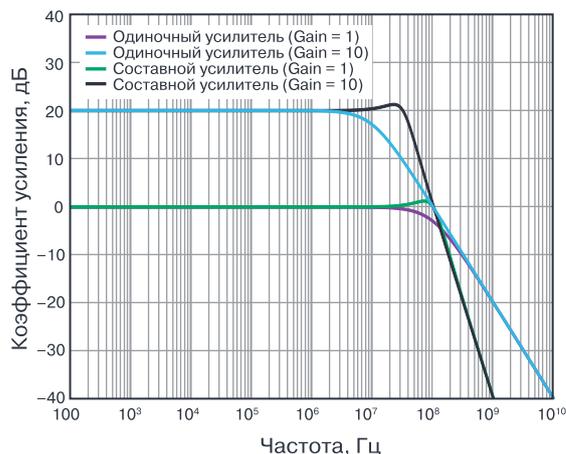


Рис. 6. Сравнение АЧХ составного и одиночного усилителей при коэффициенте усиления 10

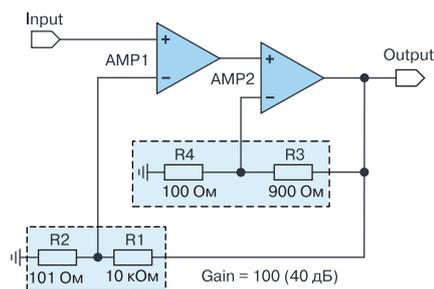


Рис. 7. Схема составного усилителя с коэффициентом усиления 100

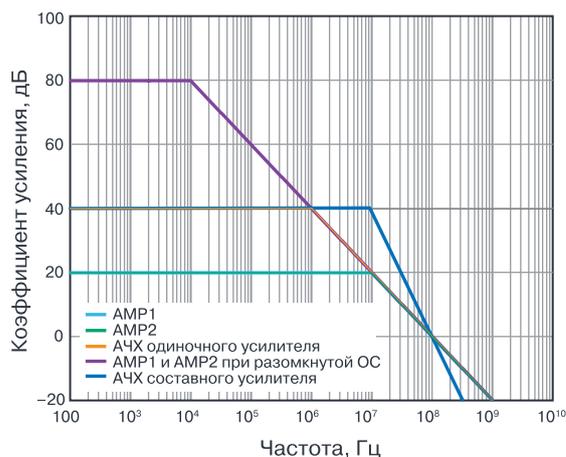


Рис. 8. Сравнение АЧХ составного и одиночного усилителей при коэффициенте усиления 100

Следует отметить, что не всегда в составной схеме возможно использовать усилители с одинаковыми коэффициентами усиления и полосой пропускания. В этом случае полоса пропускания второго уси-

лителя AMP2 должна быть шире или, по крайней мере, равна полосе пропускания первого усилителя AMP1. Иначе возможна потеря устойчивости составного усилителя. Для получения сравнительных характеристик в качестве AMP2 использован усилитель AD8397 с максимальным выходным током 310 мА.

Таблица 1. Расширение полосы пропускания составного усилителя для разных типов одиночных операционных усилителей при коэффициенте усиления 10

Тип усилителя	Полоса пропускания одиночного усилителя, кГц	Полоса пропускания составного усилителя, кГц	Расширение полосы пропускания, %
ADA4091	30	94	213
AD8676	165	517	213
AD8599	628	2674	325

Рассмотрим влияние обратной связи на точность составного усилителя на примере схемы, приведенной на рис. 9. В этой схеме составной усилитель содержит два идеальных одиночных усилителя. Общий коэффициент усиления схемы составного усилителя равен 100, а коэффициент усиления AMP2 равен 5. Входное напряжение смещения нуля AMP1 равно 50 мкВ, а AMP2 изменяется согласно рис. 8 от 0 до 100 мВ. Однако, благодаря общей обратной связи выходное напряжение смещения нуля составной схемы равно входному напряжению смещения нуля усилителя AMP1, умноженному на коэффициент усиления 100, и равно 5 мВ.

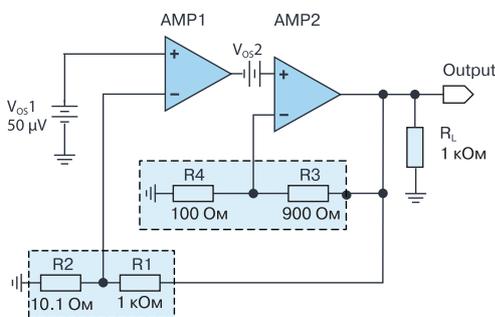


Рис. 9. Вклад каждого одиночного усилителя в погрешность напряжения смещения нуля составного усилителя

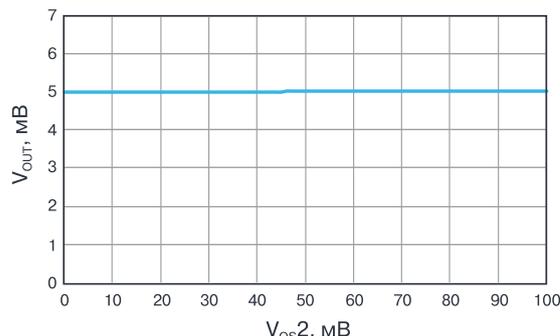


Рис. 10. Напряжение смещения нуля на выходе составного усилителя

Как следует из рис. 10, благодаря общей обратной связи изменение входного напряжения смещения нуля усилителя AMP2 практически не влияет на смещение нуля на его выходе.

Таблица 2. Напряжение смещения нуля на выходе одиночного усилителя и на выходе составного усилителя при коэффициенте усиления составной схемы, равном 100

Тип усилителя	Выходное напряжение смещения нуля, мВ	Степень ослабления выходного напряжения смещения нуля
AD8397 (одиночный)	100	–
AD8397 + ADA4091 (составной)	3.5	28.6×
AD8397 + AD8676 (составной)	1.2	83.3×
AD8397 + AD8599 (составной)	1	100×

Шумы и нелинейные искажения на выходе составного усилителя корректируются, как и погрешности на постоянном токе, но на переменном токе имеет значение полоса пропускания каждого усилителя, образующего составную структуру.

В качестве примера рассмотрим схему, приведенную на рис. 11. Если усилитель AMP1 имеет достаточно широкую полосу, он может корректировать более высокий уровень шума усилителя AMP2. Если же полоса пропускания усилителя AMP1 недостаточно широка, то в составном усилителе шум усилителя AMP2 будет доминирующим.

Так, например, резисторы R5 и R6 в этой схеме представляют собой внутренние источники шума в

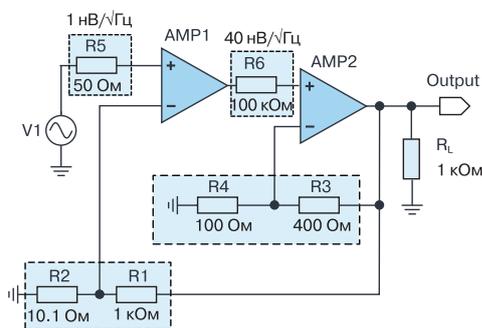


Рис. 11. Источники шума составного усилителя

усилителях AMP1 и AMP2, соответственно. АЧХ, представленные на рис. 12,а приведена как для усилителя AMP1 для разной полосы пропускания, так и для усилителя AMP2, для которого полоса пропускания фиксированная, причем общий коэффициент усиления составной схемы равен 100 (40 дБ). При этом коэффициент усиления AMP2 равен 5 (14 дБ), а AMP1 – 20 (26 дБ).

На рис. 12,б приведена спектральная плотность выходного шума для каждого случая. На низких частотах при запасе ширины полосы пропускания усилителя AMP1 доминирует выходная плотность шума именно этого усилителя (100 нВ/√Гц). Для случая, когда запаса ширины полосы пропускания усилителя AMP1 недостаточно, начинает доминировать спектральная плотность шума усилителя AMP2 (200 нВ/√Гц), причем, чем больше коэффициент усиления второго усилителя, тем больше спектральная плотность шума на его выходе.

В табл. 3 и 4 показаны преимущества эффективного ослабления шумов и нелинейных искажений в составной схеме усилителя, в которой усилитель

Таблица 3. Ослабление шума в составной схеме усилителя с коэффициентом усиления 100 на частоте 1 кГц

Конфигурация AMP1 и AMP2	Спектральная плотность шума, нВ/√Гц	Уровень ослабления шума, %
AD8397 (одиночный)	450	–
AD8397 + ADA4091 (составной)	390	13.33
AD8397 + AD8676 (составной)	280	37.78
AD8397 + AD8599 (составной)	107	76.22

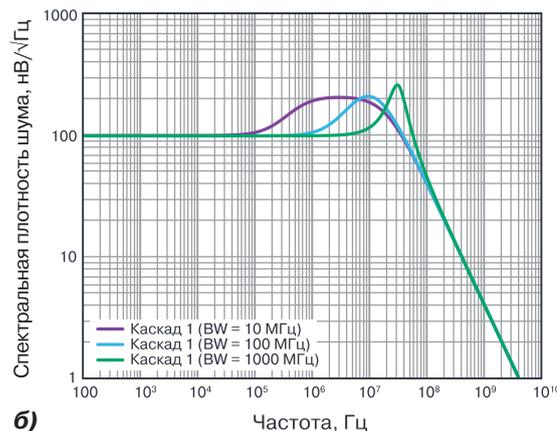
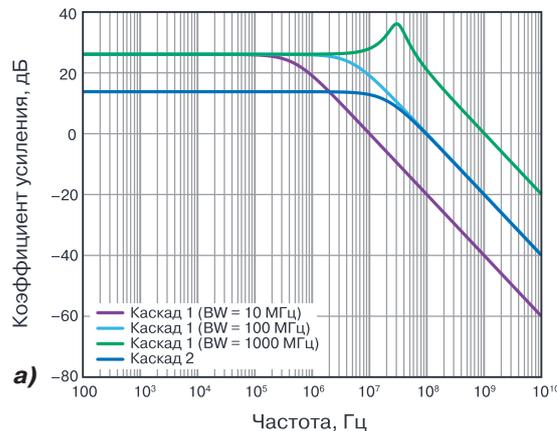


Рис. 12. АЧХ (а) и спектральная плотность шума (б) составного усилителя для различных значений ширины полосы пропускания усилителя AMP1

AMP1 выполнен на основе ИМС AD8397.

На рис. 13 в качестве примера показана схема составного усилителя, выполняющего функцию выходного драйвера ЦАП. Размах выходного напряжения драйвера равен 10 В, максимальной выходной

Таблица 4. Нелинейные искажения составного усилителя с коэффициентом усиления 10 на частоте 1 кГц и током нагрузки 200 мА

Конфигурация AMP1 и AMP2	Нелинейные искажения, дБ	Уровень ослабления нелинейных искажений, дБ
AD8397 (одиночный)	-100.22	–
AD8397 + ADA4091 (составной)	-105.32	5.10
AD8397 + AD8676 (составной)	-106.68	6.46
AD8397 + AD8599 (составной)	-106.21	5.99

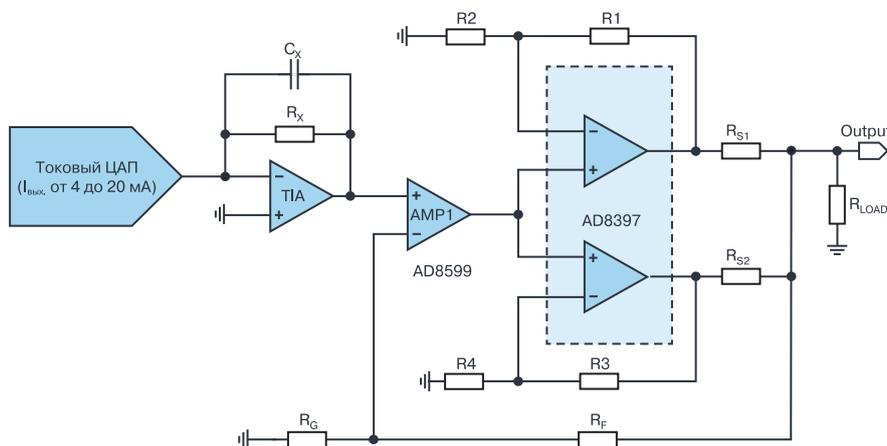


Рис. 13. Применение составного усилителя в качестве драйвера ЦАП

ток 500 мА. Схема отличается низким уровнем шумов и искажений и широкой полосой пропускания. На выходе ЦАП включен трансимпедансный усилитель, преобразующий выходной ток ЦАП в напряжение, которое усиливается составным усилителем. Выходной усилитель AD8397 в составной схеме обеспечивает большой выходной ток нагрузки. В качестве AMP1 может быть использован практически любой прецизионный ОУ.

Осциллограммы выходного тока и напряжения составного усилителя на рис. 13 приведены на рис. 14. Параметры составного усилителя представлены в табл. 5.

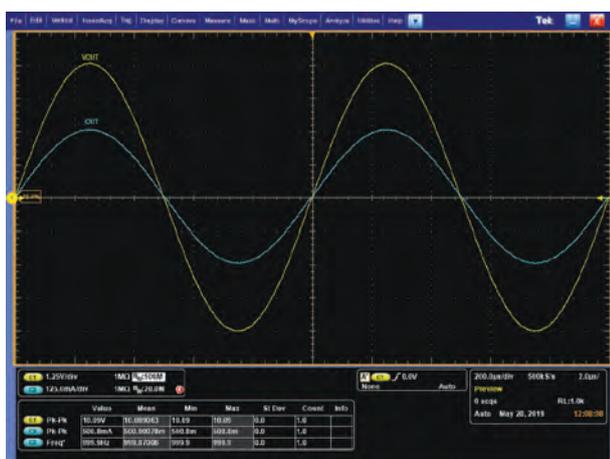


Рис. 14. Осциллограммы выходного напряжения V_{OUT} и выходного тока I_{OUT} составного усилителя с ОУ AD8599 (AMP1) и AD8397 (AMP2)

Таблица 5. Параметры составного усилителя на основе ОУ AD8599 + AD8397

Наименование параметра	Значение
Коэффициент усиления	10
Частота среза	1.27 МГц
Выходное напряжение от пика к пику	10 В
Максимальный ток нагрузки	500 мА
Напряжение смещения нуля на выходе	102.5 мкВ
Спектральная плотность шума на частоте 1 кГц	20.95 нВ/ $\sqrt{Гц}$
Нелинейные искажения плюс шум на частоте 1 кГц	-106.14 дБ

ВЫВОДЫ

Использование составных схем усилителей позволяет довести их общие параметры до уровня, соответствующего лучшим техническим характеристикам каждого из одиночных усилителей, включенных в эту схему.

Применение таких устройств целесообразно, когда с помощью одиночного усилителя невозможно обеспечить набор требуемых параметров.

О ВЫБОРЕ ПАРАМЕТРОВ СОСТАВНОГО УСИЛИТЕЛЯ

ABOUT CHOOSING COMPOSITE AMPLIFIER PARAMETERS

В статье приведена краткая информация о зависимости параметров составных усилителей от характеристик ОУ и коэффициентов усиления отдельных каскадов.

Abstract – The article provides brief information on the dependence of the parameters of composite amplifiers on the characteristics of the op-amp and the amplification factors of individual cascades.

В. Макаренко

V. Makarenko

В [1] показано, что использование составного усилителя позволяет расширить полосу пропускания такого устройства по сравнению с одиночным усилителем. На рис. 1 (рисунок 5 в [1]) приведена схема составного усилителя с общим коэффициентом усиления 10 и одинаковыми коэффициентами усиления обоих каскадов, равных 3.16.

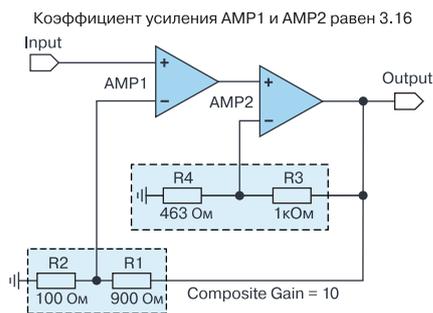


Рис. 1. Схема составного усилителя с коэффициентом усиления равным 10

Автор не поясняет почему расширяется полоса пропускания составного усилителя и каким образом следует выбирать соотношение резисторов R3, R4 и как это соотношение влияет на АЧХ составного усилителя. В приведенном на рис. 1 примере соотношение $R_3/R_4 = 2.16$, что обеспечивает его коэффициент усиления 3.16.

Объяснение явления расширения полосы пропускания при использовании нескольких усилителей, соединенных последовательно, можно найти в различных источниках, например, в [2]. Для усилителей с внутренней коррекцией справедливо соотношение $f_1 = \Delta f K_u = \text{Const}$, где f_1 – частота единичного усиления (BW – Band Width в зарубежных источниках), Δf – полоса пропускания усилителя, K_u – коэффициент усиления усилителя.

Из этого соотношения следует, что при использовании нескольких усилителей можно либо расширить полосу пропускания при сохранении коэффи-

циента усиления, либо увеличить коэффициент усиления при сохранении полосы пропускания. Это не сложно проверить путем моделирования.

Рассмотрим вариант соединения двух ОУ типа AD8599 с частотой единичного усиления 10 МГц [3]. Первоначально проверим соответствие модели этого ОУ в NI Multisim заявленным в [3] характеристикам. На рис. 2 приведена модель усилителя с коэффициентом усиления равным единице и результаты измерения его АЧХ с помощью Бодеплота XBP1. Как следует из рис. 2, значение частоты f_1 на уровне -3 дБ составляет 15 МГц (10 МГц на уровне -20 дБ).

