

С Новым Годом!

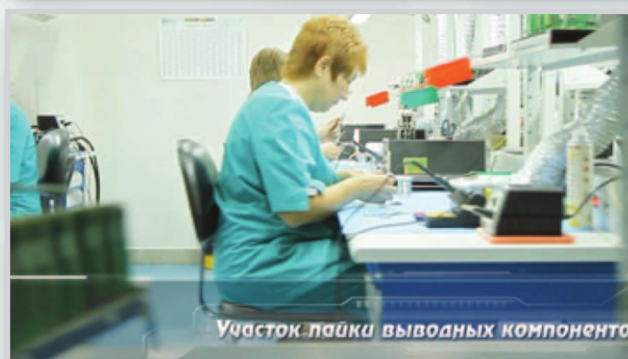
Многоуровневые источники питания

ANALOG DEVICES
AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

GAIA
CONVERTER
AUTHORIZED DISTRIBUTOR

В номере:

- Методы проектирования систем сбора данных
- Прецизионные полупроводниковые температурные сенсоры
- Лидар в автономных системах для обнаружения объектов
- Улучшение динамики источника питания с обратной связью
- Формирование напряжений питания низкого уровня
- Проектирование многоуровневых источников питания для установки на печатных платах
- Синхронизация работы источников питания в системах с многоуровневым питанием с использованием DC/DC-преобразователей GAIA
- Многоуровневый источник питания для устройств с низким энергопотреблением
- Контроллер мощных DC/DC-преобразователей с накачкой заряда



КОНТРАКТНОЕ ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ

Полный цикл контрактного производства электроники:

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

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

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

**ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ
И СИСТЕМЫ**

 2020 октябрь-декабрь
№ 4 (232)

 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@vdmajs.ua

Интернет: www.vdmajs.ua
www.ekis.kiev.ua

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

В ПОМОЩЬ РАЗРАБОТЧИКУ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

 В. Шейх, С. Ниттала
Методы проектирования систем сбора данных на постоянном и переменном токе на основе новых сигма-дельта АЦП3

 С. Брамбл
Прецизионные полупроводниковые температурные сенсоры: взгляд автора на измерение температуры с точностью до ± 0.1 °C 11

 С. Ипек, Р. Капуста
Лидар в автономных системах для классификации и обнаружения объектов 15

 Д. Вудс
Чувствительный ко времени сетевой обмен данными или как стандарты IEEE поддерживают промышленную революцию Industry 4.021

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

 Ф. Достал
Как снизить уровень электромагнитных помех в драйверах светодиодов24

 Ф. Достал
Об улучшении динамики источника питания с обратной связью27

 Ф. Достал
Формирование напряжений питания низкого уровня с помощью стандартных стабилизаторов напряжения30

 Ч. Мен
Проектирование многоуровневых источников питания для установки на печатных платах. Часть 1. Стратегия33

 Ч. Мен
Проектирование многоуровневых источников питания для установки на печатных платах. Часть 2. Особенности проектирования и испытания37

 В. Макаренко
Синхронизация работы нескольких источников питания в системах с многоуровневым питанием с использованием DC/DC-преобразователей GAIA43

 В. Макаренко
Многоуровневый источник питания для устройств с низким энергопотреблением48

 В. Макаренко
Контроллер мощных DC/DC-преобразователей с накачкой заряда52

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

 В. Макаренко
Микросхема фильтров верхних и нижних частот СВЧ-диапазона с цифровой настройкой58

СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА
Содержание журнала за 2020 г.63

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

ASK THE APPLICATIONS ENGINEER

W. Shaikh, S. Nittala
AC and DC Data Acquisition Signal Chains Made Easy Alias-Free, Easier to Drive, and Smaller Footprint Solutions 3

S. Bramble
Silicon Temperature Sensing with Precision – An Autobiographical Look at Measuring Temperature to ±0.1 °C 11

S. Ipek, R. Kapusta
LIDAR for Autonomous System Design: Object Classification or Object Detection? 15

J. Woods
Time Sensitive Networking: Five Ways the IEEE Standards Will Advance Industry 4.0 21

POWER SUPPLIES

F. Dostal
Keeping EMI from LED Drivers Under Control 24

F. Dostal
Improving Dynamic Loop Response27

F. Dostal
Generating Very Low Voltages with Standard Regulators30

Ch. Man
Multirail Power Supply Design for Successful Application Boards. Part 1: Strategy33

Ch. Man
Multirail Power Supply Design for Successful Application Boards. Part 2: Layout Tips and Tricks37

V. Makarenko
Synchronizing Multiple Power Supplies in Multilevel Power Systems Using GAIA DC/DC Converters43

V. Makarenko
Multi-level power supply for low power devices48

V. Makarenko
Fixed ratio high power charge pump DC/DC controller52

TELECOMMUNICATIONS

V. Makarenko
Digitally Tunable, High-Pass and Low-Pass Filter.....58

CONTENTS OF THE JOURNAL

Contents of the journal for 202063



ELECTRONIC COMPONENTS AND SYSTEMS

October-December 2020
 No. 4 (232)

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. Iliia Brondz,
 Department of Biology,
 University of Oslo,
 Norway

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

МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ СБОРА ДАННЫХ НА ПОСТОЯННОМ И ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ НА ОСНОВЕ НОВЫХ СИГМА-ДЕЛЬТА АЦП *

AC AND DC DATA ACQUISITION SIGNAL CHAINS MADE EASY ALIAS-FREE, EASIER TO DRIVE, AND SMALLER FOOTPRINT SOLUTIONS

В статье рассмотрены новые структуры сигма-дельта АЦП, в которых отсутствуют фильтры и буферные усилительные каскады, а также снижены погрешности, вызванные смещением нуля и дрейфом.

В. Шейх, С. Ниттала

Abstract – This article also draws a comparison with discrete-time converters and highlights system benefits, as well as the constraints of using continuous-time sigma-delta ADCs.

W. Shaikh, S. Nittala

Дискретизация в АЦП приводит к наложению спектров и появлению выбросов напряжений. С целью уменьшения влияния этих факторов на параметры АЦП используются фильтры защиты от наложения спектров (Antialias Filters) и усилители-драйверы, которые усложняют схему АЦП и снижают их точность на постоянном и переменном токе. В данной статье рассмотрены методы, которые позволяют решить эту проблему в сигма-дельта АЦП и упростить цепь сбора данных. Применение этих методов позволяет исключить использование фильтров защиты от наложения спектров и дополнительных усилителей-драйверов, что, в свою очередь, приводит к снижению погрешностей смещения и дрейфа нуля, присутствующих в дополнительных аналоговых компонентах АЦП. Кроме того, в статье сравниваются АЦП с дискретным и непрерывным процессом выборки. В отечественной литературе к последним относятся АЦП следящего типа. Процесс аналого-цифрового преобразования состоит из дискретизации во времени и квантования по уровню, как показано на рис. 1.

Выборка (Sampling) – это первый шаг, на котором непрерывно изменяющийся аналоговый сигнал $x(t)$ преобразуется в дискретный сигнал $x(n)$ с частотой выборки f_s . Соответственно непрерывный сигнал представлен дискретными значениями с частотой следования $f_s = 1/T_s$, где T_s – период следования дискретных (цифровых) отсчетов.

Второй шаг – это квантование по уровню, при котором сопоставляются значения дискретных выборок с конечным значением непрерывного сигнала,

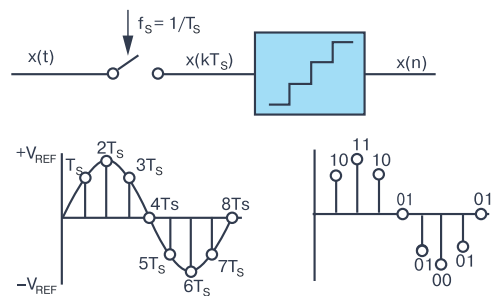


Рис. 1. Диаграммы выборки данных в АЦП

представляя его в цифровом коде, как показано на рис. 1, причем в результате квантования сигнала по уровню возникает погрешность, называемая шумом квантования.

Процесс дискретизации приводит к наложению спектров, при котором возникают ложные гармоники вокруг частоты дискретизации. Критерий Найквиста (в отечественной литературе теорема Котельникова) требует, чтобы частота дискретизации как минимум вдвое превышала самую высокую частоту непрерывного входного сигнала. Наложение спектров возникает, если частота дискретизации меньше чем в два раза превышает максимальную частоту входного сигнала АЦП.

Чтобы представить последствия наложения спектров как во временной, так и в частотной областях, сначала рассмотрим случай представления во временной области синусоидального сигнала, дискретизированного, как показано на рис. 2.

В этом примере частота дискретизации f_s не равна значению $2f_a$ (где f_a – максимальная частота

* Shaikh W., Nittala S. AC and DC Data Acquisition Signal Chains Made Easy Alias-Free, Easier to Drive, and Smaller Footprint Solutions. www.analog.com. Analog Dialogue. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

входного аналогового сигнала) и лишь немного больше частоты f_a , что не соответствует критерию Найквиста. Это приводит к формированию синусоидального сигнала на более низкой частоте, равной $f_s - f_a$.



Рис. 2. Представление эффекта наложения спектров во временной области

Частота Найквиста равна половине частоты дискретизации $f_s/2$. Частотный спектр разделен на бесконечное количество зон Найквиста, каждая из которых имеет ширину $f_s/2$. На практике идеальное устройство выборки заменяется АЦП с последующим процессором БПФ. Процессор БПФ обеспечивает выборку сигналов в полосе от постоянного тока до частоты $f_s/2$, то есть тех сигналов, которые находятся в первой зоне Найквиста.

Рассмотрим случай гармонического синусоидального сигнала с частотой f_a , преобразованного в цифровой код с частотой выборки f_s идеальным импульсным дискретизатором (рис. 1). Также предположим, что $f_s > 2f_a$. Преобразованный выходной сигнал в частотной области содержит ложные спектры вокруг каждого спектра, кратного f_s , т. е. на частотах, равных $|\pm Kf_s \pm f_a|$, где $K = 1, 2, 3, 4$ и т. д.

Рассмотрим теперь случай входного сигнала, который находится за пределами первой зоны Найквиста, как показано на рис. 3.

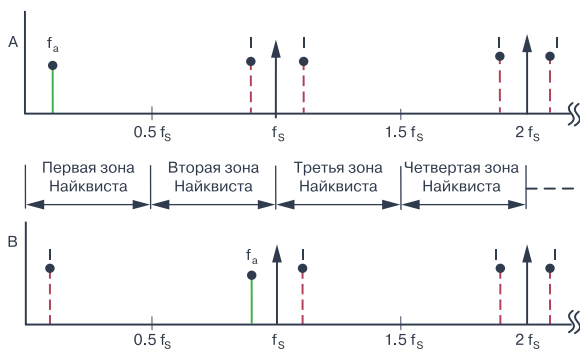


Рис. 3. Спектр входного сигнала и спектр сигнала наложения

Частота входного сигнала лишь немного меньше

частоты дискретизации, что соответствует условию, приведенному на рис. 2 для временной области. Отметим, что, если входной сигнал находится за пределами первой зоны Найквиста, его изображение $f_s - f_a$ попадает внутрь этой зоны. Из рис. 3 следует, что, если ложный спектр появляется на любой из частот с составляющей f_a , он также будет возникать и на частоте f_a , тем самым создавая ложную или паразитную частотную составляющую в первой зоне Найквиста.