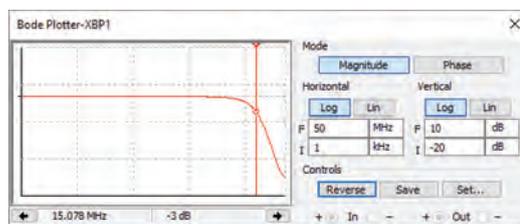
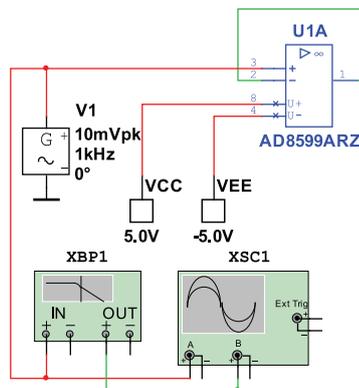


Рис. 2. Модель для измерения частоты единичного усиления ОУ AD8599

Рассчитаем ожидаемую полосу пропускания при коэффициенте усиления 10 для одиночного усилителя и для двух усилителей, соединенных последовательно.

Для одиночного усилителя $\Delta f = f_i/K_u = 15/10 = 1.5$ МГц. При соединении двух усилителей последовательно (рис. 3), коэффициент усиления каждого из них должен составлять $K_1 = \sqrt{10} = 3.162$.

При неинвертирующем включении ОУ коэффициент усиления определяется соотношением $1 + R_1/R_2$ (для схемы, представленной на рис. 1), откуда $R_1/R_2 = 2.16$.

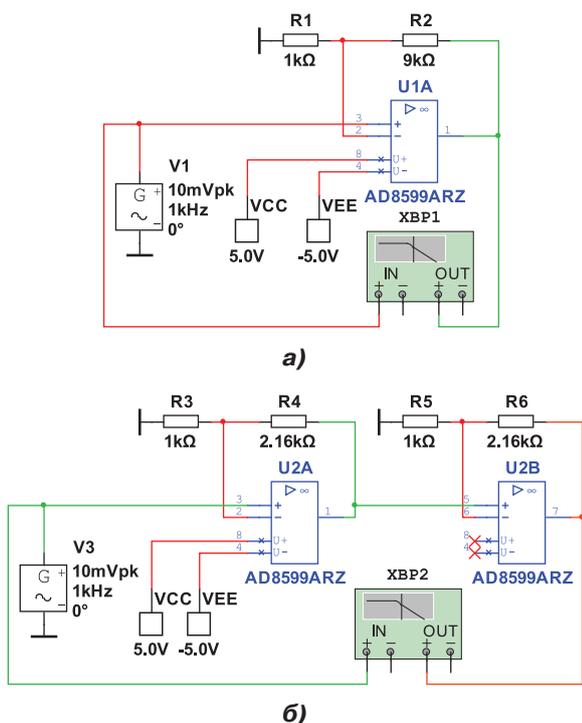


Рис. 3. Модель для проверки усилителя с коэффициентом усиления 10 на одиночном (а) и на двух соединенных последовательно (б) операционных усилителях

Результаты измерения АЧХ одиночного усилителя с коэффициентом усиления 10 приведены на рис. 4, а, а на двух усилителях – на рис. 4, б.

В случае одиночного усилителя верхняя частота в полосе с неравномерностью 3 дБ составляет 1 МГц, а при использовании двух усилителей – 2.55 МГц. Т.е. полоса расширилась, но не в 3.16 раза, как можно было ожидать из ориентировочного расчета. Это объясняется достаточно просто. АЧХ одиночного усилителя с внутренней коррекцией эквивалентна АЧХ ФНЧ первого порядка, скорость спада частотной характеристики вне полосы пропускания составляет 6 дБ/октава. При соединении последовательно двух усилителей скорость спада АЧХ на границе полосы пропускания возрастает до 12 дБ на октаву, и поэтому полоса пропускания оказывается уже ожидаемой.

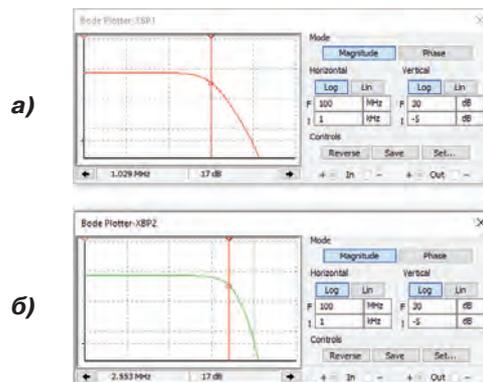


Рис. 4. Результаты измерения АЧХ усилителя с коэффициентом усиления 10 на одиночном (а) и двух соединенных последовательно (б) усилителях на ОУ AD8599

Проведем моделирование составного усилителя на ИМС AD8599. Схема модели приведена на рис. 5.

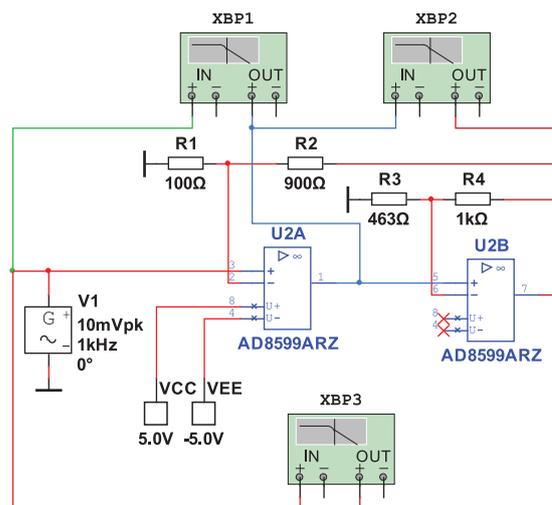


Рис. 5. Неинвертирующий составной усилитель на ОУ AD8599 с коэффициентом усиления 10

Для контроля АЧХ и коэффициента усиления каждого из усилителей и составного усилителя используется три Бод-плоттера. Результаты анализа АЧХ составного усилителя приведены на рис. 6.

Коэффициенты усиления каждого из каскадов равны 3.16 (10 дБ) на линейном участке АЧХ, а общий коэффициент усиления равен 10 (20 дБ). Но вот на частоте 2.75 МГц наблюдается выброс величиной 3.5 дБ, чего не было при последовательном соединении двух одиночных усилителей.

Это происходит потому, что два усилителя, связанные общей цепью обратной связи, образуют звено фильтра нижних частот второго порядка, ко-

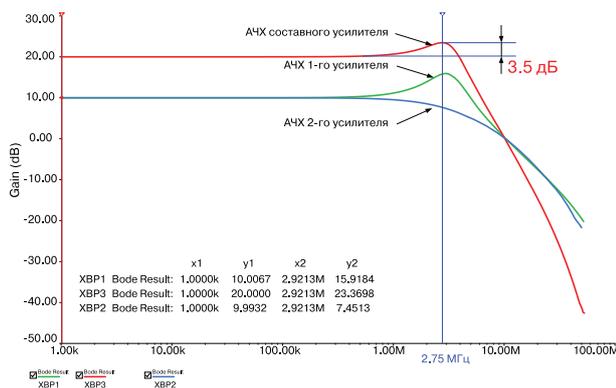


Рис. 6. Результаты анализа АЧХ составного усилителя на ОУ AD8599 при коэффициенте усиления равном 10

торый характеризуется двумя параметрами – частотой и добротностью полюса. Причем параметры звена будут различны на различных выходах – на выходе первого усилителя и на выходе второго.

Первый усилитель имеет частоту полюса 2.97 МГц (на частоте полюса сдвиг фазы между входным и выходным сигналом составляет 45°), а его добротность приблизительно равна 1.6. Выброс АЧХ на частоте полюса составляет 5.9 дБ. Второй усилитель имеет частоту полюса 2.64 МГц и добротность приблизительно равную 0.78. На частоте полюса наблюдается спад АЧХ.

Можно ли убрать выброс в АЧХ? Для этого существует только одна возможность без применения корректирующих конденсаторов – изменить соотношение сопротивлений резисторов R3 и R4. Общий коэффициент усиления при этом не изменится, так как он определяется общей обратной связью. Очевидно, что для компенсации выброса нужно уменьшать добротность второго усилителя, т.е. уменьшать его коэффициент усиления. Зададим величину сопротивления R4 равным 500 Ом.

Измеренная при таких параметрах суммарная АЧХ усилителя приведена на рис. 7. Как следует из рисунка, АЧХ не имеет выбросов, а полоса пропускания по уровню -3 дБ составляет 3.6 МГц. В модифицированной схеме произошло перераспределение усиления между каскадами. Коэффициент усиления первого каскада составил 13.6 дБ, а второго – 6.4 дБ.

Если сравнить полученный результат с усилителем, приведенным на рис. 3, легко убедиться, что значительно более эффективно использовать составной усилитель, в котором полоса пропускания оказалась шире на 1 МГц.

Для того, чтобы убедиться в верности такого подхода для коррекции формы АЧХ составного усилителя,

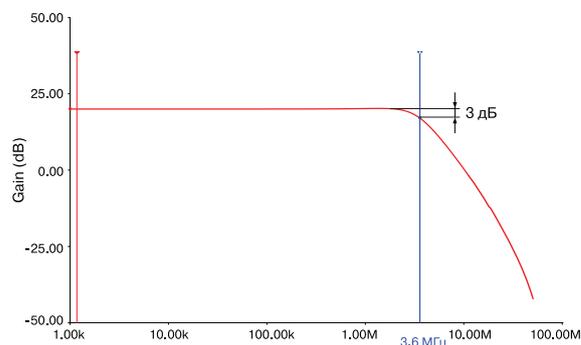


Рис. 7. АЧХ составного усилителя при уменьшенном в два раза коэффициенте усиления второго каскада

проведем эксперимент с усилителем, имеющим значительно меньшую частоту единичного усиления.

Используем для этих целей операционный усилитель ADA4091, как и в работе [1]. В соответствии с [4] частота единичного усиления этого ОУ составляет 1.2 МГц, что значительно расходится с результатами, приведенными в работе [1]. В составном усилителе с коэффициентом усиления 10 полоса пропускания оказалась равной 438 кГц (в работе [1] указана полоса пропускания 94 кГц), выбросов в АЧХ не наблюдается. Если сделать коэффициенты усиления каскадов вновь одинаковыми, то появляется выброс в АЧХ усилителя, как и в рассмотренном ранее примере.

Работает ли этот подход при использовании широкополосных усилителей с внутренней коррекцией, проверим с использованием ОУ ADA4895. Для корректного проведения эксперимента проверим частоту единичного усиления этого ОУ. В результате эксперимента выяснилось, что при использовании ОУ в инвертирующем и неинвертирующем включении с коэффициентом усиления, равным 1, получим совершенно разные результаты (рис. 8).

Такое же явление наблюдается и при использовании менее широкополосных усилителей. Например, для ОУ ADA4091 частота единичного усиления равна 675 кГц в инвертирующем включении и 1.88 МГц в неинвертирующем.

Результаты измерения АЧХ составного усилителя с использованием ОУ ADA4895 приведены на рис. 9.

Суммарная АЧХ составного усилителя на ОУ ADA4895 имеет небольшой выброс, а вот АЧХ каждого из усилителей значительно отличаются от АЧХ AD8599. В АЧХ первого усилителя наблюдается провал на частоте 158.5 МГц, а в АЧХ второго подъем на частоте 128.8 МГц, благодаря которому и выравнива-

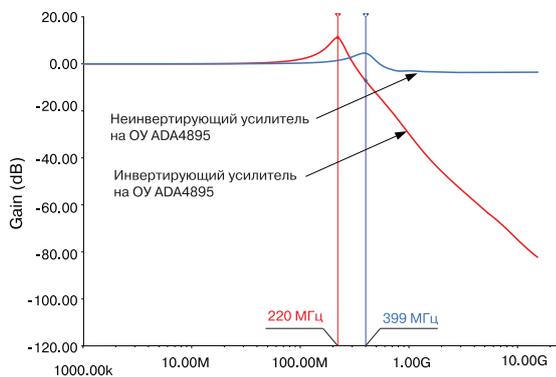


Рис. 8. АЧХ инвертирующего и неинвертирующего усилителя с единичным коэффициентом усиления на ОУ ADA4895

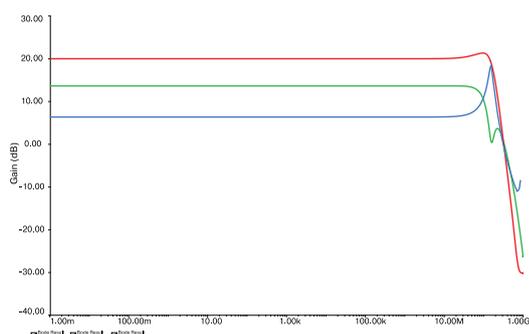


Рис. 9. Результаты анализа АЧХ составного усилителя на ОУ ADA4895 при коэффициенте усиления, равном 10

ется суммарная АЧХ. Полоса пропускания составного усилителя на ОУ ADA4895 с неравномерностью 3 дБ составляет 165 МГц. Незначительного уменьшения выброса можно добиться, увеличив коэффициент усиления второго каскада.

Из проведенных экспериментов можно сделать вывод, что при построении составных усилителей с коэффициентом усиления 10 и использовании ОУ с полосой пропускания до 50 МГц целесообразно устанавливать коэффициент усиления второго каскада равным 6.4 дБ, а для более высокочастотных усилителей необходима небольшая коррекция этого коэффициента усиления в сторону его увеличения.

А как нужно выбирать соотношении между коэффициентами усиления при большем значении коэффициента усиления составного усилителя? Проверим это на примере ОУ AD8599. Используем модель, приведенную на рис. 5, увеличив сопротивление резисторов обратной связи (R2 и R4) в 10 раз для получения суммарного коэффициента усиления равного 100 (40 дБ).

Для реализации коэффициента усиления 40 дБ и получения плоской АЧХ пришлось скорректировать

значение сопротивлений резисторов R2 и R4. Схема составного усилителя с коэффициентом усиления 100 приведена на рис. 10, а его АЧХ – на рис. 11.

Как следует из рис. 11, полоса пропускания составного усилителя на ОУ AD8599 при коэффициенте

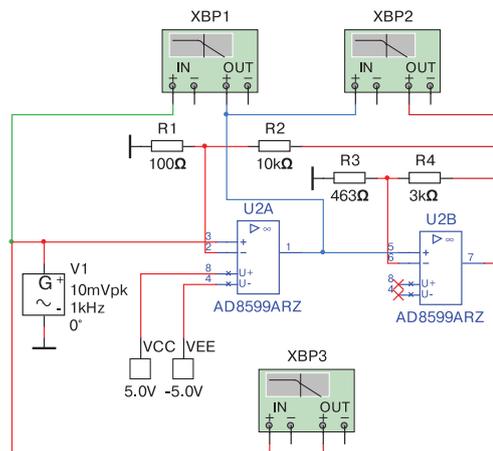


Рис. 10. Неинвертирующий составной усилитель на ОУ AD8599 с коэффициентом усиления 100

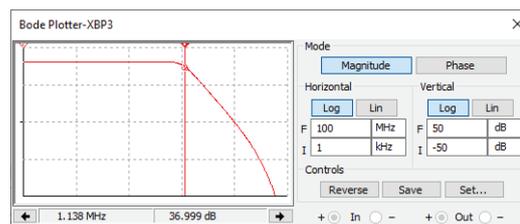
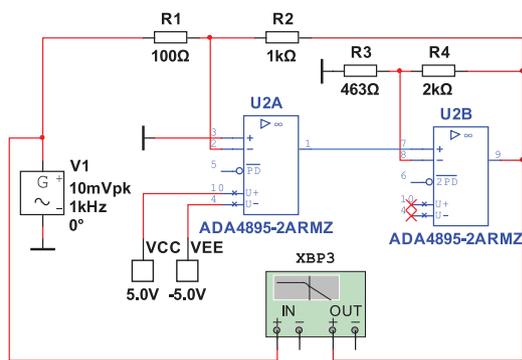


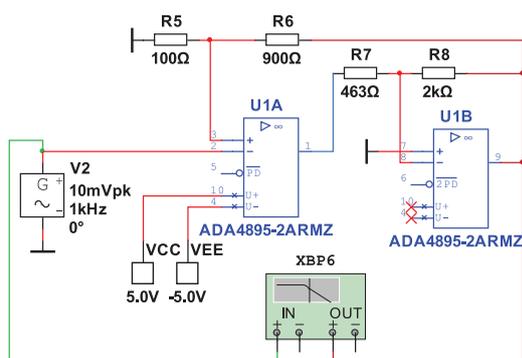
Рис. 11. Результаты анализа АЧХ составного усилителя на ОУ AD8599 при коэффициенте усиления равном 100

те усиления, равном 100, составляет 1.14 МГц, а если включить два каскада усиления последовательно, то полоса пропускания составит всего 665 кГц. Очевидно, что составной усилитель обладает значительно лучшими характеристиками и при больших коэффициентах усиления. При увеличении числа ОУ в составном усилителе до трех выигрыш становится совсем незначительным по сравнению со схемой с двумя ОУ и применение такого усилителя нецелесообразно.

А какие параметры обеспечивает составной инвертирующий усилитель по сравнению с неинвертирующим? Для ответа на этот вопрос проведено измерение АЧХ двух вариантов построения инвертирующего усилителя, выполненного на ОУ ADA4895. В первом варианте (рис. 12,а) второй усилитель включен как неинвертирующий, а во втором варианте (рис. 12,б) второй усилитель включен по инвертирующей схеме.



a)



b)

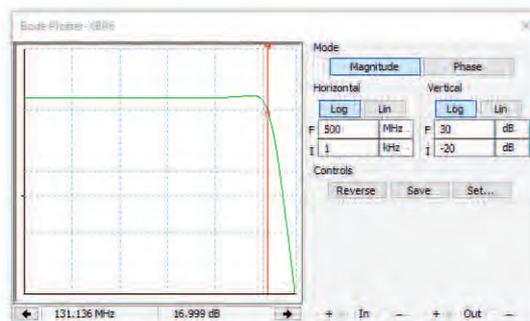
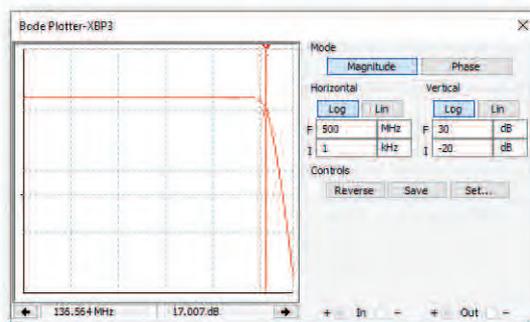


Рис. 12. Инвертирующий составной усилитель на ОУ ADA4895 с коэффициентом усиления 10

Сравнивая АЧХ этих составных усилителей, можно сделать вывод, что предпочтительнее вариант использования усилителя, собранного по схеме, рис. 12,а. В этом варианте схемы выброс АЧХ не превышает 0.5 дБ, а ширина полосы пропускания с неравномерностью 3 дБ составляет 136 МГц. Усилитель, собранный по схеме рис. 12,б, обеспечивает ширину полосы пропускания 131 МГц.

Напомним, что неинвертирующий составной усилитель на ОУ ADA4895 обеспечивает ширину полосы пропускания 165 МГц, что на 21% больше, чем у инвертирующего усилителя.

Из проведенных экспериментов следует вывод, что инвертирующий усилитель имеет более узкую полосу пропускания по сравнению с неинвертирующим

при одинаковых коэффициентах усиления, что необходимо учитывать при выборе схемы.

ЛИТЕРАТУРА

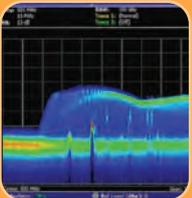
1. Дж. Логвинарио Составной усилитель обеспечивает высокую точность и поддерживает функции мощного драйвера / Электронные компоненты и системы, №3, 2019. с. 28-32.
2. Соколов Л. Аналоговые интегральные схемы: Пер. с англ. – М. Мир, 1988. – 583 с.
3. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8597_8599.pdf.
4. https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4091-2_4091-4.pdf.

VD MAIS
Измерительные приборы

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

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

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



VD MAIS
Электромеханические компоненты и компоненты систем автоматизации

- Низковольтная коммутационная аппаратура
- Программируемые промышленные контроллеры и компьютеры, ПО
- Шкафы • Крейты • Соединители • Корпуса
- Вентиляторы • Инструмент • Кабельная продукция • СКС • Системы маркировки

Дистрибуция и прямые поставки:
Acme-Portable, AMP Netconnect, Belden, Vorla, Eaton, EBM-Papst, HARTING, Hoffman, Kroy, Lapp Group, Molex, Phoenix Contact, Rittal, Schroff, Siemens, TE Connectivity, TKD, Wago

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



Интернет-магазин VD MAIS

The Professional Distributor

catalog.vdmais.ua

ПОКУПАЙ КОМПОНЕНТЫ ОНЛАЙН



- для разработчиков и предпринимателей
- быстрое получение счета без ожидания
- поставки со склада в Киеве
- заказы на зарубежных складах
- специальные условия для дилеров

1. Зарегистрируйтесь в один клик
2. Внесите данные плательщика
3. Выбирайте товары
4. Мгновенно получите счет
5. Оплатите онлайн или через банк
6. Ожидайте доставку заказа



- электронные компоненты
- светодиоды и блоки питания
- кабели, разъемы, клеммы, реле
- паяльное оборудование и материалы
- измерительные приборы



Центральный офис:

03061 Киев, ул. М. Донца, 6
Тел.: (+38-044) 201-0202
Факс: (+38-044) 202-1110
E-mail: info@vdmais.ua

Региональные представительства:

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

49006 Днепр
пр. Пушкина, 55, оф. 504
тел./факс: (0562) 319-128

65005 Одесса
ул. Головкинская, 36, оф. 20
тел./факс: (048) 734-1954

79058 Львов
пр. В. Черновола, 67, оф. 319
тел./факс: (032) 245-5478

69000 Запорожье
бульвар Шевченко, 25, оф. 14
тел. (095) 274 6897



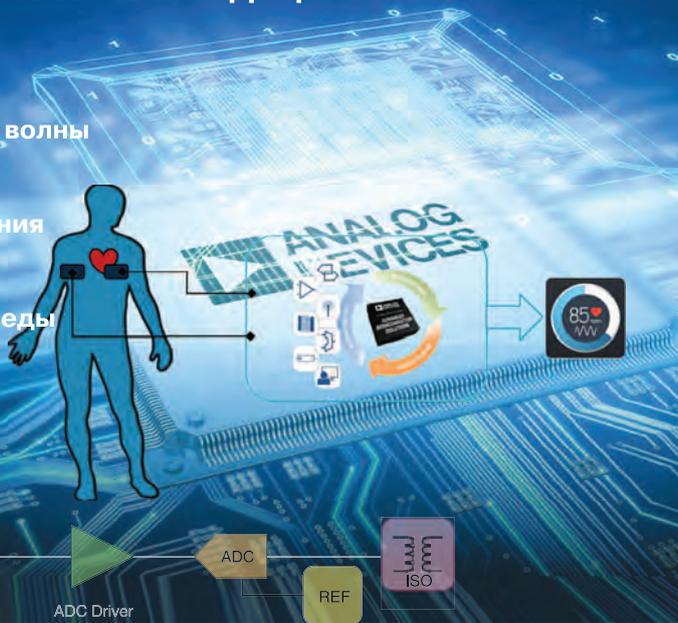
КОМПОНЕНТЫ ANALOG DEVICES ДЛЯ НОСИМЫХ МЕДИЦИНСКИХ УСТРОЙСТВ

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 – 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@vdmais.ua, www.vdmais.ua

В КАКИХ СЛУЧАЯХ МИНИАТЮРНЫЕ КОРПУСА ИМС ЛУЧШЕ ОБЫЧНЫХ *

WHEN SMALLER IS BETTER

В статье показаны преимущества источников питания в миниатюрных корпусах.

Ф. Достал

Abstract – The article shows the advantages of power supplies in miniature cases.

F. Dostal



Вопрос:

Как работает стабилизатор, выполненный в миниатюрном корпусе типа μ Module®?

Ответ:

Модули для источников питания в интегральном исполнении давно выпускаются микроэлектронной промышленностью, в том числе и в миниатюрных корпусах, рис. 1.



Рис. 1. Сверхминиатюрная микросхема источника питания типа LTM8074

Например, импульсные стабилизаторы непосредственно устанавливаются на печатную плату. Их основная функция состоит в преобразовании входного постоянного напряжения в стабилизированное выходное напряжения. По сравнению с импульсными стабилизаторами, которые содержат преобразователь и мощные ключи в кристалле, мо-

дуль законченного источника питания содержит еще достаточно большое число пассивных компонентов, включая катушку индуктивности.

На рис. 2 приведена схема понижающего импульсного источника питания LTM8074, включающая импульсный преобразователь и катушку индуктивности. Подобный модуль, как правило, выпускается с интегрированной катушкой индуктивности, и пользователь получает готовое устройство, не требующее доработки. Преимуществом такого решения является высокая степень миниатюризации.

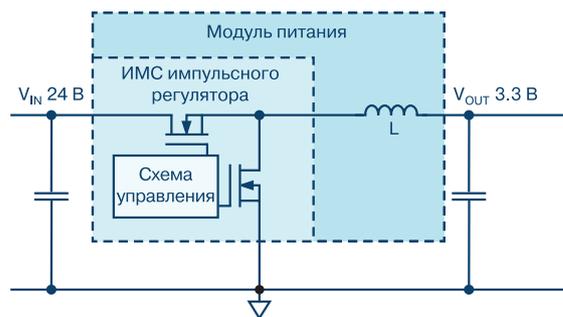


Рис. 2. ИМС LTM8074, выполненная по Silent Switcher® архитектуре

Известно, что импульсный стабилизатор является источником высокочастотных электромагнитных помех, которые могут исказить полезные сигналы в измерительных цепях любого оборудования, включая медицинские приборы, управляющие системы и многие другие.

Как правило, печатные платы для этих устройств имеют небольшие размеры, а это приводит к тому, что источник помех в виде импульсного стабилизатора может оказаться в непосредственной близости от чувствительных к помехам компонентов и сигнальных цепей.

* Dostal F. When Smaller Is Better. Analog Dialogue, Vol. 3, July, 2019, Rarely Asked Question 167. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

Отметим, что вместо уменьшения частоты импульсного преобразователя, включения фильтров или применения экрана, следует направить усилия разработчиков ИМС на снижение уровня излучаемых источником питания помех. Это удастся обеспечить в сверхминиатюрных корпусах для поверхностного монтажа, в которых все компоненты имеют сверхмалые размеры.

На рис. 2 показан источник питания типа LTM8074, выполненный в сверхминиатюрном корпусе по технологии Silent Switcher®, отличающийся сверхнизким уровнем излучаемых электромагнитных помех. Этот источник питания отвечает требованиям стандарта EN 55022 Class B по электромагнитной совместимости. Импульсная переходная характеристика источника питания LTM8074 приведена на рис. 3.

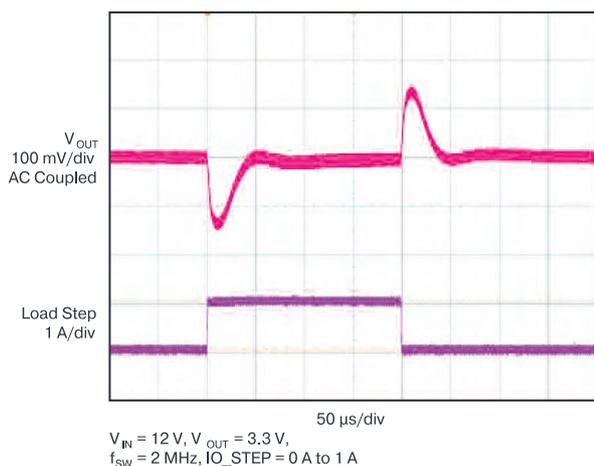


Рис. 3. С минимальной емкостью выходных конденсаторов (керамика, 2x4.7 мкФ) LTM8074 обеспечивает малое время переходного процесса при $U_{вх} = 12 В$ и $U_{вых} = 3,3 В$.

Основные параметры этого источника питания следующие: ток нагрузки 1.2 А, максимальное входное напряжение 40 В, размеры BGA-корпуса 4x4x1.82 мм.

Отметим, что нет необходимости помещать все пассивные компоненты источника питания в корпус ИМС. Если источник питания программируемый, то он должен содержать контроллер и энергонезависимую память, что усложняет и удорожает схему в целом. В тоже время, если можно обойтись без такого усложнения, целесообразно просто добавить внешние компоненты для регулировки параметров

источника питания. Такое решение представлено на рис. 4.

Расположение внешних компонентов приведен-

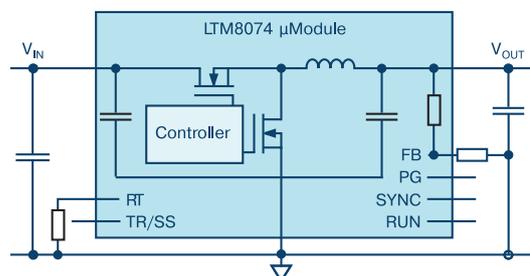


Рис. 4. Схема включения ИМС LTM8074 с внешними пассивными компонентами

ного на рис. 4 источника питания на базе ИМС LTM8074 показано на рис. 5. Как следует из этого рисунка, все внешние компоненты занимают минимальную площадь печатной платы.

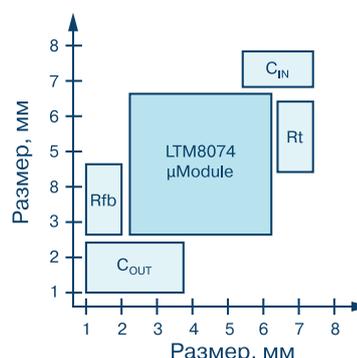


Рис. 5. Пример расположения внешних компонентов источника питания

При миниатюризации источников питания может возникнуть проблема отвода избыточного тепла. Эта проблема успешно решена в микросхеме LTM8074. Кроме того, по уровню излучаемых помех эта ИМС сравнима с линейными источниками питания.

ВЫВОДЫ

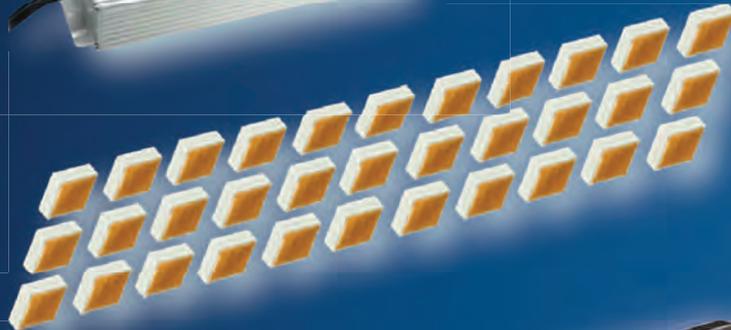
Миниатюризация микросхем импульсных источников питания позволяет снизить уровень излучаемых помех, и, в тоже время, обеспечить отвод избыточного тепла, как показано на примере источника питания типа LTM8074.

Недорогие светильники для промышленного освещения

на базе светодиодов XLamp MHB-B



HLG-120H-C500
HV output



XLamp MHB-B
33 шт.



FLORENCE-3R



Основные преимущества XLamp® MHB-B:

- самая низкая удельная стоимость на единицу светового потока [лм/\$] из всех светодиодов, выпускаемых компанией Cree
- керамический корпус
- температура кристалла до 105 °C
- время, за которое деградация светового потока составляет 10%, не менее 21 400 часов.

Применение светодиодов серии MHB-B вместо светодиодов средней и малой мощности позволяет уменьшить стоимость светодиодов, несмотря на более высокую стоимость одного экземпляра (при той же интенсивности света потребуется меньшее число светодиодов), уменьшить габариты и массу светильника.



VD MAIS – официальный дистрибьютор компаний **MEAN WELL**, **CREE** и **LEDIL** 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@vdmairs.ua, www.vdmairs.ua

НОВЫЕ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ С НИЗКИМ УРОВНЕМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ КОМПАНИИ ANALOG DEVICES

NEW DC/DC CONVERTERS WITH LOW ELECTROMAGNETIC INTERFERENCE FROM ANALOG DEVICES

В статье приведена краткая информация о микросхемах DC/DC-преобразователей, выпуск которых компания Analog Devices освоила во втором квартале 2019 года. Преобразователи предназначены для построения мощных источников питания и драйверов светодиодов в таких областях техники, где предъявляются повышенные требования к уровню электромагнитных помех, создаваемых при работе преобразователей. Показана эффективность использования технологии расширения спектра для снижения уровня электромагнитных помех, создаваемых преобразователями.

В. Макаренко

Abstract – The article provides a summary of the DC/DC Converter chips, the production of which the company Analog Devices mastered in the second quarter of 2019. Converters are designed to build powerful power supplies and led drivers in such areas of technology, where there are increased requirements for the level of electromagnetic interference generated during operation of converters. The efficiency of using the technology of expanding the spectrum to reduce the level of electromagnetic interference generated by converters is shown.

V. Makarenko

Компания Analog Devices выпускает множество модификаций ИМС DC/DC-преобразователей с низким уровнем электромагнитных помех (ЭМП), предназначенных для использования в различных устройствах, в том числе и в качестве драйверов светодиодов. Причем номенклатура продукции постоянно расширяется. Во втором квартале 2019 года на рынок было выпущено несколько новых ИМС DC/DC-преобразователей для источников питания различного назначения. Рассмотрим кратко характеристики этих преобразователей.

Для обеспечения электромагнитной совместимости и бесперебойной работы электронных систем приняты международные законодательные акты и стандарты, которые ограничивают уровни генерации и излучения различных видов электромагнитных помех. Допустимые уровни излучаемых и генерируемых помех регламентируются несколькими стандартами. Наиболее важными международными стандартами в области электромагнитной совместимости являются стандарт Федеральной комиссии по связи США (Federal Communications Commission – FCC), глава 15 и стандарт Международного специального комитета по борьбе с радиопомехами (International Special Committee on Radio Interference – CISPR) CISPR 25 – совместимость технических средств электромагнитная для транспортных средств, моторных лодок и устройств с двигателями

внутреннего сгорания (характеристики промышленных радиопомех).

Для удовлетворения требованиям этих стандартов в преобразователях Analog Devices использована технология расширения спектра (Spread Spectrum), которая позволяет снизить уровень ЭМП, создаваемых преобразователями, примерно на 16 дБ, не снижая при этом КПД преобразователя.

В режиме Spread Spectrum frequency modulation (SSFM) несущее колебание ШИМ-модулятора дополнительно подвергается частотной модуляции. В результате число составляющих в спектре ЭМП (как кондуктивных, так и индуктивных) значительно возрастает, но их уровень становится меньше.