Для высокопроизводительных приложений разработчикам систем сбора данных необходимо бороться с шумом квантования, наложением спектров и проблемами, возникающими при дискретизации сигнала на входе коммутируемого конденсатора АЦП. Оба типа современных прецизионных АЦП, а это поразрядные и сигма-дельта АЦП, выпускаемые в настоящее время, разработаны с использованием выборки сигнала с помощью коммутируемых конденсаторов.

В идеальном АЦП, отвечающем требованиям критерия Найквиста, младший разряд определяет шум квантования. Шум квантования распространяется в полосе частот $f_s/2$. Для уменьшения шума квантования АЦП используется метод сверхвыборки, при котором входной сигнал дискретизируется с гораздо более высокой частотой, чем частота Найквиста, что позволяет увеличить отношение сигнал/шум (SNR) и число достоверных двоичных разрядов (ENOB).

При сверхвыборке частота дискретизации выбирается в N раз больше частоты Найквиста ($2f_{IN}$), и в результате тот же самый шум квантования теперь должен распространяться в полосе, в N раз большей частоты Найквиста. Это также снижает требования к фильтру защиты от спектров наложения. Коэффициент сверхвыборки (Oversampling Ratio – OSR) определяется как отношение $f_s/2f_{IN}$, где f_{IN} требуемая полоса пропускания полезного сигнала. Как правило, сверхвыборка в четыре раза уже обеспечивает один дополнительный бит разрешения АЦП или увеличение динамического диапазона на 6 дБ. Увеличение коэффициента сверхвыборки приводит к общему снижению шума, а расширение динамического диапазона (DR) в результате сверхвыборки составляет $\Delta DR = 10 \log_{10}$ [дБ].

Сверхвыборка, по сути, используется и реализуется вместе со встроенным цифровым фильтром и узлом децимации. Базовый модулятор со сверхвыборкой в сигма-дельта АЦП формирует шум квантования так, чтобы большая его часть находилась за

пределами требуемой полосы частот, что приводит к увеличению общего динамического диапазона на низких частотах, как показано на рис. 4.

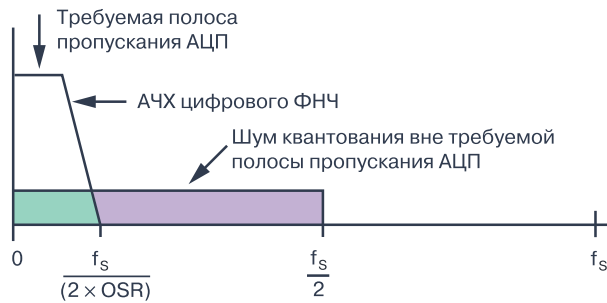


Рис. 4. Пример применения метода сверхвыборки в АЦП

Цифровой фильтр нижних частот затем ослабляет шум квантования за пределами требуемой полосы пропускания, а дециматор (прореживатель) снижает скорость потока выходных данных на выходе сигма-дельта модулятора до частоты Найквиста.

Искусственное формирование шума – еще один метод уменьшения шума квантования. Так, квантователь с низким разрешением (от одного до пяти разрядов) используется в контуре сигма-дельта АЦП после контурного (петлевого) фильтра. ЦАП применяется в цепи обратной связи для вычитания восстановленного квантованного сигнала из входного сигнала, как показано на рис. 5.

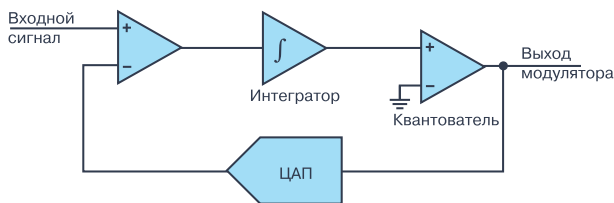


Рис. 5. Пример сдвига шума в область высоких частот

Интегратор суммирует погрешность квантования, что приводит к формированию шума квантования в области более высоких частот, который затем можно ослабить с помощью цифрового фильтра нижних частот. На рис. 6 показана спектральная плотность мощности (PSD) выходного сигнала $x[n]$ типового сигма-дельта АЦП.

Наклон кривой шума квантования зависит от порядка контурного фильтра $H(z)$ (детальнее поясняется ниже на рис. 11) и составляет $(20n)$ дБ/декада, где n – порядок контурного фильтра. Сигма-дельта АЦП обеспечивает высокое разрешение в заданной полосе частот за счет применения искусственно сформированного случайного шума кван-

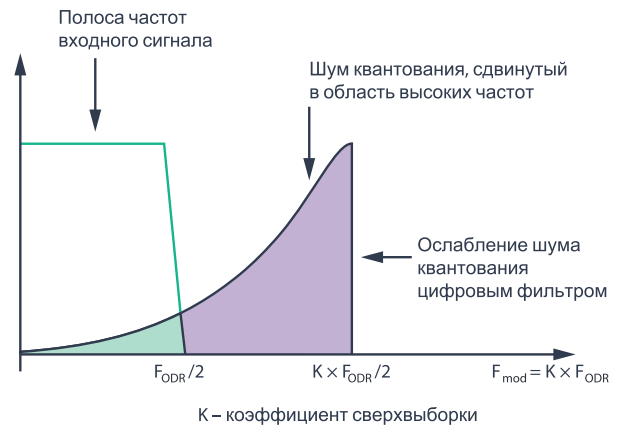


Рис. 4. Пример применения метода сверхвыборки в АЦП

тования и сверхвыборки. Требуемая полоса пропускания равна $f_{ODR}/2$, где f_{ODR} частота формирования выходного кода. Повысить разрешение можно, увеличив порядок контурного фильтра или увеличив коэффициент сверхвыборки.

Для устранения спектров наложения, появляющихся в результате дискретизации аналоговых сигналов, в высокопроизводительных приложениях используются фильтры защиты от этих спектров высокого порядка. Это фильтры нижних частот, которые ослабляют составляющие входного сигнала за пределами заданной полосы частот. Характеристики фильтра будут зависеть от того, насколько близок входной сигнал к частоте $f_s/2$, и от заданной величины ослабления сигнала вне этой полосы.

Для поразрядных АЦП отличие между полосой входного сигнала и частотой дискретизации невелико. В этом случае нужно использовать фильтр защиты от наложения спектров более высокого порядка, который отличается сложностью, большей потребляемой мощностью и более значительными искажениями. Например, если поразрядный АЦП с частотой выборки 200 кГц имеет полосу пропускания близкую к 100 кГц, то требования к крутизне спада АЧХ такого фильтра будут очень жесткими, чтобы исключить наложение спектров. И для реализации таких требований потребуется фильтр очень высокого порядка. На рис. 7 показана амплитудно-частотная характеристика такого фильтра.

Для снижения требований к крутизне спада АЧХ фильтра необходимо увеличить частоту дискретизации. Однако увеличение частоты дискретизации приводит к увеличению мощности потребления поразрядного АЦП. Причем эта зависимость линейна. Увеличение частоты дискретизации в два раза приводит к увеличению потребляемой мощности также

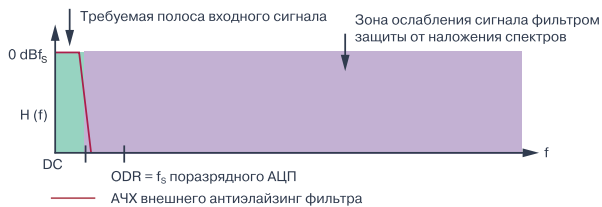


Рис. 7. Характеристика фильтра защиты от наложения спектров в поразрядном АЦП при минимально необходимой частоте дискретизации

в два раза. Чем выше значение частоты дискретизации, тем меньше требования к крутизне спада АЧХ и, следовательно, порядок фильтра будет меньше.

В сигма-дельта АЦП сверхвыборка входного сигнала во много раз превышает OSR, поэтому требования к фильтру защиты от спектров наложения могут быть ослаблены, поскольку частота дискретизации намного выше входной полосы пропускания, как показано на рис. 8.

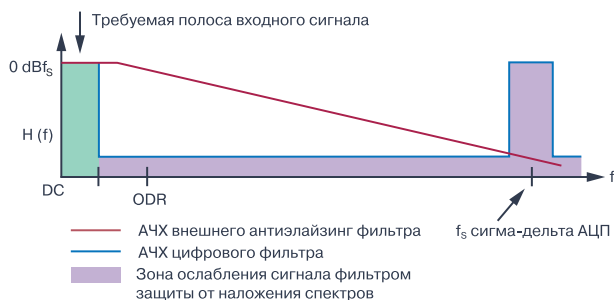


Рис. 8. АЧХ фильтра защиты от наложения спектров при высокой частоте дискретизации

На рис. 9 показаны временные диаграммы сигналов преобразования поразрядного (SAR) преобразователя и сигма-дельта АЦП с одинаковым временем преобразования. Если полоса пропускания АЦП должна быть равна 100 кГц, то для ослабления сигнала на 102 дБ на частоте дискретизации f_S для сигма-дельта АЦП с дискретной выборкой (DTSD) требуется фильтр защиты от наложения спектров второго порядка, а для следящего сигма-дельта АЦП (CTSD) фильтр защиты от наложения спектров вообще не требуется. В то же время для получения такого же затухания на частоте f_S для поразрядного АЦП требуется фильтр защиты от наложения спектров не ниже пятого порядка.

Фильтры должны быть оптимизированы с учетом требований к крутизне спада АЧХ в полосе не-пропускания. Отметим, что они добавляют в измерительную цепь дополнительные погрешности, такие как погрешности смещения, усиления, фазовую

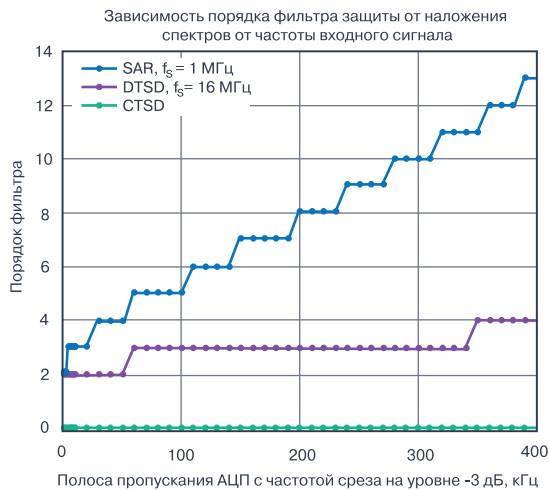


Рис. 9. Зависимость порядка фильтров защиты от наложения спектров для разных структур АЦП

погрешность, погрешность, вызванную шумом, что снижает точность и производительность АЦП в целом. Кроме того, высокопроизводительные АЦП, как правило, имеют дифференциальную структуру входа, поэтому в них используется вдвое больше пассивных компонентов.

Следует учесть, что для того, чтобы добиться лучшего согласования по фазе в многоканальных системах сбора данных, все компоненты в сигнальной цепи должны быть хорошо согласованы между собой. Время выборки входного сигнала коммутируемым конденсатором на входе АЦП зависит от времени полного установления сигнала на этом конденсаторе с учетом времени его заряда/разряда при подключении/отключении к источнику входного сигнала.

Для работы в таком режиме, при котором требуется обеспечить необходимый ток заряда/разряда коммутируемого конденсатора, используется усилитель-драйвер. Кроме того, требуется, чтобы входной сигнал устанавливался на конденсаторе с заданной точностью, а точность дискретизации входного сигнала определяет производительность АЦП, т.е. зависит от скорости нарастания тока на выходе усилителя-драйвера. Это приводит к необходимости использования драйверов с высокой пропускной способностью, которая может поддерживать установление сигнала на коммутируемом конденсаторе с заданной скоростью. Мгновенный скачок тока заряда может быть обеспечен только в том случае, если драйвер имеет достаточно высокую скорость нарастания выходного тока. Из-за паразитных характеристик ключа во время выборки входного сигнала на выходе драйвера формируется

скачок тока, который может вызвать переходной процесс большой длительности (вплоть до следующей выборки), что приводит к погрешности выборки и потере точности АЦП в целом.

На рис. 10 показана входная цепь сигма-дельта АЦП с дискретной выборкой и временная диаграмма сигнала на ее выходе. Если, например, частота дискретизации составляет 24 МГц, входной сигнал в процессе выборки должен устанавливаться приблизительно за 41 нс. Так как опорный сигнал тоже подается на коммутируемый конденсатор, то и в этой цепи должен использоваться высокопроизводительный усилитель-драйвер.

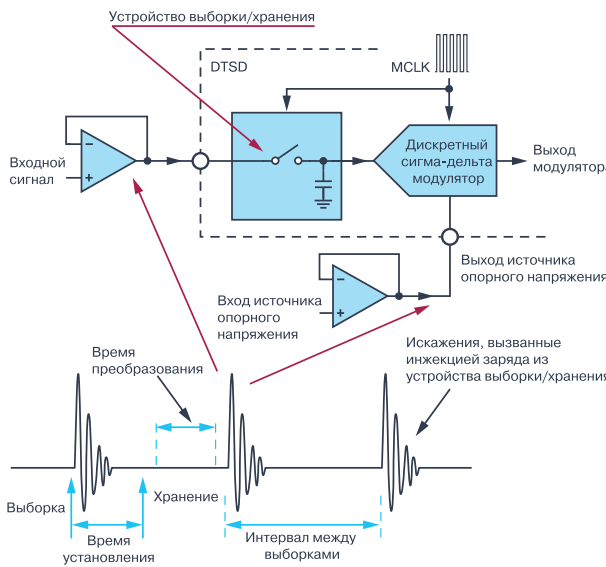


Рис. 10. Входная цепь АЦП с дискретной выборкой и временная диаграмма сигнала на ее выходе

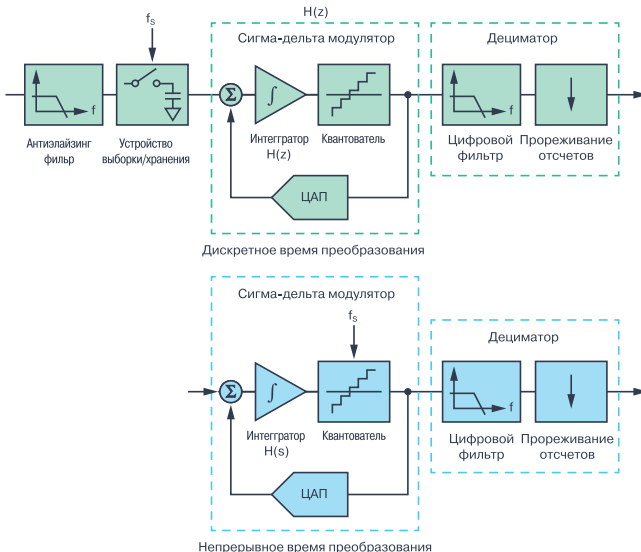


Рис. 11. Две структуры сигма-дельта АЦП

Усилители-драйверы в сигнальной и опорной цепях АЦП увеличивают уровень шума и снижают общую производительность преобразователя. Кроме того, вносимые драйверами искажения повышают требования к фильтрам защиты от спектров наложения.

Следует отметить, что при коммутации конденсатора может измениться скорость выборки входного сигнала, что, в свою очередь, может привести к изменению входного тока заряда и потере точности АЦП в целом, в частности, из-за недозаряда коммутируемого конденсатора или появления выбросов тока в цепи заряда.

Следящий или сигма-дельта АЦП с CTSD-структурой является альтернативой сигма-дельта преобразователю с DTSD-структурой. В новой структуре используется сверхвыборка и искусственное формирование случайного шума.

На рис. 11 сравниваются между собой две структуры сигма-дельта АЦП – с дискретной выборкой (DTSD) и следящая архитектура (CTSD). Как видно из рис. 11, в DTSD-структуре сигма-дельта АЦП входной сигнал дискретизируется перед циклом преобразования. Контурный фильтр $H(z)$ реализован с помощью интеграторов с коммутируемыми конденсаторами. ЦАП в обратной связи также использует в своей схеме коммутируемые конденсаторы. Поскольку на входе этого АЦП используется выборка, которая приводит к наложению спектров на частоту f_s , на входе преобразователя необходимо включить фильтр защиты от наложения спектров.

Вторая структура (CTSD) не имеет устройства выборки/хранения на входе. Выборка и квантование происходят внутри контура. Контурный фильтр включает интегратор с непрерывным циклом интегрирования и ЦАП в цепи обратной связи. Защита от спектров наложения осуществляется за счет сдвига квантованного сигнала в область высоких частот. Таким образом, АЦП с такой структурой практически не имеет дискретной выборки, что выделяет эту структуру в особый класс преобразователей. Частота дискретизации АЦП с CTSD-структурой является фиксированной, в отличие от АЦП с DTSD-структурой, где частота дискретизации модулятора может быть легко изменена. Кроме того, известно, что АЦП с CTSD-структурой менее устойчивы к джиттеру (дрожанию тактовых импульсов), чем аналогичные структуры АЦП на коммутируемых конденсаторах.

Стандартные кварцевые или КМОП-генераторы

позволяют обеспечить низкий уровень джиттера для АЦП, что дает возможность снизить мощность излучаемых высокочастотных помех и, как следствие, повысить степень электромагнитной совместимости АЦП в системе сбора данных. Основные преимущества сигма-дельта АЦП с CTSD-структурой заключаются в исключении дополнительного фильтра защиты от спектров наложения и более высоком входном сопротивлении для источников входного и опорного сигналов. Перемещение квантователя внутрь цикла преобразования приводит к внутреннему ослаблению ложных спектров наложения.

Как показано на рис. 12, входной сигнал проходит через контурный фильтр перед дискретизацией и погрешность из-за наложения спектров, которая образуется вследствие операции квантования, также ослабляется этим фильтром. Квантованный входной сигнал и погрешность, вызванная наложением спектров, формируют шум квантования, как и любая другая структура сигма-дельта АЦП. Таким образом, частотная характеристика контура АЦП с CTSD-структурой ослабляет ложные спектры сигналов, близкие к целым и кратные частоте дискретизации, подобно фильтру защиты от спектров наложения.

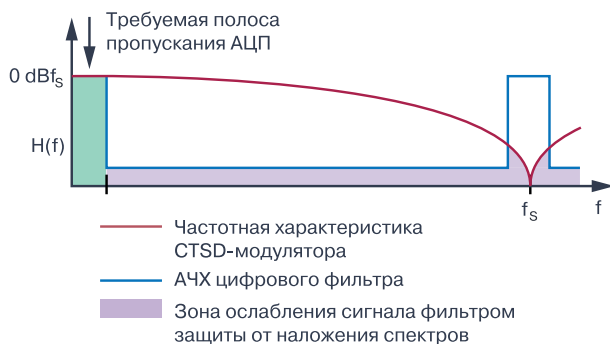


Рис. 12. Частотная характеристика CTSD-модулятора

Наличие резистивных входов с постоянным сопротивлением для источников полезного и опорного сигналов упрощает управление выборкой по сравнению с управлением устройства выборки/хранения. При резистивном входе с постоянным сопротивлением отсутствует обратный ток (ток разряда конденсатора) и в усилителе-драйвере для такой структуры нет необходимости. На рис. 13 показаны входные цепи CTSD-модулятора. А поскольку входное сопротивление является постоянной величиной, нет необходимости перестраивать коэффициент усиления.

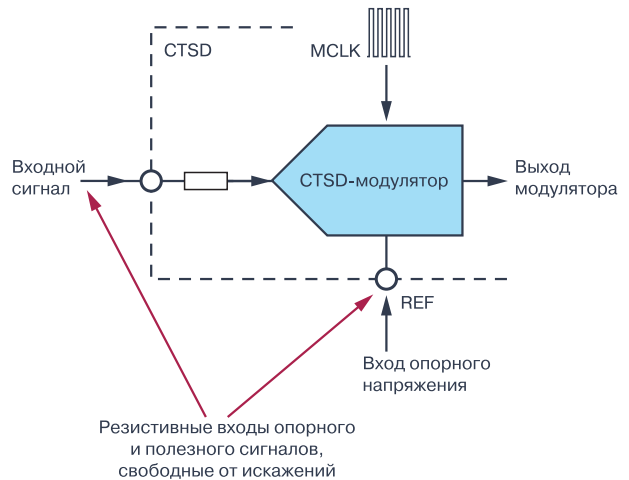


Рис. 13. Входные цепи CTSD-модулятора

Аналоговые входы могут быть биполярными, даже если АЦП имеет однополярное питание. Это позволяет исключить преобразователь полярности сигнала (сдвигатель уровня) на входе такого АЦП. Характеристики АЦП по постоянному току могут изменяться, поскольку входные токи зависят от величины синфазного напряжения.

Нагрузка для источника опорного сигнала также является резистивной и постоянной, что снижает величину обратного тока при переключении модулятора. Это позволяет исключить усилитель-драйвер на выходе опорного источника.

Резистор для фильтра нижних частот может быть изготовлен непосредственно на кристалле ИМС, что позволяет согласовать его с внутренними резисторами модулятора по величине температурного дрейфа, так как все резисторы в этом случае будут выполнены по единой технологии. CTSD-структура не является новой для сигма-дельта АЦП, но в настоящее время она отвечает запросам рынка, направленным на повышение точности преобразования как сигналов постоянного тока, так и сигналов переменного тока при сохранении высокой производительности. Более того, разработчики предпочитают работать с единой платформой преобразования для решения разных задач, чтобы сократить время их запуска на рынок.

CTSD-структура АЦП может быть использована в широком наборе приложений, начиная от высококачественной аудиоаппаратуры и заканчивая радиочастотным интерфейсом сотовых телефонов, благодаря ряду преимуществ по сравнению с другими типами АЦП.