LT8210 – синхронный контроллер понижающего/повышающего преобразователя (Buck-Boost converter) постоянного напряжения

Кроме Buck-Boost используется и название SEPIC-преобразователь. Такие преобразователи находят применение в автомобильных, промышленных, телекоммуникационных системах, в авионике, системах для экстренных вызовов, устройствах, соответствующих стандартам ISO 7637, ISO 16750, MIL-1275, DO-160.

Например, в автомобилях конвертеры постоянного тока в постоянный ток используются для

полностью контролируемой зарядки дополнительного аккумулятора или блока аккумуляторов. Их использование является необходимым в случае автомобилей с интеллектуальным управлением генератором для общей защиты системы, использующих литиевые аккумуляторы.

Напряжение, формируемое генераторами двигателей, управляемых бортовой электроникой и соответствующих требованиям Евро 5 и 6, часто недостаточно для заряда аккумуляторов даже при работающем двигателе. Как следствие, для зарядки аккумуляторов необходим повышающий преобразователь. В случае использования литиевых аккумуляторов генератор должен быть защищен от перегрузки, которая приводит к перегреву, возникающему из-за того, что системы контроля генератора не могут обеспечить работу с литиевыми аккумуляторами из-за их очень низкого внутреннего сопротивления. ИМС LT8210 позволяет реализовать все требуемые функции.

Основные параметры LT8210 [1]:

- выбираемый коммутацией напряжения на выходах режим работы:
 - ◆ непрерывного тока (CCM – Continuous Conduction Mode)
 - ◆ прерывистого тока (DCM – Discontinuous Conduction Mode)
 - ◆ пакетный режим работы (Burst Mode Operation)
- программируемое окно входных напряжений в режиме прямой передачи (Pass-Through Mode)
 - в режиме прямой передачи ток потребления не более 18 мкА, КПД не менее 99.9%
 - диапазон входных напряжений от 2.8 до 100 В (4.5 В для запуска)
 - диапазон выходных напряжений от 1 до 100 В
 - защита от обратного напряжения на входе до –40 В
 - погрешность поддержания выходного напряжения не хуже $\pm 1,25\%$ в диапазоне температур от –40 до 125 °С
 - погрешность измерения выходного тока не более $\pm 3\%$
 - погрешность регулировки тока не более $\pm 5\%$
 - встроенный 4-канальный драйвер затворов N-канальных МОП-транзисторов
 - возможность работы на фиксированной частоте в диапазоне 80...400 кГц
 - возможность работы с внешней синхронизацией
 - возможность работы в режиме с частотной модуляцией сигнала управления ключами (Spread

Spectrum Frequency Modulation) для обеспечения низкого уровня ЭМП

- формирование сигнала Power Good системой защиты от перенапряжения и от короткого замыкания на выходе
- диапазон рабочих температур –40...125 °С
- корпус TSSOP-38.

ИМС LT8210 – контроллер, который может работать в режиме прямой передачи (Pass-Through Mode). В этом режиме работы на выход передается входное напряжение напрямую, если его значение находится в диапазоне, запрограммированном пользователем. В режиме прямой передачи отсутствуют потери на переключение силовых ключей, отсутствуют электромагнитные помехи (ЭМП) и достигается максимальное значение КПД. Для входных напряжений выше или ниже, заданного для режима прямой передачи окна, цепи регулирования поддерживают либо верхнее значение напряжения, заданного для окна, либо нижнее.

Максимальное напряжение питания драйверов GATEVcc может быть установлено равным 10.6 В, что позволяет использовать стандартные МОП-транзисторы.

На рис. 1 приведена типовая схема включения ИМС LT8210 в резервном источнике питания с использованием режима прямой передачи.

Ток, потребляемый по входу от источника питания (при VIN = 12 В), не превышает 55 мкА при отключенной от выхода VOUT нагрузке. Выходной ток не превышает 1.9 мкА при отключенном входе или выключенном (DISABLED) преобразователе.

Режим работы LT8210 задается изменением уровня напряжения на управляющих входах MODE1 и MODE2 в соответствии с табл. 1.

Таблица 1. Режимы работы LT8210

Уровень напр. на входах		Режим работы
MODE2	MODE1	
Низкий	Низкий	Continuous Conduction Mode (CCM)
Низкий	Высокий	Discontinuous Conduction Mode (DCM)
Высокий	Низкий	Burst Mode Operation
Высокий	Высокий	Pass-Through Mode

Эффективность работы преобразователя иллюстрирует рис. 2, на котором приведены графики за-

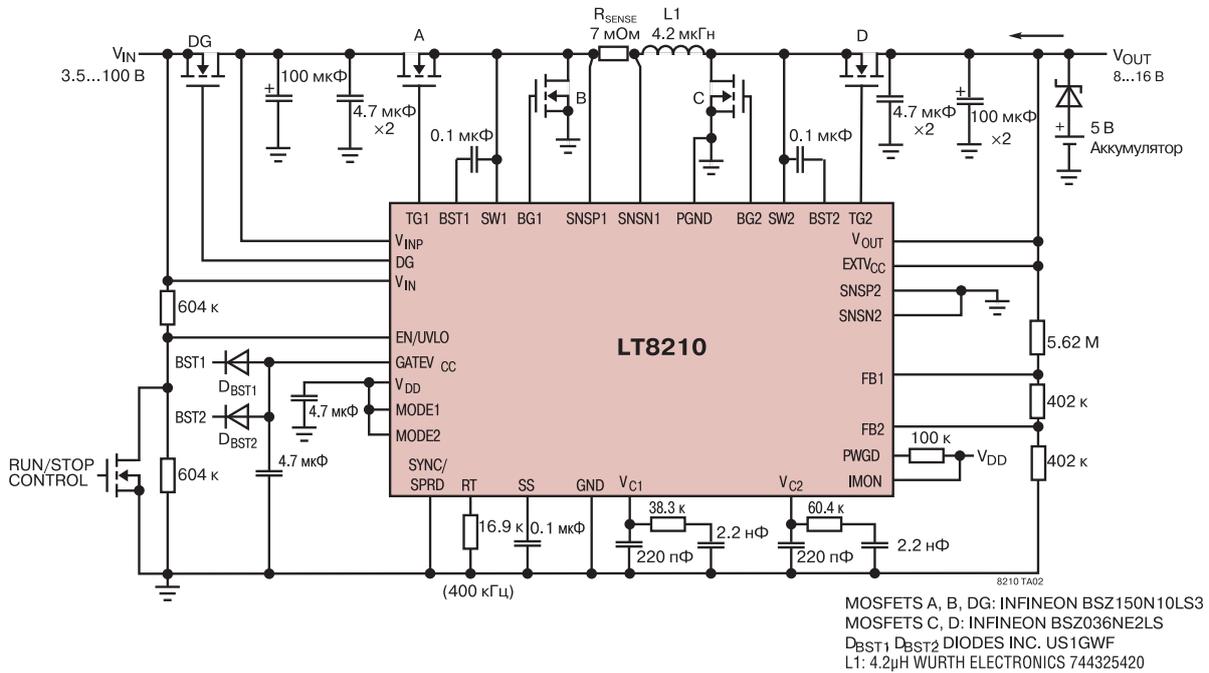


Рис. 1. Принципиальная схема резервного источника питания с низким током покоя, использующим режим прямой передачи

висимостей КПД преобразователя от тока нагрузки и режима работы при входном напряжении 20 В. Зависимости при других входных напряжениях приведены в [1].

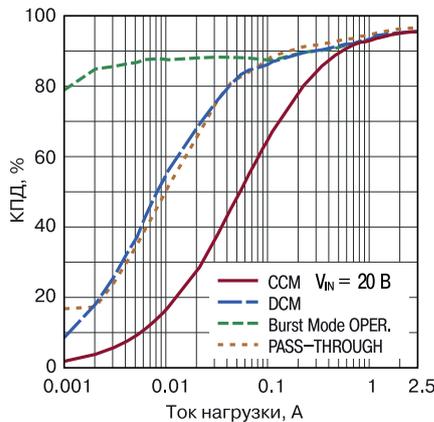


Рис. 2. Графики зависимостей КПД преобразователя LT8210 от тока нагрузки и режима работы

Напряжение на выходе в режиме прямой передачи можно рассчитать по формулам, приведенным на рис. 3. Делителями напряжения (R1, R2) задается ширина окна режима прямой передачи.

Частота коммутации ключей задается резистором, включенным между выводом RT и общим проводом, и может изменяться в диапазоне от 80 до 400 кГц. Рассчитать частоту коммутации можно по формуле

$$f_{sw(OPTIMAL)} = [(260 + (5.5 \cdot V_{OUT})) \cdot R_{SENSE}] / L_1,$$

где R_{SENSE} – сопротивление датчика тока, L_1 – индуктивность дросселя.

В [1] приведены рекомендации по выбору и расчету индуктивности катушки и таблица значений сопротивления резистора для формирования различных значений частоты коммутации.

Для синхронизации работы с внешним генера-

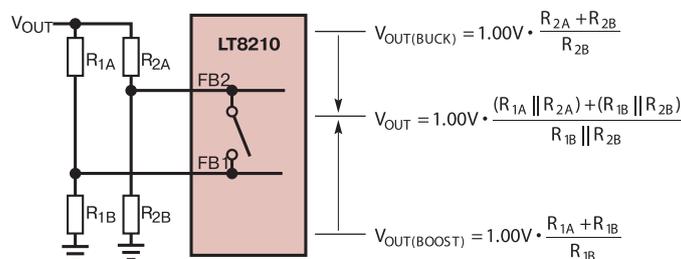


Рис. 3. Работа LT8210 в режиме прямой передачи

тором необходимо на вход SYNC/SPRD подать импульсы, длительность которых может находиться в пределах от 10 до 90% величины периода сигнала синхронизации, а уровень логической единицы – в диапазоне 1.8...5 В.

Чтобы перевести ИМС в режим работы с расширением спектра для уменьшения уровня ЭМП, необходимо на вход SYNC/SPRD подать напряжение с вывода V_{DD} . В этом режиме частота коммутации будет изменяться от номинального значения f_{sw} до $1.125 f_{sw}$.

В режимах работы CCM, DCM и BURST MODE выходное напряжение задается делителем напряжения, подключенным к выводу FB1 (рис. 4) и рассчитывается по формуле

$$V_{OUT} (B) = (R_{1A} + R_{1B})/R_{1B}$$

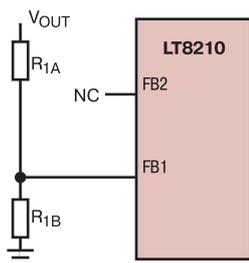


Рис. 4. Схема управления выходным напряжением LT8210 в режимах CCM, DCM и BURST MODE

В [1] приведены рекомендации и расчетные соотношения для выбора всех элементов преобразователя, большое число типовых схем включения, иллюстрирующих работу преобразователя в различных режимах.

Драйвер светодиодов LT3952A

Преобразователь имеет высокий КПД, защиту от коротких замыканий на выходе, предусмотрена возможность регулировки яркости свечения светодиодов (диммирования) в широком диапазоне внутренней схемой управления. Такие характеристики ИМС позволяют использовать ее в автомобильной и авиационной промышленности, системах машинного зрения и подсветки дисплеев, сканерах и других приложениях с высокими требованиями к уровню ЭМП [2].

Основные параметры LT3952A [3]:

- диапазон входного напряжения 3...42 В
- частота преобразования 0.2...3 МГц

- возможность синхронизации работы от внешнего генератора
- максимальный ток встроенного ключа 4А
- частотная модуляция с расширением спектра (SSFM)
 - выход управления затвором силового ключа
 - встроенная система регулировки яркости светодиодов (Dimming)
 - диапазон регулировки яркости свечения светодиодов 4000:1 с помощью ШИМ-сигнала
 - диапазон регулировки яркости свечения светодиодов 10:1 изменением напряжения на управляющем входе
 - программируемая система защиты от перенапряжения и пониженного напряжения на входе
 - защита от короткого замыкания на выходе
 - система контроля и ограничения входного тока
 - габаритные размеры 9.6×4.4 мм
 - тип корпуса TSSOP-28.

На рис. 5 приведены спектры кондуктивных помех, создаваемых преобразователем LT3952A при включенном и отключенном режиме SSFM, измеренные в узком диапазоне частот. Частотная модуляция осуществляется по треугольному закону. Из рис. 5 следует, что снижение уровня ЭМП составляет не менее 16 дБ, что является весьма существенным результатом. Следует учесть, что спектры, приведенные на рис. 5, измерены без применения дополнительных помехоподавляющих фильтров. Измерения в широком диапазоне частот дают очень похожую картину. Уровень спектральных составляющих вокруг гармоник сигнала с частотой коммутации ключей снижается не менее, чем на 14 дБ [4] благодаря расширению спектра.

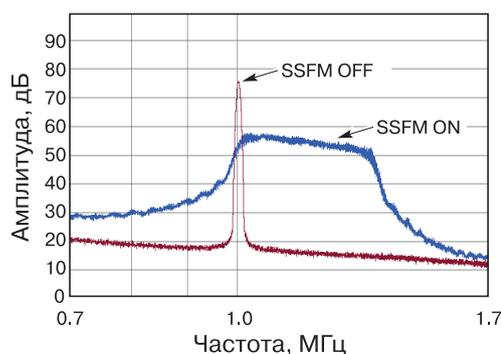


Рис. 5. Спектры кондуктивных ЭМП при включенном (синий) и выключенном режиме расширения спектра (SSFM)

На рис. 6 приведена типовая схема включения ИМС LT3952A, работающей в режиме расширения спектра [3] и обеспечивающей максимальную

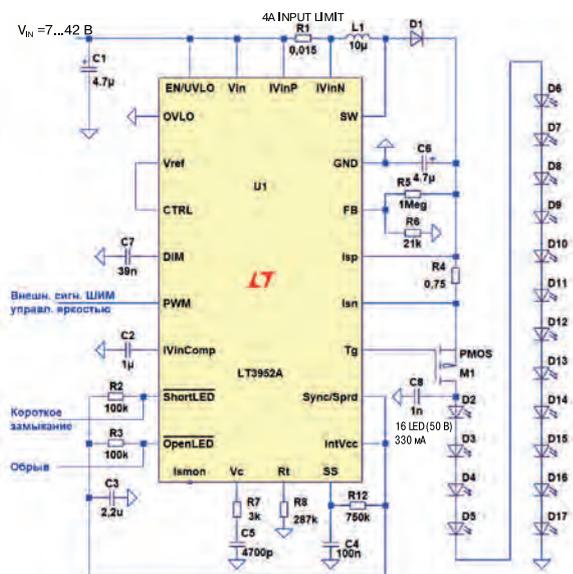


Рис. 6. Типовая схема включения ИМС LT3952A, работающей в режиме расширения спектра

яркость свечения светодиодов.

В приведенной на рис. 6 схеме режим SSFM включается путем подачи напряжения с выхода встроенного источника 3 В (IntVcc) на вывод SYNC/SPRD. Вывод SYNC/SPRD предназначен для подачи на него сигнала внешней синхронизации и включения режима SSFM. При низком уровне напряжения на этом входе преобразователь работает с фиксированной внутренней частотой. Если используется режим работы с внешней синхронизацией сопротивление резистора, подключенного ко входу RT (R8 на рис. 6), должно быть выбрано таким, чтобы частота внутреннего генератора ИМС была примерно на 20% ниже чем частота сигнала синхронизации. Определить величину сопротивления этого резистора можно с помощью графика, приведенного на рис. 7. Режим синхронизации включается через 50 нс после подачи на вход SYNC/SPRD фронта импульса внешнего сигнала синхронизации.

Вывод DIM предназначен для регулировки скважности сигнала ШИМ. При изменении напряжения на этом входе от 0.2 до 1.2 В скважность меняется от 0 до 100%. Следует учесть, что ко входу DIM подключен внутренний источник тока 20 мкА. Если регулировка яркости не нужна, то следует либо подключить этот вывод к источнику IntVcc или подключить между выводом DIM и общим проводом конденсатор небольшой емкости.

Для регулировки выходного напряжения на вы-

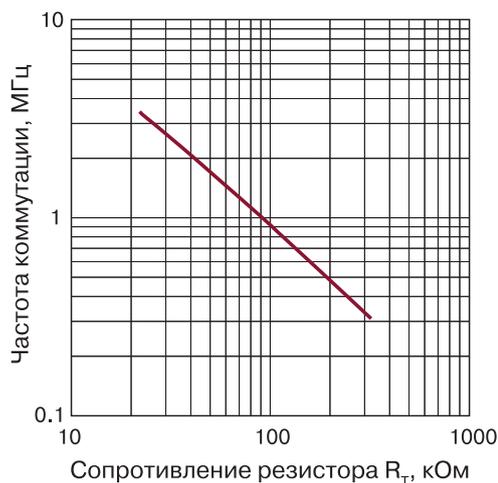


Рис. 7. Зависимость частоты коммутации ИМС LT3952A от сопротивления резистора R_T

вод FB подается часть выходного напряжения через делитель (R5, R6 на рис. 6). Выходное напряжение можно рассчитать по формуле

$$V_{OUT} (B) = 1.2(1 + R_5/R_6).$$

Вывод SS предназначен для обеспечения плавного пуска преобразователя. Для этого к нему подключается конденсатор и резистор, вторым выводом подключенный к источнику питания IntVcc.

Вывод PWM предназначен для включения/выключения преобразователя. При подключении вывода к общему проводу преобразователь выключается. К этому выводу внутри подключено два источника тока ± 10 мкА для формирования треугольного напряжения в формирователе ШИМ-сигнала. Для этого к выводу PWM подключается внешний конденсатор.

На выводе SHORTLED (открытый сток полевого транзистора) формируется низкий уровень или в случае короткого замыкания, или при превышении значения максимального тока нагрузки.