Основные преимущества этих АЦП заключаются

в следующем: высокая степень интеграции, низкое энергопотребление, большие возможности в различных системных применениях. Из-за ряда технологических трудностей эта структура до последнего времени применялась только в звуковом диапазоне частот и более низком частотном диапазоне. Поэтому высокопроизводительные преобразователи с частотой выборки согласно теореме Найквиста, такие как поразрядные АЦП и сигма-дельта преобразователи с DTSD-структурой и избыточной выборкой, были единственным выбором при разработке прецизионных, высокопроизводительных приложений со средней полосой пропускания. Однако недавние технологические успехи, достигнутые компанией Analog Devices, позволили снять многие технологические ограничения с сигма-дельта преобразователей с CTSD-структурой.

ИМС сигма-дельта преобразователя AD7134 – это первый высокоточный АЦП постоянного тока с полосой пропускания 400 кГц, построенный на основе CTSD-структуры. Он обеспечивает высокую производительность, при этом имеет высокую точность на постоянном токе и, кроме того, позволяет решить ряд важных системных задач в области прецизионных измерений. AD7134 также включает асинхронный преобразователь частоты дискретизации (ASRC), предоставляющий данные с переменной скоростью их передачи. Скорость выходных данных может не зависеть от частоты дискретизации модулятора и позволяет обеспечить использование АЦП с CTSD-структурой для различной пропускной способности. Гибкость изменения скорости передачи данных позволяет использовать когерентную выборку сигналов в многоканальных измерительных системах.

Особенности и преимущества АЦП AD7134:

1. Внутрискруктурное ослабление спектров наложения исключает необходимость в фильтре защиты от спектров наложения, что приводит к меньшему количеству компонентов и уменьшению размеров устройства в целом. Кроме того, в этом АЦП отсутствуют погрешности, связанные с применением внешнего фильтра защиты от спектров наложения, такие как погрешность спада, смещение нуля, погрешность коэффициента усиления и фазовая погрешность, а также дополнительный шум в системе в целом.

2. Фильтр защиты от спектров наложения значительно увеличивает общую задержку в сигнальной цепи в зависимости от величины необходимого ослабления ложных спектров. Исключение этого

фильтра полностью устраняет эту задержку и позволяет выполнять прецизионное преобразование с высокой производительностью.

3. Отсутствие фильтра защиты от спектров наложения позволяет значительно улучшить согласование фаз в многоканальных системах. Это дает возможность использовать данный преобразователь в многоканальных системах с высоким согласованием каналов во времени, таких как системы мониторинга вибраций, измерения мощности, сбора данных, а также в гидролокаторах.

4. Благодаря встроенному фильтру непосредственно в CTSD-структуру АЦП такие преобразователи не чувствительны ко многим видам помех на системном уровне. Если в АЦП с DTSD-структурой и поразрядном АЦП необходимо соблюдать определенную осторожность, чтобы при дискретизации или передискретизации было как можно меньше помех, то в АЦП AD7134 эта проблема решается на структурном уровне без применения внешних фильтров и других компонентов.

5. Наличие аналоговых входов (сигнального и опорного) в АЦП AD7134 с постоянным сопротивлением позволяет исключить внешние усилители-драйверы, которые в АЦП с DTSD-структурой и поразрядном АЦП снижают производительность и вносят погрешности, такие как смещение нуля, погрешность коэффициента усиления, фазовая погрешность, а также погрешность шума на входе усилителя-драйвера.

6. В новом АЦП проще получить высокую точность, а значит, разработка может быть быстрее запущена в серийное производство.

7. Уменьшение количества внешних компонентов в АЦП AD7134 позволяет значительно сократить площадь системной платы. Для согласования АЦП с источником входных сигналов можно использовать измерительный усилитель. Поскольку этот АЦП имеет дифференциальный вход, в качестве входного драйвера можно использовать дифференциальный входной усилитель типа LTC6373. Сравнение функциональных схем с DTSD- и CTSD-структурами (рис. 14) показывает преимущества последней структуры по числу компонентов. Как утверждают разработчики АЦП AD7134, новый преобразователь обеспечивает не менее 70% экономии площади по сравнению с АЦП с DTSD-структурой.

На рис. 15 показана печатная плата с размещенными на ней АЦП AD7134 и АЦП с DTSD-структурой.

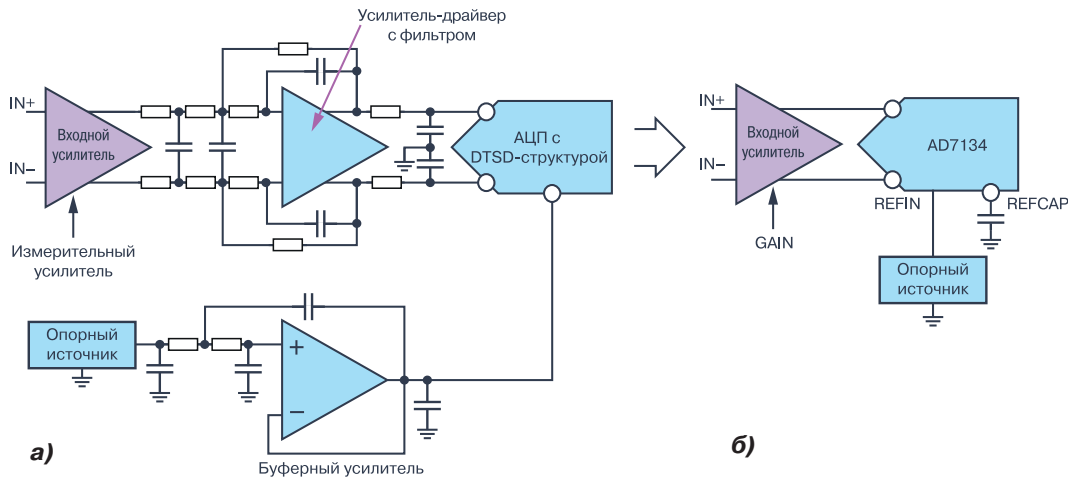


Рис. 14. Структуры сигма-дельта АЦП с DTSD-структурой (а) и CTSD-структурой (б)

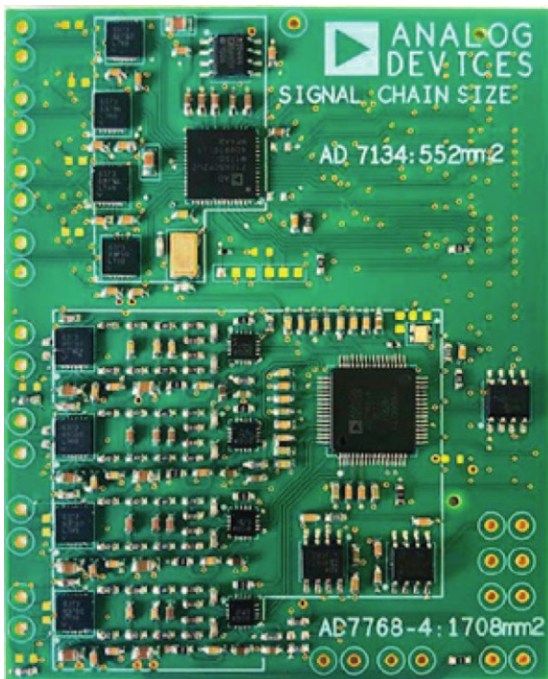


Рис. 15. Сравнительные размеры печатных плат АЦП AD7134 (вверху) и АЦП с DTSD-структурой (внизу)

ВЫВОДЫ

В заключение отметим, что новый сигма-дельта преобразователь AD7134 компании Analog Devices, построенный на основе CTSD-структуры, обеспечивает значительное уменьшение размеров проектируемой системы, упрощает разводку печатной платы, делает систему более надежной, позволяет сократить время проектирования и запуска системы на рынок без потери производительности и точности.

VD MAIS
Печатные платы

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

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

Цены – оптимальные.

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

VD MAIS
Разработка и серийное производство электроники

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

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

Цены – оптимальные.

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

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@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

ПРЕЦИЗИОННЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕМПЕРАТУРНЫЕ СЕНСОРЫ: ВЗГЛЯД АВТОРА НА ИЗМЕРЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ С ТОЧНОСТЬЮ ДО $\pm 0,1$ °C *

В статье исследуется точность полупроводниковых сенсоров температуры последнего поколения. Эти сенсоры имеют цифровой выход, не требуют линеаризации, выпускаются в миниатюрных корпусах и имеют малую мощность потребления. Сенсоры могут быть запрограммированы для выполнения функций сигнализации о потенциальной неисправности системы или устройства.

С. Брамбл

SILICON TEMPERATURE SENSING WITH PRECISION – AN AUTOBIOGRAPHICAL LOOK AT MEASURING TEMPERATURE TO $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$

Abstract – This article examines the accuracy of the latest generation of silicon temperature sensors. These sensors provide a digital output, require no linearization, are available in small package sizes, and are low power. Many can be programmed with alarm functions to alert systems of a potential malfunction.

S. Bramble

ВВЕДЕНИЕ

Существует множество решений для измерения температуры, каждое из которых имеет свои преимущества и недостатки. Полупроводниковые или кремниевые сенсоры температуры, имея высокую линейность, до последнего времени обладали невысокой точностью. Однако последние достижения в области микроэлектроники позволили получить высокие точность и разрешение при измерении температуры.

НОВЫЙ МОРОЗИЛЬНИК

В марте 2020 года, когда в Великобритании как раз собирались ввести карантин и люди накапливали запасы продовольствия на случай, если супермаркеты закроются, в доме автора настоящей статьи перестала работать морозильная камера. Пришлось искать в Интернете новую камеру. Через несколько дней прибыла новая морозильная камера, полностью готовая к использованию, снабженная цифровым дисплеем температуры на передней панели с рекомендуемой настройкой – -18 °C.

Автор скептически отнесся к точности показаний температуры в этой камере и решил проверить точность показаний температуры с помощью новых температурных сенсоров компании Analog Devices. После краткого обзора методов построения температурных сенсоров автором статьи приведены результаты собственных испытаний полупроводниковых сенсоров компании Analog Devices на примере измерения температуры как в морозильной камере,

так и в офисном помещении.

СЕНСОРЫ ТЕМПЕРАТУРЫ

В промышленности используется широкий спектр температурных сенсоров, каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки. Рассмотрим некоторые из наиболее распространенных сенсоров температуры.

Термопары обеспечивают простой и достаточно точный метод измерения температуры в широком температурном диапазоне. Они основаны на эффекте, открытом еще в 1821 году Томасом Зебеком, который носит его имя. Термопары, например, К-типа, изготовленной из сплавов хромеля-алюмеля, генерируют напряжение около 41 мкВ/°C и могут использоваться для измерения температур выше 1000 °C. Известно, что эффект Зеебека основан на разнице температур между двумя спаями, поэтому, если горячий спай измеряет заданную температуру, то холодный спай должен поддерживаться при известной постоянной температуре. Для измерения разницы температур на холодном спае используется еще один сенсор температуры. ИМС усилителя типа AD8494 с компенсацией температуры холодного спая обеспечивает простое схемотехническое решение для измерения температуры с помощью термопары. Отметим, что термопары имеют малые размеры, обладают низкой тепловой массой и быстро реагируют на изменения температуры.