На выводе OPENLED (открытый сток полевого транзистора) формируется низкий уровень при снижении тока нагрузки более чем на 10% от номинального значения.

Выходной ток выводов SHORTLED и OPENLED не должен превышать 2 мА.

На рис. 8 приведена зависимость КПД преобразователя LT3952A от величины входного напряжения. Более подробную информацию о режимах работы, расчету параметров элементов схемы и типовых схемах включения можно найти в [3].

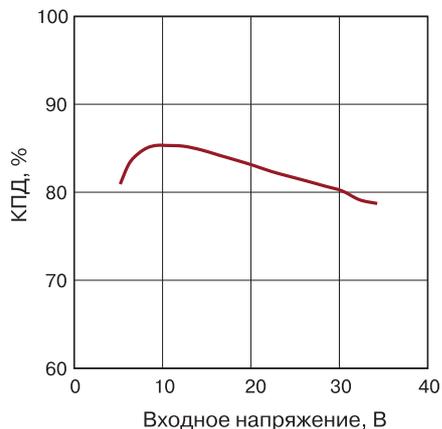


Рис. 8. Зависимость КПД преобразователя LTC3376 от величины входного напряжения

LTC3376 – 4-канальный понижающий преобразователь с 8-ю конфигурируемыми мощными каскадами

Преобразователь предназначен для применения в телекоммуникационном и промышленном оборудовании с напряжением питания 12 В.

Основные параметры LTC3376 [5]:

- диапазон входных напряжений 3...20 В
- диапазон выходных напряжений $(0.4...0.83) \times V_{IN}$
- 8 мощных каскадов с выходным током по 1.5 А
- 15 вариантов конфигурации выходов с током нагрузки от 1.5 до 12 А на канал
 - внутренние конденсаторы вольтодобавки (C1 на рис. 9), позволяющие уменьшить площадь печатной платы
 - ток потребления при отключенной нагрузке и активным преобразователем одного канала – 27 мкА, при всех включенных преобразователях – 42 мкА
 - погрешность поддержания выходного напряжения не хуже 1%
 - контроль максимального тока в режимах работы пакетный/принудительно и непрерывный (Burst Mode®/Operation/Forced Continuous)
 - отдельные выходы сигналов PGOOD для каждого канала
 - раздельное управление каждым из четырех каналов преобразователя
 - частота коммутации от 1 до 3 МГц, задаваемая либо резистором RT, либо синхронизируемой системой ФАПЧ, либо от встроенного генератора частотой 2 МГц
 - формирование на выводе TEMP напряжения пропорционального температуре кристалла

- контроль выходного тока
- диапазон рабочих температур –40...125 °С
- габаритные размеры 7×7 мм
- корпус BGA-64.

На рис. 9 приведена функциональная схема мощного каскада. Для увеличения амплитуды выходного импульса используется конденсатор вольтодобавки C1, включенный между выходом силового каскада и точкой питания драйвера верхнего плеча. Таким образом, вводится параллельная положительная обратная связь по цепи питания или, так называемое, следящее питание. С функциональной схемой всего преобразователя LTC3376 можно ознакомиться в [5].

Типовая схема включения ИМС LTC3376 в режиме работы с четырьмя выходными каналами приведена на рис. 10. Для этой схемы включения на рис. 11 приведены графики зависимостей КПД ИМС LTC3376 от величины входного напряжения и режима работы преобразователя.

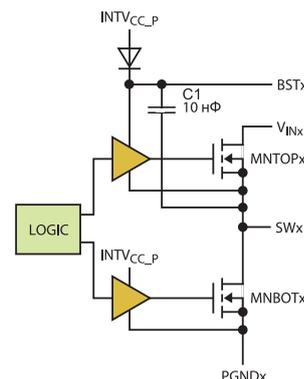


Рис. 9. Функциональная схема мощного каскада

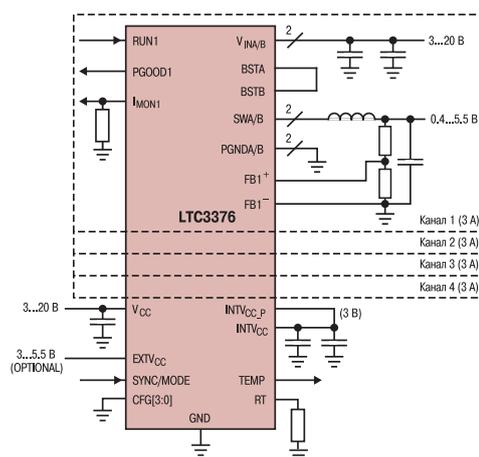


Рис. 10. Типовая схема включения ИМС LTC3376 в режиме работы с четырьмя каналами

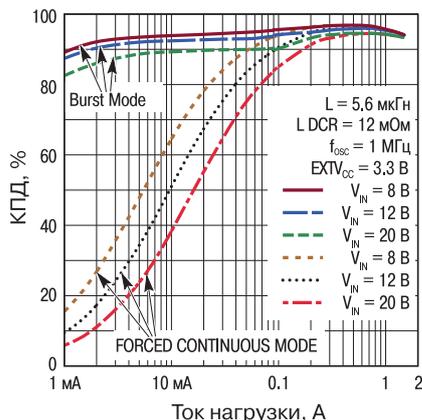


Рис. 11. Графики зависимостей КПД ИМС LTC3376 от величины входного напряжения и режима работы преобразователя

Из графиков следует, что при малых токах нагрузки или при нагрузке, изменяющейся в широких пределах, целесообразно использовать режим Burst Mode.

Конфигурация режима работы осуществляется подачей напряжения INTV_{CC} (логическая 1) или нулевого потенциала (логический 0) на выходы CFG0, CFG1, CFG2 и CFG3 (табл. 1). Выходы мощных каскадов пронумерованы буквами от А до Н. В табл. 1 указывается выходы каких мощных каскадов будут объединены для работы на общую нагрузку при различных сочетаниях потенциалов на входах конфигурации. Например, если на все выходы CFG будет

Таблица 1. Соответствие конфигурации выходов от управляющих сигналов на входах CFG0... CFG3

CFG3	CFG2	CFG1	CFG0	Конфигурация выходов			
				Канал 1	Канал 2	Канал 3	Канал 4
0	0	0	0	AB	CD	EF	GH
0	0	0	1	ABH	CD	EF	G
0	0	1	0	ABH	CDE	F	G
0	0	1	1	ABDH	C	EF	G
0	1	0	0	AB	CDE	–	FGH
0	1	0	1	ABCD	–	EF	GH
0	1	1	0	ABH	–	CDEF	G
0	1	1	1	ABCD	–	–	EFGH
1	0	0	0	ABDEH	C	F	G
1	0	0	1	ABCDH	–	EF	G
1	0	1	0	ABCDE	–	–	FGH
1	0	1	1	ABCDEH	–	F	G
1	1	0	0	ABCDEF	–	–	GH
1	1	0	1	ABCDEFH	–	–	G
1	1	1	0	ABCDEFGH	–	–	–
1	1	1	1	AB	CD	EF	GH

подан нулевой потенциал, то ИМС будет работать с четырьмя выходами по 3 А (первая строка табл. 1).

Входы INTV_{CC} сделаны отдельными для каждого канала. Для подключения канала необходимо подать напряжение от источника питания на вход INTV_{CC} и подключить к нему развязывающий конденсатор.

Частота коммутации при работе от внутреннего генератора определяется по формуле

$$f_{OSC} \text{ (МГц)} = 804/R_T$$

где R_T – сопротивление резистора, подключенного к выводу RT, выраженное в кОм.

Более подробную информацию о схемах включения, расчете параметров элементов и особенностях режимов работы можно найти в [5].

LT8551 – многофазный повышающий преобразователь со встроенными драйверами затворов

Преобразователь предназначен для использования в промышленных системах автоматизации с большими токами потребления.

Основные характеристики преобразователя LT8551 [6]:

- четыре выхода с различными фазами сигналов

управления

- входное и выходное напряжение до 80 В
- объединение нескольких микросхем для увеличения выходного тока
- поддержка до 18 сигналов управления с различными фазами и шагом изменения фазы 20° (от 20 до 180°)
- фиксированная частота от 125 кГц до 1 МГц
- защита от перегрузки по току
- диапазон рабочих температур -40...125 °С
- габаритные размеры 7×8 мм
- корпус QFN-52.

Типовая схема включения LT8551 приведена на рис. 12.

Для увеличения выходного тока можно объединять несколько ИМС LT8551 в одну систему. На рис. 13 приведена структурная схема включения нескольких ИМС с общим управлением.

Основной контроллер управляет ведущей ("мастер") ИМС LT8551. Команды, передаваемые

контроллером, выполняются как ведущей, так и ведомыми ИМС. Выводы TGSR и TGSL ведомого устройства связаны с выводами REG (ведущего устройства) и GND, соответственно. Если напряжение $V = VTGSR - VTGSL$ меньше чем 2.3 В, выводы TGBUF ведущей и ведомых ИМС необходимо подключить к общему проводу.

Для ограничения допустимого тока используется один датчик R_{SENSE} , включенный последовательно с дросселем преобразователя (рис. 12). Напряжение, снимаемое с этого датчика, подается на выводы ISN и ISP ведущей ИМС LT8551, а ведомые ИМС управляются усиленным сигналом, формируемым на выводе IAMPP ведущей микросхемы (рис. 14).

Для стабильной работы системы ограничения тока емкость, включенная между выводами IAMPP и GND, должна находиться в диапазоне от 100 до 470 пФ. В ведомых ИМС выводы ISN и ISP не используются и должны быть подключены к общему проводу (рис. 14).

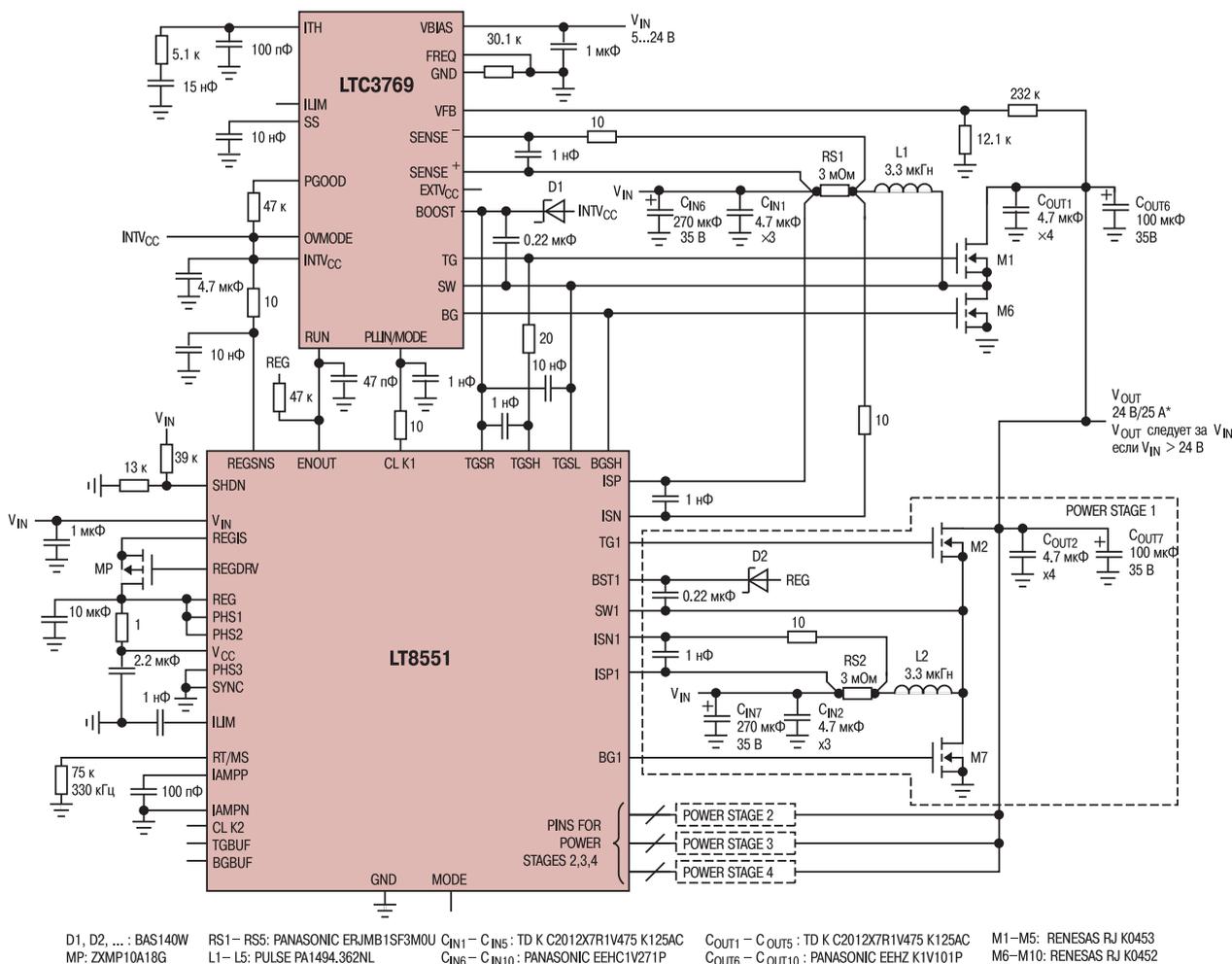


Рис. 12. Типовая схема включения LT8551

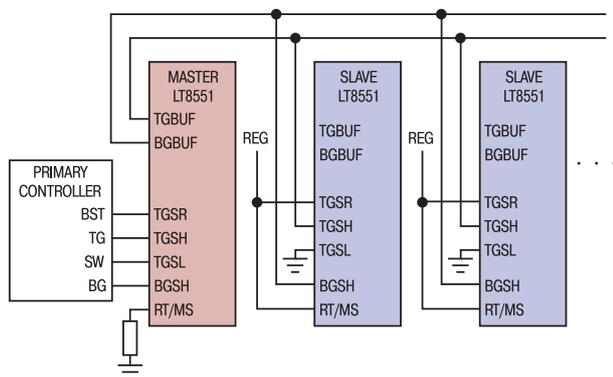


Рис. 13. Структурная схема включения нескольких ИМС LT8551 с общим управлением

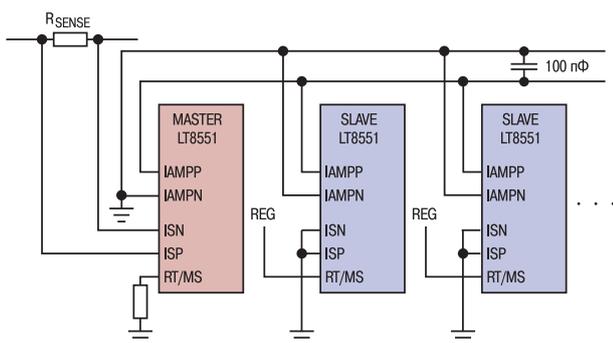


Рис. 14. Структурная схема соединения нескольких ИМС LT8551 при использовании одного датчика тока

Усилитель сигнала датчика тока имеет три программируемых значения коэффициента усиления. Для изменения коэффициента усиления достаточно изменить напряжение на входе ILIM. При нулевом напряжении коэффициент усиления максимален и равен 33.3, при подключении вывода ILIM к выводу REG – 16.7, не подключенный вывод – коэффициент усиления 11.1 (рис. 15). Программирование коэффициента усиления позволяет регулировать чувствительность системы контроля выходного тока источников питания.

С другими примерами типовых схем включения, расчетом параметров элементов и выбором режимов работы ИМС LT8551 можно подробно ознакомиться в [6].

Приведенная в статье краткая информация позволяет получить представление об основных возможностях и областях применения новых микросхем преобразователей. Он также позволяет сде-

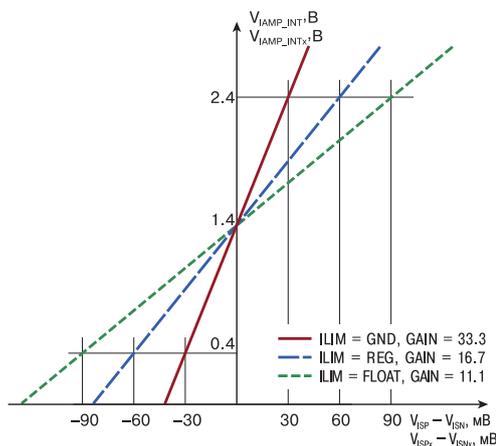


Рис. 15. Зависимости коэффициента усиления от состояния вывода ILIM ИМС LT8551

лать вывод о целесообразности использования преобразователей с технологией расширения спектра для разработки источников питания, удовлетворяющих самым жестким требованиям по уровню создаваемых электромагнитных помех.

Подробнее ознакомиться с параметрами и схемами включения ИМС преобразователей можно в [1, 3, 5, 6] и на сайте компании Analog Devices.

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT8210.pdf>.
2. Szolusha K, Lawrence K. Synchronous, Low EMI LED Driver Features Integrated switches and Internal PWM Dimming / LT Journal of Analog Innovation, August 2016, Volume 26, Number 3 // <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/lt-journal-article/ltjournal-v26n3-2016-08.pdf>.
3. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT3952A.pdf>.
4. Макаренко В.В. Драйвер светодиодов с расширенными функциональными возможностями / Электронные компоненты и системы, №1 (217), 2017, с. 54-60 // http://www.ekis.kiev.ua/User-Files/Image/pdfArticles/1_2017/V.Makarenko_LED_driver_with_enhanced_functionality.pdf.
5. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT3376.pdf>.
6. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT8551.pdf>.

ДРАЙВЕРЫ СВЕТОДИОДОВ КОМПАНИИ HELVAR

HELVAR LED POWER SUPPLIES

Helvar

В статье приведены основные технические характеристики и возможности драйверов светодиодов финской компании Helvar.

В. Котигорошко

Abstract – The main characteristics and features of LED power supplies are considered in the article.

V. Kotigoroshko

С первых дней своего основания (1921 г.) компания Helvar (Финляндия) занималась торговлей между Финляндией и Польшей. Этим и объясняется то, что название компании "Helvar" состоит из первых букв названий столиц этих стран. В начале 1980-х гг. в ассортименте выпускаемой продукции появились электронные пускорегулирующие аппараты (ЭПРА), другими словами т. н. электронные балласты, а в последствии и управляемые ЭПРА, позволяющие регулировать яркость люминесцентных ламп. Компания Helvar принимала также активное участие в разработке и продвижении стандарта для цифровых систем управления освещением, получившего название DALI (Digital Addressable Lighting Interface – стандартный цифровой протокол управления освещением). Использование этого стандарта позволяет реализовать управление каждым в отдельности осветительным прибором в соответствии с потребностями пользователя в каждой конкретной ситуации. В начале 2000 гг. компания Helvar представила на рынке малоформатные ЭПРА с поперечным сечением всего 30×21 мм, которые вскоре стали промышленным стандартом.

LED-драйверы компании Helvar ориентированы на создание энергоэффективных, надежных, высококачественных, профессиональных осветительных приборов. Предлагается большой выбор управляемых и неуправляемых драйверов светодиодов, которые могут быть использованы для создания как сравнительно простого осветительного оборудования, так и разветвленных многофункциональных систем освещения [1-6].

В настоящее время компания Helvar производит разнообразные драйверы светодиодов, в том числе широкую номенклатуру узкопрофильных (30×21 мм) LED-драйверов разной мощности. В статье рассматриваются неизолированные и изолированные узкопрофильные AC/DC-драйверы светодиодов.

Кроме стандартных изолированных драйверов компания Helvar предлагает также драйверы, отвечающие рекомендациям стандарта по электробезопасности, которые предъявляются к способам защиты от поражения электрическим током электрооборудования III класса защиты. Следует обратить внимание на то, что номер класса не определяет степень защищенности оборудования, а только устанавливает способ защиты от поражения электрическим током.

Подразумевается, что электрооборудование III класса рассчитано для работы от изолированного источника тока и в нем должна быть реализована т. н. система безопасного сверхнизкого напряжения (Safety Extra Low Voltage – SELV). Наличие системы SELV гарантирует, что выходное напряжение никогда не превышает определенное значение, а это позволяет реализовать более "открытый и гибкий дизайн" осветительных приборов. В LED-драйверах типа SELV приняты меры, которые гарантируют защиту от попадания высокого напряжения на внешние или внутренние части оборудования, т.е. они защищены от опасного напряжения и при нормальных условиях эксплуатации пользователь может соприкасаться с ними без риска поражения электрическим током. В настоящее время компания Helvar предлагает LED-драйверы типа SELV 120V и SELV 60V.

Основные технические характеристики узкопрофильных неизолированных LED-драйверов даны в табл. 1. Все драйверы отличаются малогабаритным корпусом и высоким КПД.

Малогабаритные неизолированные LED-драйверы LL30HE-CC-300 (рис. 1) выходной мощностью до 30 Вт и током до 300 мА имеют размеры всего 190×30×21 мм. Эти драйверы можно рекомендовать для применения в устройствах дежурного освещения [1].

Неизолированные драйверы светодиодов LL1x150-E-CC выходной мощностью до 150 Вт (рис. 2) соответствуют классу защиты электротехнического оборудования IP20, а также первому классу защиты от поражения электрическим током (т.е. предусмотрена клемма защитного заземления корпуса), и

Таблица 1. Основные характеристики неизолрированных узкопрофильных LED-драйверов

Тип	Мощность, Вт	Ток, мА	Габаритные размеры, мм	IP	КПД (макс.), %
Наружное освещение, помещения с повышенной влажностью					
OL1x110-E-CC-350	110	350	250x40x23	IP67	95
Неуправляемые внутри зданий					
LL30-HE-CC-300	30	300	190x30x21	IP20	91
LL35-HE-CC-350	35	350	190x30x21	IP20	92
LL35-HE-CC-120-450	35	120-450	280x30x21	IP20	93
LL1x10-42-E-CC	42	120-350	190x30x21	IP20	94
LL1x10-42-CC-350-700	42	350-700	230x30x21	IP20	91
LL65HE-CC-250-700	65	250-700	280x30x21	IP20	94
LL1x70-E-CC	70	350-700	280x30x21	IP20	91
LL1x23-80-E-CC	80	150-350	230x30x21	IP20	95
LL1x80-E-CC-350-700	80	350-700	280x30x21	IP20	94
LL1x110-E-CC-200-350	110	200-350	280x30x21	IP20	95
LL1x110-E-CC-350-700	110	350-700	280x30x21	IP20	95
LL1x150-E-CC	150	350-700	280x30x21	IP20	96
Управляемые внутри зданий					
LL1x10-42-CR-DA	10-42	120-350	280x30x21	IP20	92
LL1x10-42-E-DA	42	120-350	280x30x21	IP20	93
LL1x70-E-DA	70	350-700	280x30x21	IP20	91
LL1x23-80-DA	80	150-350	280x30x21	IP20	95
LL1x80-DA-350-700	80	350-700	280x30x21	IP20	94
LL1x23-80-CR-DA	80	150-350	280x30x21	IP20	95
LL1x80-CR-DA	80	350-700	280x30x21	IP20	93
LL1x110-E-DA	110	350-700	280x30x21	IP20	95
LL1x110-CR-DA	110	350-700	280x30x21	IP20	95
LL1x150-CR-DA	150	350-700	280x30x21	IP20	96

ориентированы на применение в системах внутреннего светодиодного освещения в супермаркетах, офисах, складских и торговых помещениях.

Основные технические характеристики LED-драйвера LL1x150-E-CC даны в табл. 2.

Срок службы драйвера – 100 тыс. ч, при температуре окружающей среды 65 °С. При повышении

LL1x150-E-CC


280x30x21 мм

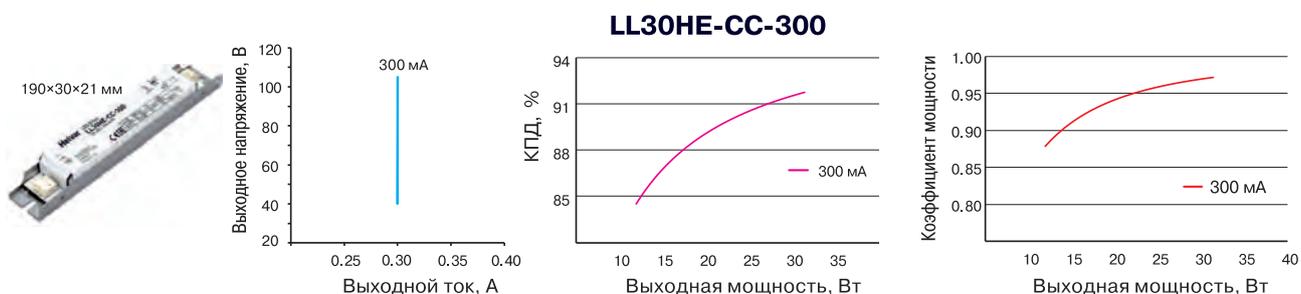
Рис. 2. Неизолированные драйверы светодиодов LL1x150-E-CC

Рис. 1. Драйверы светодиодов LL30HE-CC-300

Таблица 2. Основные характеристики неизолированного LED-драйвера LL1x150-E-CC

Характеристика	Значение	
Вход		
Диапазон входных напряжений, В	198-264 В переменного тока (0/50-60 Гц), 176-280 В постоянного тока	
Входной ток, А	0.5...0.8	
Коэффициент мощности PF (тип.)	0.98 при нагрузке 100%	
Коэффициент гармоник (THD), не более, %	10	
КПД (тип.), %	96	95
Ток утечки, не более, мА	0.3	
Выход		
Номинальный вых. ток, мА	350	700
Макс. вых. напряжение на х.х., В	257...350	128...214
Номинальная вых. мощность, Вт	122.5	150
Отклонение вых. тока, % $I_{НОМ}$	±5	
Уровень пульсаций вых. тока, % $I_{НОМ}$	±2 (120 Гц)	
Защита от КЗ и обрыва вых. цепи	+	
Регулирование тока	+	
Электромагнитная совместимость		
Устойчивость к наносекундным импульсным помехам (IEC61000-4-4)	4 кВ	
Устойчивость к выбросу напряжения (IEC61000-4-5)	1 кВ (L-N), 2 кВ (L-GND)	
Надежность, окружающая среда, габаритные размеры		
Срок службы, тыс. ч (при температуре)	100 (65 °C), 50 (75 °C), 25 (85 °C)	
Диапазон рабочих температур, °C	-25...50	
Габаритные размеры, мм	280×30×21	
Масса, г	254	
Степень защиты от внешних воздействий	IP20	

температуры срок службы снижается (табл. 2).

В стандарте IEC 60050-191 срок службы определяется как продолжительность эксплуатации изделия или ее возобновления после капитального ремонта до наступления предельного состояния, под которым подразумевается состояние изделия, при котором его дальнейшая эксплуатация недопустима или нецелесообразна по причинам опасности, экономическим или экологическим.

Иными словами, срок службы – это время, в течение которого изделие работает должным образом, прежде чем произойдет его износ и дальнейшая эксплуатация изделия будет попросту нецелесообразна. Как правило, при оценке срока службы любого изделия анализируются все механизмы износа и определяется самый критичный компонент системы, который может сделать ее неработоспособной.

В большинстве случаев в источниках питания

электронных систем и драйверах светодиодов таким элементом является электролитический конденсатор. Степень высыхания электролита зависит от рабочей температуры конденсатора. Принято считать, что срок службы электролитического конденсатора снижается вдвое при каждом повышении рабочей температуры на десять градусов.

Вольтамперная нагрузочная характеристика приведена на рис. 3 (область наибольшей эффективности выделена голубым цветом). Графики зависимости КПД и коэффициента мощности от уровня выходной мощности – на рис. 4 [2]. Драйверы обеспечивают номинальный выходной ток от 350 до 700 мА. В драйверах содержится встроенный активный корректор коэффициента мощности (PF). При нагрузке 100% коэффициент $PF \geq 0.98$, КПД – до 96%.

Компания Helvar в документации на свои LED-драйверы в отличие от других производителей не приводит количественные показатели уровня отно-

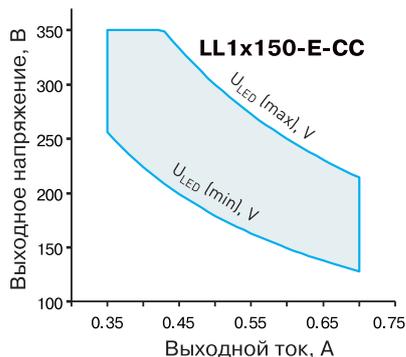


Рис. 3. Вольтамперная нагрузочная характеристика LED-драйвера LL1x150-E-CC

сительной влажности. А для значения такого параметра как максимальная относительная влажность указывается "без выпадения конденсата". Т. е. акцентируется внимание на том, что уровень относительной влажности воздуха, в принципе, не имеет значения. Критично, если на корпусе появится влага, т. к. это может вызвать замыкание токопроводящих частей драйвера. Появление влаги (конденсата) зависит не только от уровня влажности воздуха, но и от окружающей температуры, а точнее от ее изменения в процессе эксплуатации.

Драйверы LL1x150-E-CC поддерживают режим

работы со стабилизацией выходного тока в диапазоне входных напряжений 198...264 В переменного и 176...280 В постоянного тока. Кроме того, допускается работа при входном напряжении переменного тока 320 В на протяжении одного часа.

Драйверы, в соответствии с рекомендациями стандарта EN61000-4-5, устойчивы к импульсам напряжения амплитудой 2 кВ (линия-земля), 1 кВ (линия-линия) и 4 кВ (IEC 61000-4-4). Конструктивно драйверы выполнены в закрытом узкопрофильном металлическом корпусе габаритными размерами 280x30x21 мм.

В драйвере предусмотрена возможность регулировки выходного тока и, соответственно, яркости свечения светодиодов, что осуществляется изменением сопротивления внешнего резистора (табл. 3).

Драйверы LL1x150-E-CC соответствуют рекомендациям основных европейских и международных стандартов по электромагнитной совместимости и безопасности (табл. 4).

Неизолированные драйверы светодиодов OL1x110-E-CC-350 выходной мощностью до 110 Вт (рис. 5) соответствуют классу защиты электротехнического оборудования IP67, а также II классу защиты от поражения электрическим током (т.е. предусмотрена двойная изоляция и защитное заземление корпуса

Таблица 3. Зависимость выходного тока LED-драйвера LL1x150-E-CC от сопротивления регулировочного резистора

R, Ом	0	220	470	820	1k	1,5k	2,2k	2,74k
I _{вых} , mA	700	675	650	625	600	575	550	525
Код заказа	T70000	N/A	T70471	T70821	T70102	T70102	T70152	T70222
R, Ом	3,9k	5,6k	6,8k	10k	18k	39k	∞	–
I _{вых} , mA	500	475	450	425	400	375	350	–
Код заказа	T72741	T70392	T70562	T70682	T70103	T70183	N/A	–

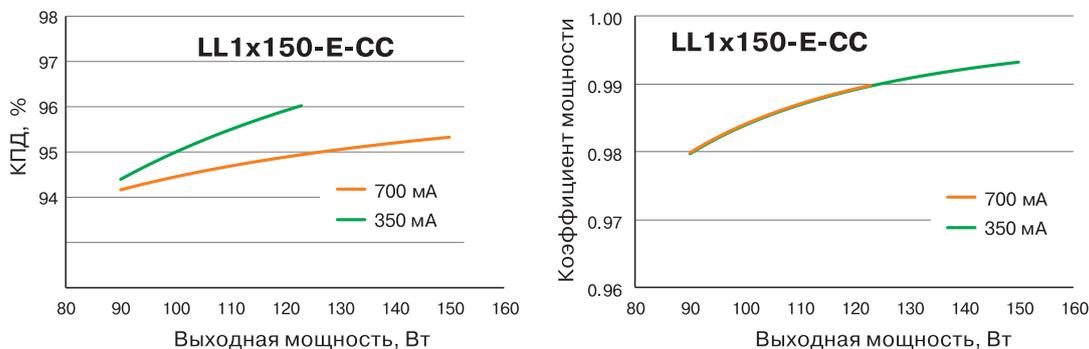


Рис. 4. Графики зависимости КПД и коэффициента мощности драйвера LL1x150-E-CC от уровня выходной мощности

Таблица 4. Стандарты, рекомендациям которых соответствуют LED-драйверы LL1x150-E-CC

Стандарт	Описание
EN 61347-1	Lamp controlgear – Part 1: General and safety requirements (Устройства управления лампами. Часть 1. Общие требования и требования безопасности)
EN 61347-2-13	Lamp controlgear. Part 2-13. Particular requirements for d.c. or a.c. supplied electronic controlgear for LED modules. (Аппараты пускорегулирующие для ламп. Часть 2-13. Дополнительные требования к электронным пускорегулирующим аппаратам с напряжением питания постоянного или переменного тока для модулей со светоизлучающими диодами)
EN 61347, C5e	Классы средств защиты от перегрева
EN61000-3-2	Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-2. Limits. Limits for harmonic current emissions (equipment input current 16 A per phase). (Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 3-2. Нормы. Нормы эмиссии гармонических составляющих тока (оборудование с входным током не более 16 А в одной фазе)
EN61000-3-3	Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-3. Limits. Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems, for equipment with rated current 16 A per phase connected to the power supply network without special conditions. (Электромагнитная совместимость (ЭМС). Часть 3-3. Нормы. Ограничение изменений напряжения, колебаний напряжения и фликера в общественных низковольтных системах электроснабжения для оборудования с номинальным током не более 16 А (в одной фазе), подключаемого к сети электропитания без особых условий)
EN 55015	Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment. (Нормы и методы измерения характеристик радиопомех электрического осветительного и аналогичного оборудования)
EN 61547	Electromagnetic compatibility of technical equipment. Immunity of equipment for general lighting purposes to electromagnetic disturbances. Requirements and test methods. (Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость светового оборудования общего назначения к электромагнитным помехам. Требования и методы испытаний)
EN 62384	DC or AC supplied electronic control gear for LED modules – Performance requirements. (Устройства управления электронные с напряжением питания постоянного или переменного тока для модулей со светоизлучающими диодами. Требования к рабочим характеристикам.)

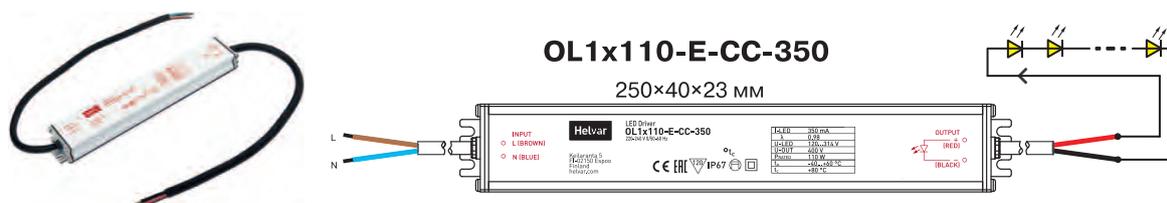


Рис. 5. Неизолированные драйверы светодиодов OL1x110-E-CC-350

не требуется) [3]. Эти драйверы ориентированы на применение в системах наружного светодиодного освещения самого разного назначения (складские помещения, уличное освещение и др.).