Термометры сопротивления используются

* **Bramble S. Silicon Temperature Sensing with Precision – An Autobiographical Look at Measuring Temperature to $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$. www.analog.com/TecnicalArticle.**

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

для измерения невысоких температур (<500 °С). Эти сенсоры состоят из металлического элемента, который имеет положительный температурный коэффициент. Чаще всего они изготавливаются из платины.

Например, термометры сопротивления типа РТ100 широко применяются в промышленности для измерения температуры с высокой степенью точности. Они имеют сопротивление 100 Ом при температуре 0 °С. Термометры сопротивления имеют высокую линейность. Отметим, что соединительные проводники могут оказывать влияние на точность термометров сопротивления, поэтому при их использовании применяют 3- или 4-проводную схему включения.

ТЕРМИСТОРЫ

Если требуется недорогое решение и диапазон температуры невелик, то, как правило, используются термисторы. Эти сенсоры имеют невысокую линейность, их измерительная характеристика основана на уравнении Стейнхарта-Харта, из которого следует, что точность термистора снижается при росте температуры.

Преимущество термистора состоит в том, что его сопротивление изменяется в широком диапазоне при небольших изменениях температуры. Это позволяет получить достаточно высокую точность измерения температуры, несмотря на нелинейность характеристики термистора.

Термисторы также обладают быстрой тепловой реакцией. Кроме того, нелинейность каждого типа термистора определяется в процессе производства, поэтому для повышения точности измерения температуры с помощью термистора можно заранее откалибровать его характеристику, например, на основе применения ИМС многоканального АЦП LTC2986.

Температурные сенсоры на основе р-п-перехода

Эти сенсоры не требуют температурной компенсации температуры холодного спая или линеаризации характеристики преобразования, имеют как аналоговый, так и цифровой выход и могут быть предварительно откалиброваны. Однако до последнего времени такие сенсоры имели невысокую точность. С выпуском новых температурных сенсоров типа ADT7422 и ADT7320, которые могут измерять температуру с точностью ± 0.1 °С и ± 0.2 °С соответственно, ситуация с применением полупроводниковых сенсоров начинает меняться. Полупроводниковые температурные сенсоры используют зависи-

мость напряжения на переходе V_{be} транзистора от температуры, которая может быть представлена уравнением Эберса-Молла:

$$I_c = I_s \left[\exp\left(\frac{qV_{be}}{kT}\right) - 1 \right], \quad (1)$$

где I_c – ток коллектора, I_s – обратный ток коллектора, q – заряд электрона, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура.

Выражение (1) для тока коллектора также справедливо для тока через диод. Однако, в действительности, ток диода, кроме того, включает в себя рекомбинационный ток, возникающий в результате рекомбинации электронов с дырками, когда они проходят через обедненную область рп-перехода, и это создает нежелательную нелинейность суммарного тока, протекающего через диод. Этот же ток протекает и через базу в биполярном транзисторе, однако он отсутствует в коллекторном токе транзистора и практически не создает нелинейность этого тока от температуры. Выражение (1) можно пре-

$$V_{be} = \frac{kT}{q} \ln \left[\left(\frac{I_c}{I_s} \right) + 1 \right]. \quad (2)$$

образовать следующим образом:

Ток I_s мал по сравнению с током I_c , поэтому в выражении (2) им можно пренебречь. Тогда напряжение на переходе V_{be} имеет линейную зависимость от температуры. Обеспечить постоянный ток коллектора в транзисторе и измерить зависимость напряжения V_{be} от температуры – достаточно простая инженерная задача. Отметим, что ток I_s зависит от геометрии кристалла транзистора и достаточно сильно зависит от температуры. Его значение удваивается с повышением температуры на каждые 10 °С. Для уменьшения влияния этого тока на точность измерения температуры используется два кремниевых транзистора, в которых обеспечивается компенсация влияния тока I_s . В большинстве полупроводниковых сенсоров температуры используется схема с компенсацией тока I_s . Для такой схемы выражение (2) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} \Delta V_{be} &= \frac{kT}{q} \ln \left[10 \frac{I_c}{I_s} \right] - \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_c}{I_s} \right), \\ \Delta V_{be} &= \frac{kT}{q} \left\{ \ln \left[10 \frac{I_c}{I_s} \right] - \ln \left(\frac{I_c}{I_s} \right) \right\}. \end{aligned} \quad (3)$$

Отсюда, если $\ln A - \ln B = \ln(A/B)$, то получим следующую зависимость:

$$\Delta V_{be} = \frac{kT}{q} \ln(10).$$

Путем задания разных токов через каждый транзистор и измерения разницы напряжений V_{be} удается исключить нелинейный член I_s и другие нелинейные эффекты, связанные с геометрией транзистора. Таким образом, изменение напряжения V_{be} будет пропорционально изменению абсолютной температуры окружающей среды. При 10-кратной разнице токов разница напряжений ΔV_{be} изменяется линейно от температуры с коэффициентом, примерно равным 198 мкВ/°С. Упрощенная схема полупроводникового температурного сенсора с компенсацией тока I_s приведена на рис. 1.

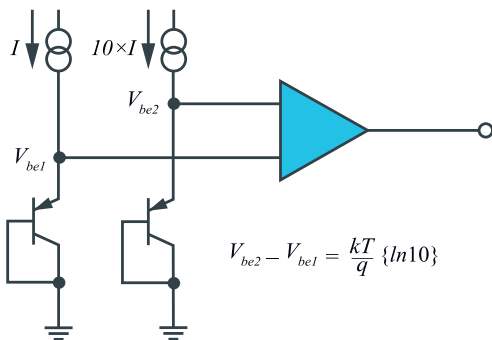


Рис. 1 Упрощенная схема полупроводникового температурного сенсора

Токи в схеме (рис. 1) следует задавать с высокой степенью точности в заданном диапазоне измерения температур. Если ток будет слишком велик, это может привести к значительному разогреву транзистора и большому падению напряжения на его переходах. Если ток будет слишком мал, даже незначительные токи утечки транзистора могут привести к дополнительной погрешности измерения температуры.

Следует также отметить, что в приведенных уравнениях приведены токи коллекторов в транзисторах, тогда как на рис. 1 показаны и токи эмиттера. Поэтому транзисторы должны быть спроектированы так, чтобы отношение тока коллектора к току эмиттера было близко к единице.

Чтобы получить точность измерения температуры не хуже ± 0.1 °С, необходимо выполнить предварительную калибровку такого сенсора. Для этого некалиброванный полупроводниковый сенсор температуры необходимо поместить в ванну, наполненную силиконовым маслом, и нагреть масло до заданной температуры, измеренной с помощью эталонного термометра.

Далее следует подобрать коэффициент усиления сенсора таким образом, чтобы получить на выходе линейную зависимость напряжения от температуры, используя при этом уравнение для калибровки $y = mx + C$. Силиконовое масло обеспечивает однородную температуру, поэтому сенсор может быть откалиброван всего за один цикл, при этом будет достаточно одной точки для калибровки, учитывая высокую линейность характеристики сенсора.

Сенсор ADT7422 (рис. 2) имеет точность ± 0.1 °С в диапазоне температур от 25 до 50 °С. Этот температурный диапазон предназначен для мониторинга температуры тела человека, что делает сенсор ADT7422 идеальным для контроля жизненно важных функций пациентов в реальном времени. Для промышленного применения используется сенсор ADT7320, который откалиброван таким образом, чтобы обеспечивать точность ± 0.2 °С в диапазоне температур от -10 до 85 °С.

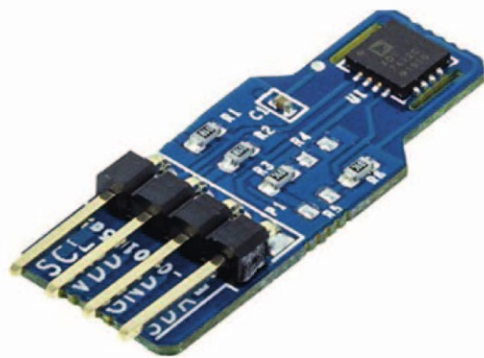


Рис. 2. Внешний вид температурного сенсора ADT7422

Калибровка полупроводникового сенсора температуры – не единственная проблема, связанная с постановкой устройства на серийное производство. Необходимо, например, учитывать тепловое расширение печатной платы, выводной рамки, пластмассового корпуса и открытых контактных площадок при сборке сенсора. Процесс пайки может ухудшить точность сенсора, так как при оплавлении припоя в пластмассовом корпусе сенсора могут возникнуть деформации, вызванные механическими напряжениями.

Разработчики компании Analog Devices в результате длительных экспериментальных исследований установили, что толщина печатной платы 0.8 мм является оптимальной для обеспечения точности сенсора ± 0.1 °С после его сборки.

Как уже отмечалось выше, автор статьи задался

целью проверить точность работы своей морозильной камеры. С этой целью он подключил сенсор ADT7320 к микроконтроллеру и ЖК-дисплею, разработал программу для инициализации сенсора и считывания результатов измерения температуры. Регистр данных сенсора ADT7320 был настроен на непрерывное измерение температуры с разрядностью 16 бит. Сенсор ADT7320 был установлен в морозильную камеру на 30 минут, чтобы проверить точность установки температуры в приобретенной камере. Из рис. 3 следует, что измеренная с помощью температурного сенсора ADT7320 температура в морозильной камере составила $-18.83\text{ }^{\circ}\text{C}$, что соответствует положению регулятора этой камеры.



Рис. 3. Измеренная сенсором ADT7320 температура в морозильной камере равна $-18.83\text{ }^{\circ}\text{C}$

Это достаточно впечатляющий по точности результат, учитывая, что пищу не нужно хранить с таким уровнем точности установки температуры. Затем автор статьи таким же сенсором измерил температуру в своем офисе. Как следует из рис. 4, из-

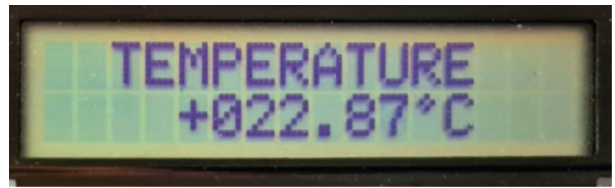


Рис. 4. Измеренная сенсором ADT7320 температура в офисе равна $+22.87\text{ }^{\circ}\text{C}$

меренная сенсором ADT7320 температура составила $22.87\text{ }^{\circ}\text{C}$.

ВЫВОДЫ

Полупроводниковые сенсоры температуры прошли долгий путь от устройств невысокой точности до прецизионных сенсоров и на сегодняшний день обеспечивают высокий уровень точности для мониторинга жизненно важных функций человеческого организма, температуры окружающей среды, температуры в морозильных камерах, промышленных инкубаторах и т.п. Микроэлектронные температурные сенсоры компании Analog Devices ADT7320 и ADT7422 представляют собой наилучшие образцы таких устройств нового поколения, которые были созданы путем многолетних исследований характеристик и проведения многочисленных экспериментов, начиная от разработки специальных полупроводниковых кристаллов и заканчивая требованиями к калибровке и особенностям монтажа полупроводникового сенсора на поверхность печатной платы.