На рис. 6 приведены вольтамперная нагрузочная характеристика и графики зависимости КПД и коэф-

фициента мощности от уровня выходной мощности. Драйверы обеспечивают номинальный выходной ток 350 мА. Драйверы содержат встроенный активный корректор коэффициента мощности (PF). При нагрузке 100% коэффициент $PF \geq 0.98$, КПД – до 95%. Габаритные размеры – 250×40×23 мм.

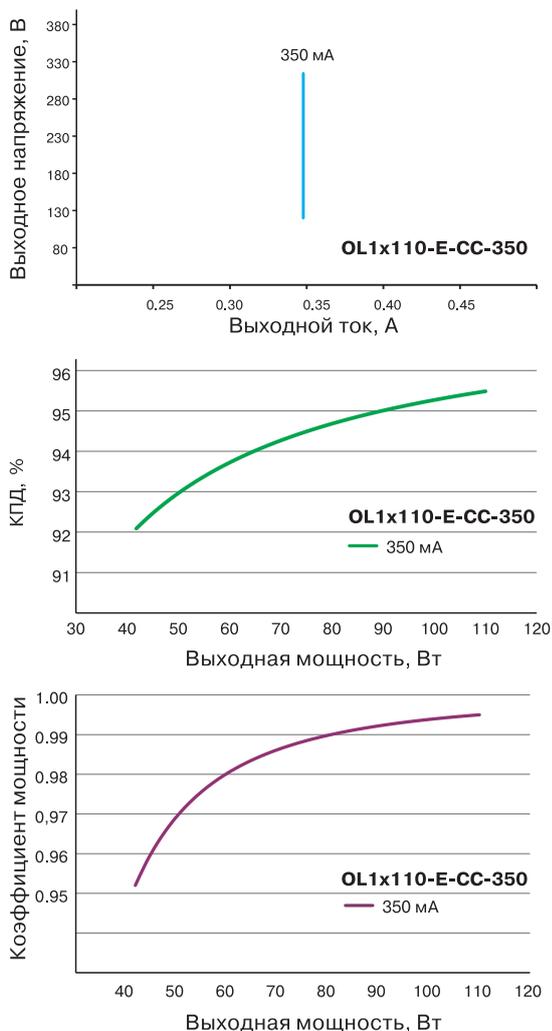


Рис. 6. Вольтамперная нагрузочная характеристика, графики зависимости КПД и коэффициента мощности от уровня выходной мощности

Драйверы OL1x110-E-CC-350 поддерживают режим работы со стабилизацией выходного тока в диапазоне входных напряжений 198...264 В переменного и 176...280 В постоянного тока. Срок службы – 50 тыс. ч, при температуре корпуса 80 °С.

Характеристики некоторых LED-драйверов, ориентированных на применение в наружных системах

освещения (IP67), даны в табл. 5.

Драйверы OL1x30-E-CV24 и OL1x75-E-CV24, соответственно, с выходной мощностью 30 и 75 Вт поддерживают режим работы со стабилизацией выходного напряжения (24 В) в диапазоне входных напряжений 198...264 В переменного тока.

Драйверы OL1x50-E-CC-1050 и OL1x50-E-CC-1400 с максимальной мощностью 50 Вт работают в режиме со стабилизацией выходного тока, соответственно, на уровне 1.05 и 1.4 А. В этих драйверах реализованы способы защиты от поражения электрическим током, рекомендованные для электрооборудования III класса (SELV 60V).

Параметры неизолированных узкопрофильных интеллектуальных LED-драйверов типа Active+ даны в табл. 6. Драйвер светодиодов LL1x23-80 Active+ выходной мощностью до 80 Вт и максимальным током 350 мА (рис.7) соответствует классу защиты электротехнического оборудования IP20 [4]. Габаритные размеры драйвера – 280×30×21 мм, масса – 220 г. Его отличительная особенность – возможность подключения внешнего датчика освещенности (Active+ Sense), что позволяет в автоматическом режиме управлять уровнем светового потока светильника. Для электропитания этого датчика в драйвере содержится встроенный автономный источник питания.

На рис. 8 приведены нагрузочная вольтамперная характеристика и графики зависимости выходного тока от сопротивления внешнего резистора. Драйвер обеспечивает выходной ток от 150 до 350 мА и содержит встроенный активный корректор коэффициента мощности (PF). При нагрузке 100% коэффициент PF ≥ 0.98, КПД – 95% (макс.). При больших уровнях светового потока его регулирование осуществляется за счет изменения величины выходного тока (рис. 9). Такой метод регулирования получил название CCR (Constant Current Reduction). При низких уровнях – используется ШИМ-модуляция выходного тока с частотой 1...8 кГц (режим PWM).

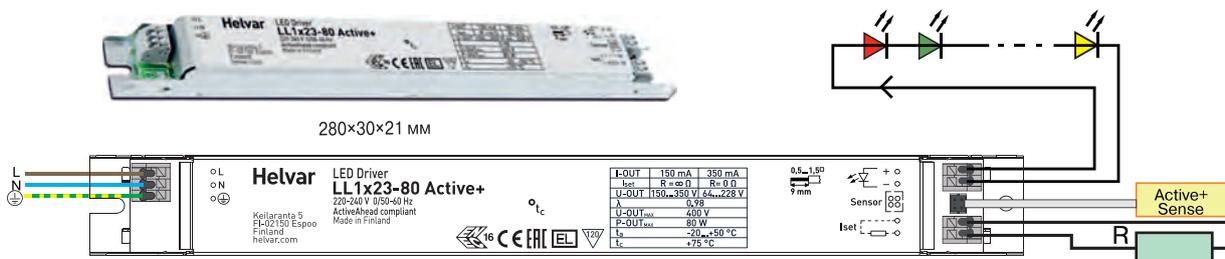


Рис. 7. Неизолированный LED-драйвер LL1x23-80 Active+

Таблица 5. LED-драйверы для систем наружного освещения

Тип	Мощность, Вт	Макс. ток, мА	Габаритные размеры, мм	IP	КПД (макс.), %	Диапазон рабочих температур, °С.	Срок службы, тыс. ч
OL1x30-E-CV24	30	1250	131x42x34	IP67	87	-15...45	30
OL1x50-E-CC-1050	50	1050	300x40x23	IP67	89	-40...60	50
OL1x50-E-CC-1400	50	1400	300x40x23	IP67	88	-40...60	50
OL1x75-E-CV24	75	3125	155x50x32	IP67	88	-15...45	30
OL1x110-E-CC-350	110	350	250x40x23	IP67	95	-40...60	50

Таблица 6. Неизолированные узкопрофильные LED-драйверы типа Active+

Тип	Макс. мощность, Вт	Выходной ток, мА	Габаритные размеры, мм	IP	КПД (макс.), %	Диапазон рабочих температур, °С.
LL1x10-42Active+	42	120-350	280x30x21	IP20	93	-20...50
LL1x23-80 Active+	80	150-350	280x30x21	IP20	95	-20...50
LL1x80-350-700 Active+	80	350-700	280x30x21	IP20	94	-20...50
LL1x110 Active+	110	350-700	280x30x21	IP20	95	-20...50

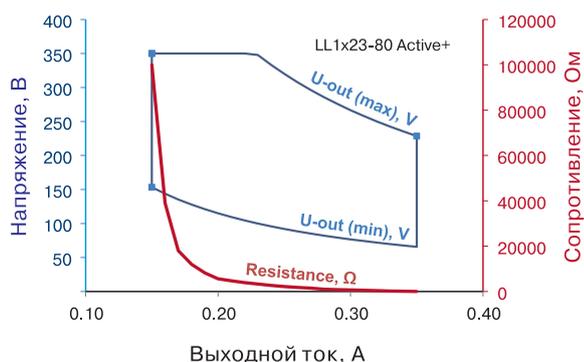


Рис. 8. Вольтамперная нагрузочная характеристика и графики зависимости выходного тока от сопротивления внешнего резистора

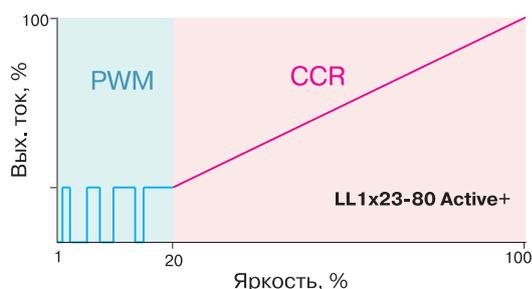


Рис. 9. Зависимость уровня яркости от выходного тока драйвера

Использование драйверов типа Active+ совместно с датчиками Active+ Sense позволяет выполнять регулировку светового потока светильников в автоматическом режиме в зависимости от уровня естественного освещения благодаря реализации функции интеллектуального самообучения. Датчик типа Active+ Sense подключается непосредственно к драйверу, и, при этом нет необходимости в дополнительной линии связи, используемой для управления драйвером.

LED-драйверы типа Active+ обладают функцией интеллектуального самообучения и не требуют предварительной настройки, наличия вспомогательных контроллеров или линий управления.

В драйвере осуществляется управление световым потоком в зависимости от присутствия людей в помещении и уровня естественного освещения.

Компактный датчик Active+ Sense габаритными размерами всего 32.4x15.5x4.5 мм содержит фотоэлемент для определения уровня освещенности и пассивный инфракрасный детектор присутствия. Датчик подключается к драйверу с использованием гибкого соединительного кабеля (рис. 10).

В процессе самообучения в течение 60...100 ч производится анализ окружающей обстановки (уровень естественного освещения, наличие распо-



Рис. 10. Вариант подключения датчика Active+ Sense

ложенных рядом светильников и пр.). После этого в соответствии с реализованными алгоритмами выбирается наиболее оптимальный режим работы драйвера.

Светильники с драйверами типа Active+ можно использовать при модернизации осветительного оборудования в помещениях офисов, в коридорах, в офисах открытой планировки, подсобных помещениях и пр. Если в рабочей зоне светильника не обнаружено присутствие людей, происходит переключение в энергосберегающий режим. Также в автоматическом режиме осуществляется регулирование светового потока в зависимости от уровня естественного освещения. В драйверах Active+ реализован алгоритм поддержания постоянного светового потока (Constant Lumen Output – CLO), что гарантирует его постоянство на протяжении всего срока службы. С помощью мобильного приложения Active+ можно, в случае необходимости, внести корректировки в режим работы любого светильника (рис. 11).



Рис. 11. Рабочее окно мобильного приложения Active+

Мобильное приложение Active+ предназначено

для настройки параметров системы Helvar Active+. Для использования приложения необходим смартфон, работающий с операционной системой Android 4.0 (и выше) и имеющий светодиодную вспышку, а также светильник с драйвером типа Active+ и датчиком Active+ Sense. С помощью мобильного приложения Active+ пользователь может модифицировать параметры каждого светильника и, если необходимо, вносить изменения в его алгоритм работы. Это начальный и энергосберегающий уровни светового потока, время задержки реагирования на сигналы датчика присутствия, параметры отключения светильника в зависимости от уровня естественного освещения и пр. Для передачи команд используется световой поток, генерируемый светодиодной вспышкой смартфона. Декодирование осуществляется в светочувствительном датчике Active+ Sense, и далее код команды передается в драйвер Active+. Смартфон должен находиться на расстоянии не более 70 см от датчика Active+ Sense, светодиодная вспышка должна быть направлена на сенсор освещенности.

Основные технические характеристики изолированных узкопрофильных драйверов светодиодов даны в табл. 7. Все драйверы отличаются малогабаритным корпусом и высоким КПД. Как правило, в драйверах предусмотрена возможность регулировки выходного тока, что осуществляется изменением сопротивления внешнего резистора. Для изменения величины выходного тока (300 или 350 мА) в драйверах типа LL1x21-CC и LL1x38-CC-350/300 необходимо устранить перемычку, используя бокорезы/кусачки (рис. 12). В драйверах типа LL1x26-CC имеются независимые клеммы (300 мА и 350 мА) для подключения цепочки светодиодов. Регулировка выходного тока в драйверах типа LL1x50-E-DA осуществляется с использованием интерфейса DALI.

Исчерпывающую информацию о продукции финской компании Helvar можно найти в сети Интернет по адресу www.helvar.com или в фирме VD MAIS – официальном дистрибьюторе Helvar в Украине.

Таблица 7. Изолированные узкопрофильные драйверы светодиодов

Тип	Мощность, Вт	Выходной ток, мА	Габаритные размеры, мм	IP	КПД (макс.), %
Изолированные неуправляемые LED-драйверы					
LL1x21-CC	21	300/350	230×30×21	IP20	86
LL1x26-CC	26	300/350	230×30×21	IP20	>90
LL1x38-CC-350	38	350	230×30×21	IP20	88
LL1x38-CC-350/300	38	300/350	230×30×21	IP20	88
LL1x54-CC-350	54	350	230×30×21	IP20	89
Изолированные (SELV) неуправляемые LED-драйверы					
LL25SE-CC-150-500	25	150-500	280×30×21	IP20	87
LL35SE-CC-250-850	35	250-850	280×30×21	IP20	88
LL2x25-E-CC	2x25	350-700	360×30×21	IP20	87
LL1x50-E-CC-700-1050	50	700-1050	280×30×21	IP20	90
LL1x50-E-CC	50	1050-1400	280×30×21	IP20	90
LL1x80-CC-1400-2100	80	1400-2100	360×30×21	IP20	89
LL2x35-E-CC	2x35	350-700	380×35×21	IP20	91
Изолированные (SELV) управляемые LED-драйверы					
LL1x50-E-DA	50	1050-1400	360×30×21	IP20	86

LL1x38-CC-350/300



Рис. 12. Вариант устранения перемычки

ЛИТЕРАТУРА

1. LL30HE-CC-300. 30 W Constant current LED driver.
2. LL1x150-E-CC. 150 W Constant current LED driver.
3. OL1x110-E-CC-350. 1x110 W Constant current LED driver.
4. LL1x38-CC-350/300. 1x38 W Constant Current LED driver.
5. LL1x23-80 Active+. 1x23-80 W Dimmable LED driver

e-mail: ekis@vdmais.ua

with Active+/ActiveAhead functionality.

6. Helvar. Светодиодные решения. Каталог 2019.

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@vdmais.ua, www.vdmais.ua

VD MAIS

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



- автоматизированный монтаж SMD-компонентов (до 2,5 млн в сутки)
- автоматизированная селективная пайка компонентов, монтируемых в отверстия
- монтаж прототипов печатных плат
- 100% автоматический оптический контроль качества монтажа
- изготовление опытных образцов изделий
- мелко- и крупносерийное производство
- 10-летний опыт контрактного производства
- гарантия качества

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

Цены – оптимальные.

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

НОВЫЕ ДРАЙВЕРЫ СВЕТОДИОДОВ КОМПАНИИ MEAN WELL: XLG-25/50/75/100/150/200/240

NEW MEAN WELL LED POWER SUPPLIES: XLG-25/50/75/100/150/200/240

В статье приведены основные технические характеристики и возможности новых драйверов светодиодов компании Mean Well.

Abstract - The main characteristics and features of new LED power supplies are considered in the article.

В. Котигорошко

V. Kotigoroшко

Компания Mean Well, производитель разнообразных блоков питания и драйверов светодиодов, предлагает новую серию драйверов.

Это XLG-25/50/75/100/150/200/240, соответственно, выходной мощностью 25, 50, 75, 100, 150, 200 и 240 Вт [1-5]. Основные параметры драйверов даны в табл. 1.

Высоконадежные драйверы светодиодов серии XLG (рис. 1) соответствуют классу защиты электро-технического оборудования IP67 и ориентированы на применение в системах внутреннего и наружного светодиодного освещения (стадионов, железнодорожных станций, морских портов и т.п.), декоративной архитектурной подсветки и пр. Кроме того, их можно применять в системах освещения для подсветки витрин и прилавков в супермаркетах и торго-

вых центрах, а также в качестве источников питания прожекторов и других светотехнических устройств.

Драйверы светодиодов XLG-50 поддерживают режим работы со стабилизацией выходной мощности в расширенном диапазоне входных напряжений переменного (100...305 В) и постоянного (142...431 В) тока. Драйверы, в соответствии с рекомендациями стандартов EN61000 и EN61547, устойчивы к импульсам напряжения амплитудой 6 кВ (линия-земля) и 4 кВ (линия-линия). Конструктивно драйверы XLG-50 выполнены в герметичном металлическом корпусе габаритными размерами 105×63×30 мм. Срок службы – 100 тыс. ч при температуре корпуса 60 °С.

Основные технические характеристики драйвера XLG-50 даны в табл. 2 [1], его структура приведена на рис. 2.