ОФИСНЫЙ ЦЕНТР VD MAIS

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

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



Обращаться по адресу: г. Киев, ул. М. Донца 6
 info@vdmajs.ua
 тел.: (044) 201-0202 (внутр. 1329, 1328)
 факс: 202-1110
 Контактное лицо: Пацев Андрей Викторович

ЛИДАР В АВТОНОМНЫХ СИСТЕМАХ ДЛЯ КЛАССИФИКАЦИИ И ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ *

LIDAR FOR AUTONOMOUS SYSTEM DESIGN: OBJECT CLASSIFICATION OR OBJECT DETECTION?

В статье рассмотрены особенности применения лидаров, их преимущества и недостатки по сравнению с традиционными радарами.

С. Ипек, Р. Капуста

Abstract – The article discusses the features of the use of lidars and their advantages and disadvantages in comparison with traditional radars.

S. Ipek, R. Kapusta

Системы типа Лидар (LIDAR – Light Detection and Ranging или лазерный дальномер) дальностью более 100 м и угловым разрешением 0.1° продолжают доминировать в заголовках новостей о новых технологиях автономного вождения транспортных средств. Однако не для всех автономных приложений требуется такой уровень производительности и точности. Примером таких приложений является парковка автомобиля, уборка дорожного покрытия и т.п.

Существует множество технологий определения дальности, которые используют разные приложения, например, радиообнаружение и определение расстояния с помощью радара, стереозрение, ультразвуковое обнаружение и определение дальности с помощью лидара. Однако каждый из используемых датчиков в перечисленных технологических решениях отличается производительностью, размерами и стоимостью.

Ультразвуковые системы являются наиболее простыми, но имеют ограниченный диапазон, разрешение и надежность. Радар имеет лучшие параметры по дальности и надежности, но при этом имеет ограничения углового разрешения, в то время как система стереозрения требует больших вычислительных затрат и имеет ограниченную точность без применения предварительной калибровки измерительного тракта.

Система технического зрения на основе лидара помогает решить перечисленные задачи за счет точного определения дальности, углового разрешения и достаточно простой обработки даже на больших расстояниях транспортного средства от объекта обнаружения. Однако до последнего времени системы на основе лидара считались громоздкими и дорогостоящими.

Проектирование автономной системы на основе лидара начинается с определения наименьших размеров объекта, который эта система должна обнаружить, расстояния до этого объекта и анализа его отражательной способности. Это позволяет сформулировать требования к угловому разрешению системы. Исходя из этого, можно рассчитать минимальное отношение сигнал/шум, которое является главным критерием обнаружения требуемого объекта.

Определение необходимого количества информации при проектировании лидара позволяет принять оптимальное решение при его проектировании как по стоимости, так и производительности. Например, техническое зрение необходимо и для отдельно взятого автомобиля со скоростью 100 км/ч, и роботизированного транспортного средства для складских помещений со скоростью 6 км/ч. Если скорость высока, уместно проанализировать не только скорость автономного транспортного средства, движущегося со скоростью 100 км/ч, но и скорость встречного транспортного средства, движущегося с такой же скоростью, но в противоположном направлении.

Для системы технического зрения это означает, что встречный объект приближается уже с удвоенной скоростью 200 км/ч. Для лидара, который, например, обнаруживает объекты на максимальном расстоянии 200 м, такие транспортные средства сократят расстояние между собой на 25% всего за одну секунду. Следует подчеркнуть, что определение скорости транспортного средства, которая в общем случае является нелинейной, тормозного пути и динамики, связанные с выполнением маневров уклонения, являются уникальными задачами для каждой отдельно взятой ситуации. Исходя из

* *Ipek S., Kapusta R. LIDAR for Autonomous System Design: Object Classification or Object Detection? Analog Dialogue, Vol. 54, N 4, October. 2020.*

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

этого, можно сделать вывод, что для высокоскоростных приложений необходимы лидары с большим радиусом действия.

Еще одной важной характеристикой лидара является его разрешение. Высокое угловое разрешение, характерное для лидаров, позволяет такой системе принимать ответные сигналы в нескольких пикселях от одного объекта. Как показано на рис. 1, угловое разрешение 1° соответствует 3.5 м на каждый пиксель на расстоянии 200 м. Пиксели такого размера могут быть больше объектов, которые необходимо обнаружить, что приводит к следующим проблемам.

Во-первых, пространственное усреднение часто используется для улучшения отношения сигнал/шум, но при одном пикселе на объект применить усреднение практически невозможно. Причем даже в случае обнаружения объекта невозможно определить его размеры. Дорожный мусор или небольшое животное, дорожный знак или мотоцикл на трассе обычно имеют размеры меньше 3.5 м. Лидар с угловым разрешением 0.1° имеет пиксель, в 10 раз меньший предыдущего, и может измерять приблизительно пять отраженных сигналов от автомобиля средних размеров на расстоянии 200 м.

Размеры большинства автомобилей обычно превышают его высоту, т.е. такой лидар вполне может отличить автомобиль от мотоцикла.

Для определения безопасного проезда автомобиля требуется более высокое угловое разрешение по сравнению с азимутом. Совсем другие требования применяются к лидару транспортного робота, например, для складских помещений, поскольку он движется медленно, но в то же время должен обнаруживать узкие и высокие объекты, такие как ножки стола или стеллажа. Определив требования к расстоянию и скорости движения транспортного средства, а также к объекту наблюдения, можно сформулировать требования к параметрам лидара. Независимо от того, какое решение для построения лидара выбрано, для его реализации могут быть использованы измерительные каналы, разработанные на базе ИМС компании Analog Devices, как показано на рис. 2.

AD-FMCLIDAR1-EBZ (рис. 3) – это высокопроизводительная платформа для создания прототипов лидара, представляющая собой комплект ИМС для разработки времяпролетного ToF-лидара (Time of Flight или ToF – это высокоточная дистанционная технология 3D-визуализации) с длиной волны 905 нм.

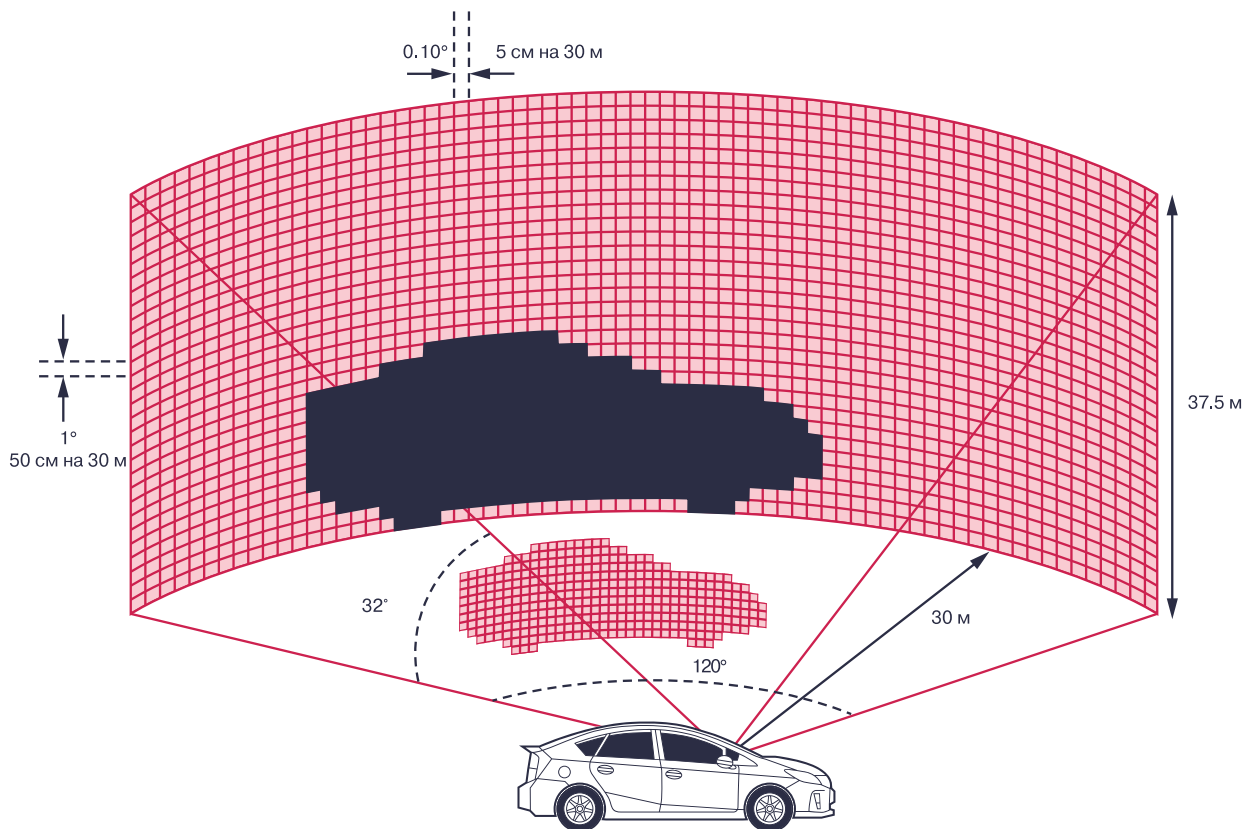


Рис. 1. Лидар с 32 вертикальными каналами и угловым разрешением по горизонтали 1°