Рис. 1. Драйверы светодиодов серии XLG

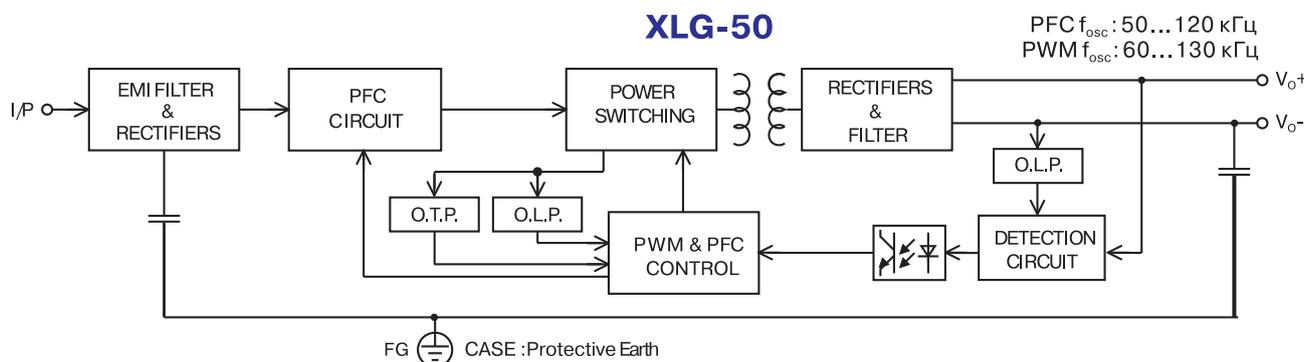


Рис. 2. Структура драйвера светодиодов XLG-50

Таблица 1. Параметры драйверов светодиодов серии XLG

Тип	Мощность, Вт	Макс. вых. ток, А	Габаритные размеры, мм	Диапазон рабочих температур, °С	Макс. температура корпуса, °С	Срок службы (при температуре корпуса), тыс. ч
XLG-25	25	1	105×63×30	-40...90	90	50 (70 °С)
XLG-50	50	2	105×63×30	-40...90	90	50 (70 °С)
XLG-75	75	5	140×63×32	-40...90	90	70 (70 °С)
XLG-100	100	8	140×63×32	-40...90	90	100 (70 °С)
XLG-150	150	12.5	180×63×35.5	-40...90	90	70 (70 °С)
XLG-200	200	16	199×63×35.5	-40...90	90	70 (70 °С)
XLG-240	240	6.66	219×63×35.5	-40...90	90	100 (70 °С)

Драйверы обеспечивают выходной ток до 2 А и содержат встроенный активный корректор коэффициента мощности (PF). При входном напряжении 277 В и нагрузке 100% коэффициент PF ≥ 0.92, КПД – до 90%, потребляемая мощность при отсутствии нагрузки – менее 0.5 Вт. График зависимости КПД от величины нагрузки и входного напряжения приведен на рис. 3.

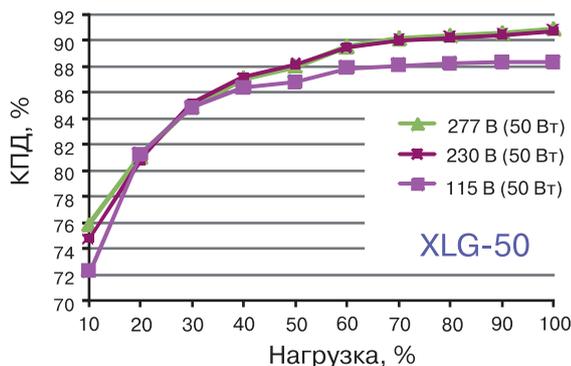


Рис. 3. График зависимости КПД XLG-50 от величины нагрузки

Поскольку КПД снижается при уменьшении нагрузки, наибольшую эффективность при использовании драйверов можно получить в режимах работы с большим выходным током. Рекомендованная вольтамперная характеристика для драйвера типа XLG-50 приведена на рис. 4 (область наибольшей эффективности выделена голубым цветом). Драйверы могут эксплуатироваться при температуре корпуса -40...90 °С без использования принудительного обдува. Зависимость величины нагрузки от температуры окружающей среды и температуры корпуса приведена на рис. 5. В случае эксплуатации драйверов на высоте более 2000 м над уровнем моря максимальная рабочая температура снижает-

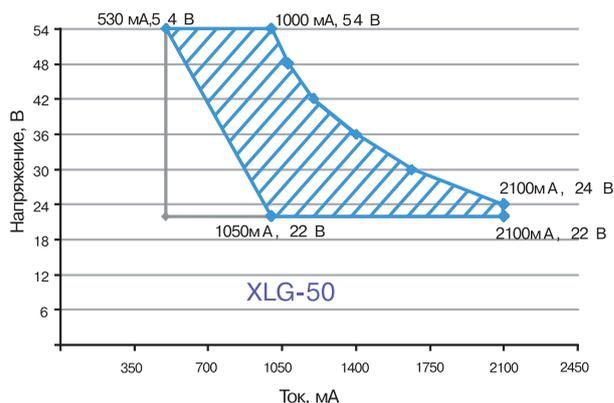


Рис. 4. Рекомендованная вольтамперная характеристика (XLG-50)

ся со скоростью 3.5 °С/1000 м (в режиме принудительного обдува вентилятором) или 5 °С/1000 м (если обдув не используется). Драйверы XLG-50 выдерживают вибрации с ускорением до 5 g в диапазоне частот 10...500 Гц.

Драйверы XLG-50 соответствуют рекомендациям основных европейских и международных стандартов по электромагнитной совместимости и безопасности (см. табл. 2). Гарантийный срок – пять лет.

В драйверах XLG-50, в зависимости от модификации, реализовано несколько вариантов плавной регулировки выходного тока и, соответственно, яркости свечения светодиодов (табл. 3). В драйверах для регулировки выходного тока предусмотрено использование сигнала постоянного тока напряжением 0...10 В, ШИМ-сигнала частотой 0.1...3 кГц с регулируемой скважностью и амплитудой 10 В или внешнего резистора. В этом случае сигналы управления уровнем выходного тока или внешний резистор подключаются к выводам драйвера DIM+ и

Таблица 2. Основные технические характеристики драйверов светодиодов XLG-50

Характеристика	XLG-50
Выход	
Номинальный вых. ток, А	1
Макс. вых. напряжение на х.х., В	57
Номинальная вых. мощность, Вт	50
Вых. напряжение в режиме стабилизации тока, В	22...54
Уровень пульсаций вых. тока, % $I_{НОМ}$	±5
Диапазон регулирования тока, А	0.53...2.1
Время старта, мс (вх. напряж. перем. тока, В)	500/100 (115/230)
Защита от КЗ, перегрева и перенапряжения	+
Вход	
Диапазон входных напряжений, В	100-305 переменного тока (47-63 Гц),
Входной ток, А (вх. напряж. перем. тока, В)	0.57(115), 0.29 (230), 0.24 (277)
Коэффициент мощности PF (тип.) при нагрузке 100%	PF ≥0.97 (115 В), PF ≥0.95 (230 В), PF ≥0.92 (277 В)
Коэффициент гармоник (THD), не более, %	10
КПД (тип.), %	90
Ток утечки, не более, мА	0.75 (277 В переменного тока)
Пусковой ток, А (тип.)	50 (230 В переменного тока)
Электромагнитная совместимость, безопасность	
Электромагнитная совместимость (стандарты)	EN55015; EN61000-3-2 Class C (load 50%); EN61000-3-3; GB17743, GB17625.1; EN61000-4-2, 3, 4, 5, 6, 8, 11; EN61547 (линия-корпус 6 кВ, линия-линия 4 кВ)
Стандарты безопасности	UL8750 (HL), CSA C22.2 No. 250.13-12, ENEC AS/NZS IEC EN61347-1, AS/NZS EN61347-2-13, IP65/IP67; GB19510.1, GB19510.14
Прочность изоляции, кВ переменного тока	3.75 (вход/выход), 2.0 (вход/корпус), 1.5 (выход/корпус)
Сопrotивление изоляции, не менее, МОм	Вход-выход, вход-корпус, выход-корпус: 100 (500 В пост. тока, 25 °С, влажность 70%)
Надежность, окружающая среда, габаритные размеры	
Среднее расчетное время между отказами (MTBF), мин., тыс. ч	394.57 (MIL-HDBK-217F, 25 °С)
	1252.69 (Telcordia SR-332(Bellcore))
Диапазон рабочих температур, °С	-40...90
Относительная влажность воздуха, %	20...95 (без выпадения конденсата)
Габаритные размеры, мм	105×63×30
Масса, кг	0.41/0.42
Срок службы, тыс. ч	>50
Гарантия	5 лет

Таблица 3. Варианты регулировки выходного тока в драйверах XLG-50

Обозначение варианта регулировки тока	Класс защиты	Описание	Примечание
А	IP-67	Встроенный потенциометр	Склад
АВ	IP-67	Встроенный потенциометр. Сигнал постоянного тока напряжением 0...10 В, ШИМ-сигнал частотой 0.1...3 кГц или внешний резистор	Склад

Таблица 4. Основные технические характеристики драйверов светодиодов XLG-240

Характеристика	XLG-240-L	XLG-240-M	XLG-240-H
Выход			
Номинальный вых. ток, мА	700	1400	4900
Макс. вых. напряжение на х.х., В	370	186	60
Номинальная вых. мощность, Вт	239.4	239.4	239.6
Вых. напряжение в режиме стабилизации тока, В	178...342	90...171	27... 56
Уровень пульсаций вых. тока, % I _{НОМ}		±4	
Диапазон регулирования тока, мА	350...1050	700...2100	2200...6660
Время старта, мс (вх. напряж. перем. тока, В)	500 (230), 1200 (115)		
Защита от КЗ, перегрева и перенапряжения	+		
Вход			
Диапазон входных напряжений, В	100-305 переменного тока (47-63 Гц), 142-431 постоянного тока		
Входной ток, А (вх. напряж. перем. тока, В)	2.7(115), 1.3 (230), 1.1 (277)		
Коэффициент мощности PF (тип.) при нагрузке 100%	PF ≥0.97 (115 В), PF ≥0.95 (230 В), PF ≥0.92 (277 В)		
Коэффициент гармоник (THD), не более, %	10		
КПД (тип.), %	93	92.5	91
Ток утечки, не более, мА	0.75 (277 В переменного тока)		
Пусковой ток, А (тип.)	85 (230 В переменного тока)		

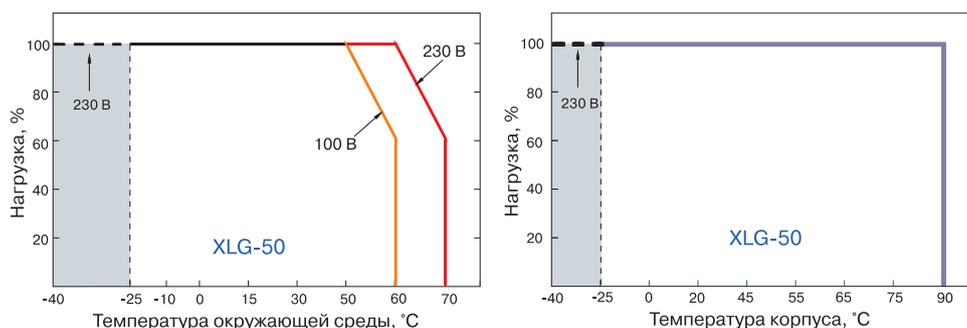


Рис. 5. График зависимости величины нагрузки от температуры окружающей среды

DIM- (рис. 6). Кроме того, выходной ток можно регулировать с помощью встроенного потенциометра.

Драйверы XLG-240 поддерживают режим работы со стабилизацией выходной мощности в диапазоне входных напряжений переменного (180...305 В) и постоянного (142...431 В) тока. Основные технические характеристики драйверов светодиодов XLG-240 даны в табл. 4 [5]. Конструктивно драйверы выполнены в закрытом металлическом корпусе (IP67) габаритными размерами 219×63×35.5 мм. Гарантийный срок – пять лет. Драйверы XLG-240 вы-

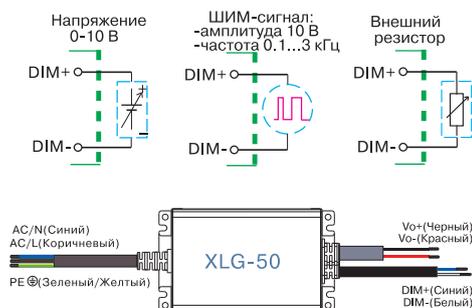


Рис. 6. Варианты регулировки выходного тока

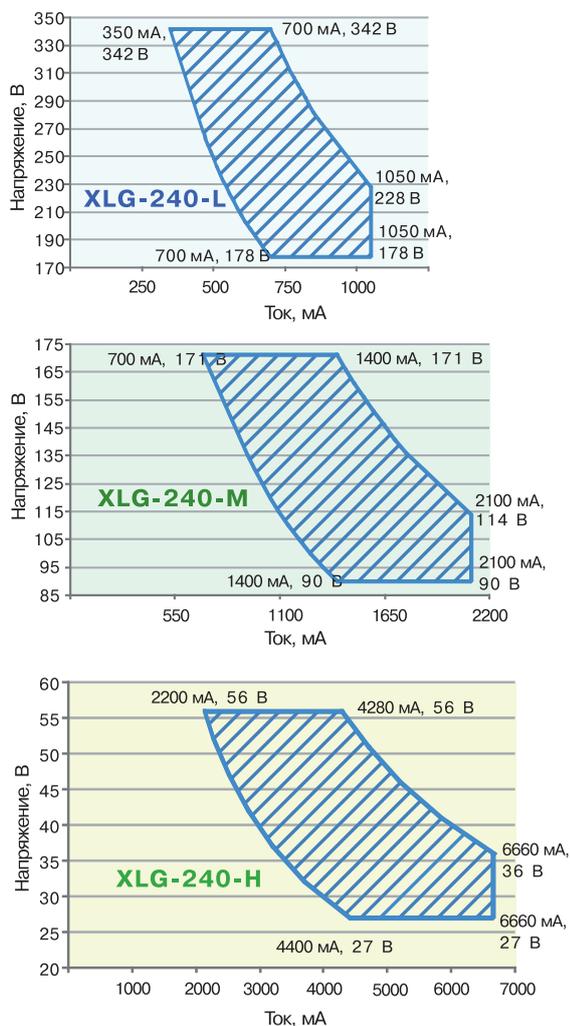


Рис. 7. Рекомендованные вольтамперные характеристики (XLG-240)

держивают вибрации с ускорением до 5 g в диапазоне частот 10...500 Гц. Ориентировочный срок службы – 60 тыс. ч при температуре корпуса 75 °С.

Драйверы светодиодов XLG-240 соответствуют рекомендациям основных европейских и международных стандартов по электромагнитной совмести-

мости и безопасности. Кроме того, драйверы сертифицированы на т.н. Евразийское соответствие (Eurasian Conformity – EAC), т.е. соответствие требованиям Технических Регламентов Таможенного Союза (ТР ТС 004). ТР ТС 004 – это Технический Регламент Таможенного Союза "О безопасности низковольтного оборудования".

В драйверах XLG-240 в зависимости от модификации реализовано несколько вариантов плавной регулировки выходного тока и, соответственно, яркости свечения светодиодов.

Предусмотрено использование сигнала постоянного тока напряжением 0...10 В, ШИМ-сигнала частотой 0.1...3 кГц с регулируемой скважностью и амплитудой 10 В или внешнего резистора. В этом случае сигналы управления уровнем выходного тока или внешний резистор подключаются к выводам драйвера DIM+ и DIM-. Кроме того, выходной ток можно регулировать с помощью встроенного потенциометра.

Рекомендованные вольтамперные характеристики драйверов типа XLG-240 приведены на рис. 7 (область наибольшей эффективности выделена голубым цветом).

Дополнительную информацию о продукции компании Mean Well можно найти в сети Интернет по адресу www.meanwell.com или в фирме VD MAIS – официальном дистрибьюторе Mean Well в Украине.

ЛИТЕРАТУРА

1. 50W constant power mode LED driver XLG-50 series.
2. 25W constant power mode LED driver XLG-25 series.
3. 200W constant power mode LED driver XLG-200 series.
4. 150W constant power mode LED driver XLG-150 series.
5. 240W constant power mode LED driver XLG-240 series.

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@vdmajs.ua, www.vdmajs.ua

VD MAIS
Электромеханические компоненты и компоненты систем автоматизации

- Низковольтная коммутационная аппаратура
- Программируемые промышленные контроллеры и компьютеры, ПО
- Шкафы • Крейты • Соединители • Корпуса
- Вентиляторы • Инструмент • Кабельная продукция • СКС • Системы маркировки

Дистрибуция и прямые поставки:
 Acme-Portable, AMP Netconnect, Belden, Bopla, Eaton, EBM-Papst, HARTING, Hoffman, Kroy, Lapp Group, Molex, Phoenix Contact, Rittal, Schroff, Siemens, TE Connectivity, TKD, Wago

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

Приєднуйтеся до головної події індустрії безпеки України!



БЕЗПЕКА 2019

XXIV міжнародна виставка



22•25 ЖОВТНЯ

УВАГА! НОВА ЛОКАЦІЯ!



Виставковий центр «КиївЕкспоПлаза»,
Житомирська траса М-06,
с. Березівка, вул. Амстердамська, 1.

Тематика виставки:

- Технічні системи і засоби безпеки.
- Системи охоронного TV і відеоспостереження.
- Системи і засоби протипожежної безпеки.
- Системи і засоби охорони периметра.
- Автоматизація і безпека будівель.
- IT-технології: телекомунікації, інформаційна безпека, ЦОД.
- Активне мережеве обладнання.
- Пасивне мережеве обладнання.
- Безпечне електроживлення.

3 питань участі звертайтеся: (44) 461-9301,
Юрій Ченський, chenskiy@eindex.kiev.ua;
Володимир Шевчик, shvchik@eindex.kiev.ua

Замовляйте
запрошення на сайті
www.bezpeka.ua

ОРГАНІЗАТОР



ВИСТАВКОВИЙ
ЦЕНТР



ОФІЦІЙНА
ПІДТРИМКА

• Міністерство оборони України
• Міністерство внутрішніх
справ України

• Служба безпеки України
• Державна служба України
з надзвичайних ситуацій

ІНФОРМАЦІЙНІ ПАРТНЕРИ



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

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

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