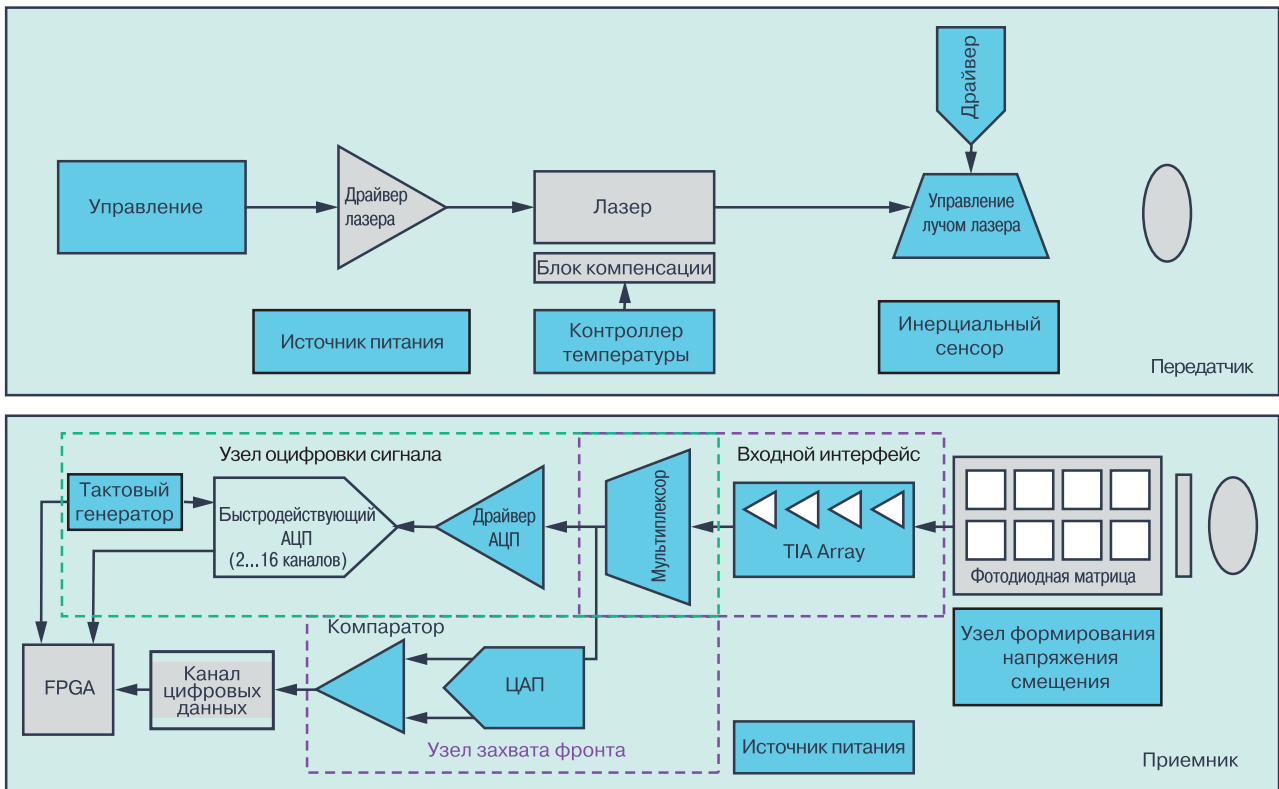


Рис. 2. ИМС для реализации лидаров

Эта система позволяет быстро создавать прототипы для робототехники, дронов, сельскохозяйственного и строительного оборудования, а также для систем оказания помощи водителю ADAS/AV. Компоненты, представленные на рис. 2, предназначены для применения в импульсных лидарах большой дальности. Данная платформа содержит лазер с длиной волны 905 нм. Она также включает 16-канальную матрицу фотодиодов, программируемый источник питания, 8-разрядный АЦП AD9094 с частотой выборки 1 ГГц и энергопотреблением на канал 435 мВт.

Дальность и точность лидара зависят от частоты выборки АЦП. Точность определения дальности позволяет системе точно вычислить, как далеко находится объект, что может иметь решающее значение в тех случаях, когда требуется обеспечить перемещение транспортного средства на близком расстоянии, например, при парковке или складской логистике. Кроме того, изменение дальности во времени можно использовать для расчета скорости, и в этом случае, как правило, требуется еще большая точность измерения расстояния до объекта. С помощью ToF-алгоритма максимально достижимая точность может составлять 15 см при времени выборки 1 нс, то есть при использовании АЦП с частотой

той выборки 1 ГГц. Это вычисляется с помощью выражения $c\Delta t/2$, где c – скорость света, а Δt – время выборки АЦП.

Однако, при наличии быстродействующего АЦП в составе лидара можно использовать более сложные методы обработки с применением интерполяции для повышения точности вычисления расстояния. Один из наиболее эффективных алгоритмов обработки данных основан на применении фильтра Норта или согласованного фильтра, который максимизирует отношение сигнал/шум, после чего с помощью интерполяции может быть повышена точность определения расстояния до объекта. Рассмотренная система-прототип обеспечивает обнаружение объектов в реальном времени.

Оптика, использованная в рассматриваемом образце лидара, обеспечивает поле зрения (Field of View или FOV) 37° по азимуту и 5.7° по углу. При линейном массиве фотодиодов из 16 пикселей, ориентированных по азимуту, размер пикселя на 20 м сопоставим со средним размером пикселя для взрослого человека, т.е. 0.8 м по азимуту при высоте 2 м. Как отмечалось ранее, для разных приложений могут потребоваться разные оптические конфигурации. Если выбранная оптическая система не отвечает требованиям данного приложения, разра-

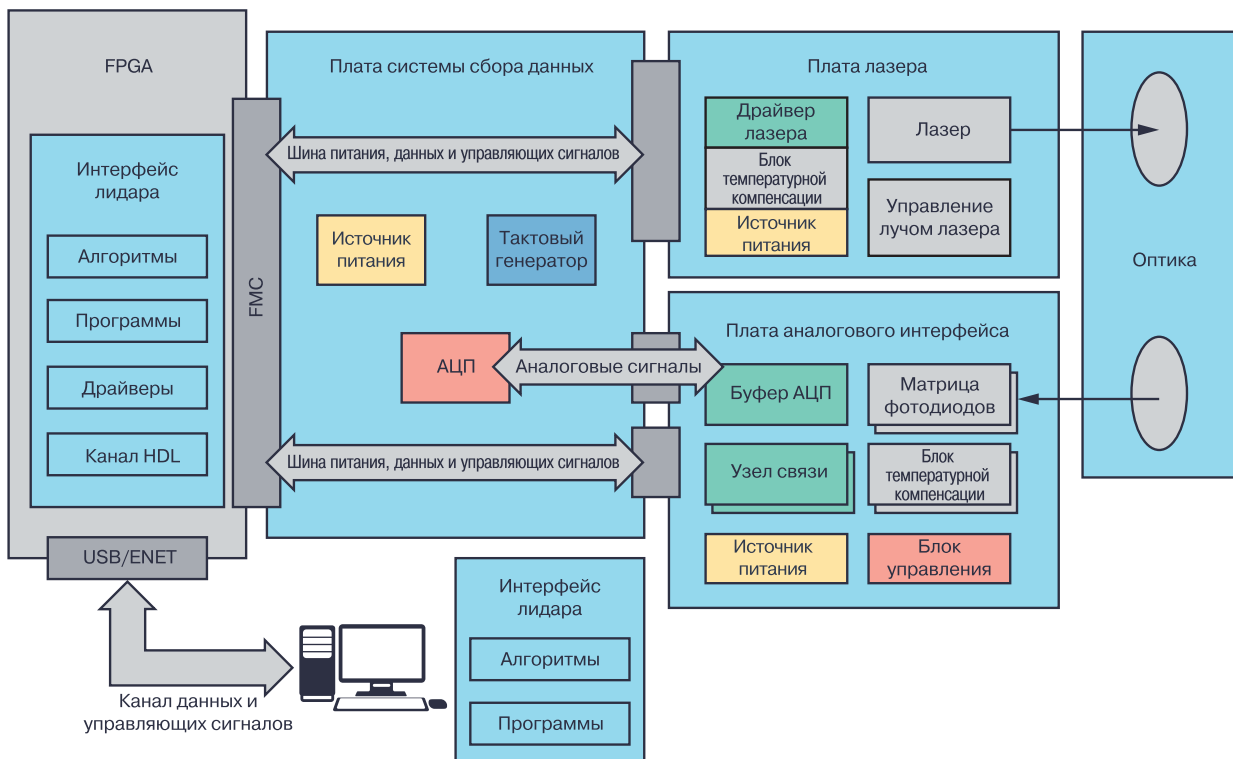


Рис. 1. Лидар с 32 вертикальными каналами и угловым разрешением по горизонтали 1°

ботанную печатную плату с электронным блоком можно легко использовать в новой оптической системе.

Система построена на основе ИМС 16-канального процессора компании Analog Devices ADAL6110-16, Процессор обеспечивает управление синхронизацией при облучении интересующего объекта, синхронизацию для выборки заданной формы волны и ее оцифровки. Интеграция аналоговых узлов в процессоре ADAL6110-16 снижает уровень шума до минимально возможного значения, обеспечивая возможность улавливать слабые отраженные сигналы, что отличает такую систему от аналогичной реализации на дискретных компонентах, в которой среднеквадратичный шум может существенно превышать допустимый уровень. Кроме того, процессор ADAL6110-16 позволяет проектировать миниатюрные лидары с низким энергопотреблением.

Системное программное обеспечение позволяет выполнять измерения дальности практически в реальном времени. Процессор ADAL6110-16 работает от одного источника питания напряжением 5 В через USB-порт и может быть легко интегрирован в автономную систему (рис. 4) с фотодиодной матрицей типа S8558 (рис. 5) и драйверами операционной системы робота (ROS). Это дает возможность пользователям легко организовать взаимодействие

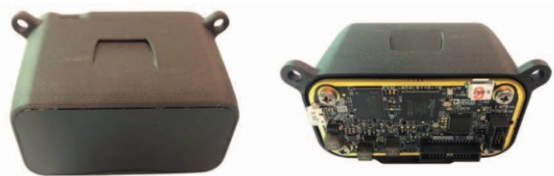


Рис. 4. Оценочный модуль лидара EVAL-ADAL6110-16 с использованием ИМС 16-канального процессора ADAL6110-16

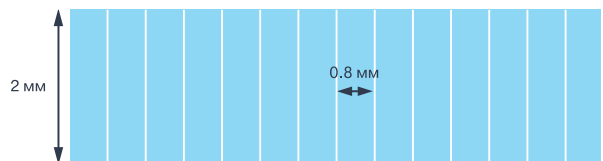


Рис. 5. Размеры фотодиодной матрицы типа S8558 фирмы Hamamatsu

лидара с роботом или другим транспортным средством и поддерживать связь с ним по одному из четырех протоколов связи: SPI, USB, CAN или RS-232.

Подробную информацию об оценочной плате EVAL-ADAL6110-16 и процессоре ADAL6110-16 LSP можно найти на сайте www.analog.com/LIDAR. Как уже отмечалось, технология построения лидара с применением оценочной платы EVAL-ADAL6110-16 отличается большой гибкостью и может быть ис-

пользована в различных приложениях в соответствии с рис. 6, 7.

Оценочная плата EVAL-ADAL6110-16 поставляется с 16-элементной матрицей фотодиодов S8558 фирмы Hamamatsu, рис. 5. Размер пикселя на разных расстояниях приведен в табл. 1 и составляет 0.8×2 мм вместе с объективом с фокусным

расстоянием 20 мм. Отметим, что поле зрения изменяется в зависимости от размера пикселя.

В качестве примера рассмотрим матрицу фотодиодов типа S8558 с 16 пикселями, расположенными в линию с размером каждого пикселя: 2×0.8 мм. После выбора объектива с фокусным расстоянием 20 мм можно рассчитать вертикальное и горизон-

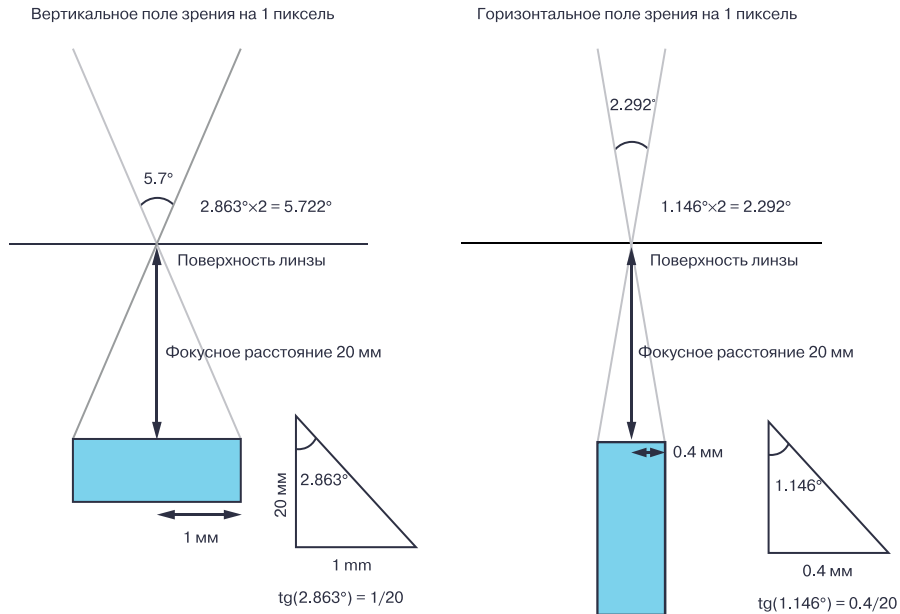


Рис. 6. Базовый расчет углового разрешения лидара

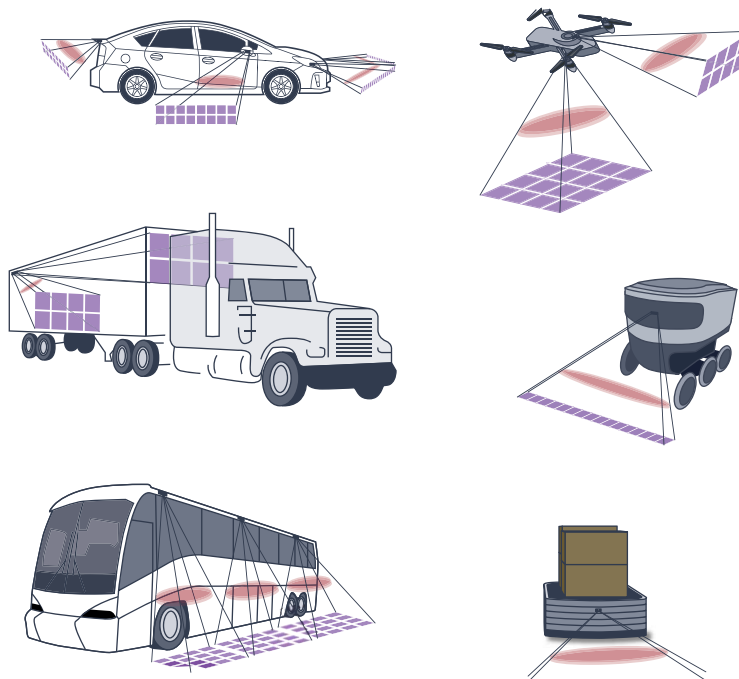


Рис. 7. Оптические конфигурации лидаров для обеспечения безопасности различных транспортных средств

Таблица 1. Параметры оптического приемника, используемые в лидаре на базе оценочной платы EVAL-ADAL6110-16

	Зависимость размера пикселя от заданного расстояния				
	Поле зрения	Расстояние до объекта, м	Фокусное расстояние 20 мм	Фокусное расстояние 40 мм	Фокусное расстояние 60 мм
Фотодиодная матрица типа S8558 фирмы Hamamatsu	37° × 5.7°	20	Размер пикселя 0.8×2 мм	Размер пикселя 1.6×4 мм	Размер пикселя 2.4×6 мм
Фотодиодная матрица типа SFH2701 фирм Osram	Зависит от расположения пикселей	5	0.6 × 0.6 мм	1.2×0.2 мм	1.8×1.8 мм

тальное поле зрения на один пиксель с помощью тригонометрических преобразований, как показано на рис. 6. Выбранное поле зрения 1×16 пикселей может использоваться в таких приложениях, как обнаружение объектов и предотвращение столкновений для автономных транспортных средств или для обеспечения одновременной локализации и отображения объектов роботами в складских помещениях.

Такие лидары могут быть установлены в автобусах и автофургонах для обеспечения их защиты от ДТП и предупреждения водителя о непосредственной близости пешехода от такого транспортного средства. Лидар может определять направление, в котором движется пешеход или велосипедист, и предупредить водителя о необходимости принятия нужного решения, например, остановки транспортного средства, звуковой сигнализации пешеходу или велосипедисту для предупреждения наезда или другого ДТП. Отметим, что для таких приложений

требуется угловое разрешения лидара не менее 0,1° на расстоянии 100 м.

ВЫВОДЫ

Современные транспортные средства кроме традиционных радаров обеспечиваются в настоящее время системами типа лидар. Для их проектирования с учетом различных применений компанией Analog Devices разработана специальная платформа на базе процессора ADAL6110-16. Компания поставляет оценочную плату EVAL-ADAL6110-16 вместе с матрицей из 16 фотодиодов типа S8558 фирмы Hamamatsu. Это дает возможность быстро и эффективно проектировать лидары для различных транспортных средств, таких как роботомобили, городской транспорт, сельскохозяйственная и строительная техника, дроны, транспортные средства для складских помещений и т.п.

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, Vopla, 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

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

ЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ КО ВРЕМЕНИ СЕТЕВОЙ ОБМЕН ДАННЫМИ ИЛИ КАК СТАНДАРТЫ IEEE ПОДДЕРЖИВАЮТ ПРОМЫШЛЕННУЮ РЕВОЛЮЦИЮ INDUSTRY 4.0 *

Промышленная революция Industry 4.0 обещает беспрецедентный уровень гибкости сенсорных сетей, позволяя пользователям адаптироваться к меняющимся условиям эксплуатации сетей. Сеть, чувствительная ко времени, построенная на основе стандартов IEEE Ethernet, является наиболее предпочтительной для применения в промышленности. Благодаря новым стандартам все структуры предприятия – от цеха до серверов, могут обмениваться данными без обращения к хранилищам данных. Особенности этих стандартов рассмотрены в данной статье.

Д. Вудс

TIME SENSITIVE NETWORKING: FIVE WAYS THE IEEE STANDARDS WILL ADVANCE INDUSTRY 4.0

Abstract – Industry 4.0 promises an unprecedented level of flexibility in sensor networks, allowing users to adapt to changing network environments. A time sensitive network (TSN) based on IEEE Ethernet standards is the preferred choice for industrial applications. Thanks to new standards, all structures of the enterprise – from the floor to the servers, breaking down existing warehouse data that hinder industrial communications. The features of these standards are discussed in this article.

J. Woods

Time Sensitive Networking – это группа стандартов, содержащая требования к передаче данных в реальном масштабе времени в промышленных сетях Ethernet (IEEE 802.1). Одним из важных применений этих стандартов является передача в реальном времени видео- и аудиопотоков, команд управления автономными системами, цифровым промышленным производством и т. д. Термин Time Sensitive Networking (рис. 1) можно перевести на русский язык как сетевое взаимодействие со строгой синхронизацией времени.

В группу стандартов TSN входят следующие документы:

- IEEE 802.1AS-Rev/D2.0: Timing and synchronization for time sensitive applications (протокол синхронизации точного времени)
- IEEE 802.1CB: Frame Replication and Elimination for Reliability (резервирование потоков путем репликации кадров и удаление их дубликатов)
- IEEE 802.1Qbv: Enhancement for scheduled traffic (планирование расписания доставки пакетов)
- IEEE 802.1Qci: Per-Stream Filtering and Policing (правила обработки и фильтрации потоков данных)
- IEEE 802.1Qcc: Stream Reservation Protocol (SRP) Enhancements and Performance Improvements (резервирование потоков данных)
- IEEE 802.1Qbu: Frame preemption (прерывание передачи кадров).

Стандарты IEEE 802.1 базируются на следующих

ключевых принципах:

1. Поддерживают общий для всех устройств сети язык, обеспечивающий синхронизации во времени и единообразную обработку всех пакетов данных и другой информации. Несмотря на то, что проблемы совместимости оборудования еще долго будут существовать, пользователи смогут извлечь больше пользы из своих данных, которые в новом стандарте используют один и тот же трафик.

2. Обеспечивают масштабируемость и гибкость сети. Это позволяет управлять скоростью передачи данных, чтобы обеспечить достаточную пропускную способность сети на всех уровнях передачи данных.

3. Поддерживают надежную автоматизацию работы сети. В частности, поддерживают данные в реальном времени, критические для обеспечения необходимой точности. Если синхронизация сигналов осуществляется с задержкой или вообще пропадает, используемые в стандарте решения обеспечивают мгновенную связь с оператором, а также предлагают резервный маршрут для данных.

4. Стандарты позволяют решить проблему нехватки навыков у обслуживающего персонала, обеспечивая необходимую поддержку IT-специалистов, работающих с промышленной сетью Ethernet

5. Стандарты решают задачу ограничения полосы пропускания сети, освобождая разработчиков от проблемы расширения полосы пропускания используемого в сети устаревшего оборудования.

* Woods J. *Time Sensitive Networking: Five Ways the IEEE Standards Will Advance Industry 4.0.* www.analog.com/TechnicalArticle. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романов.

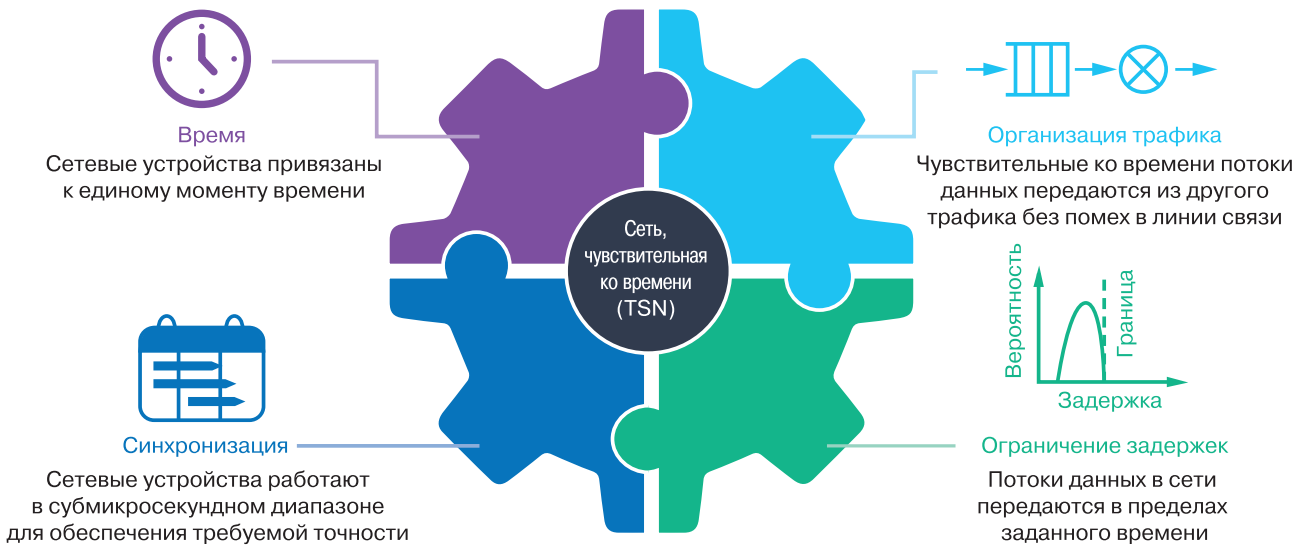


Рис. 1. Чувствительный ко времени сетевой обмен данными обеспечивает выполнение следующих требований: организацию трафика, синхронизацию и ограничение длительности задержек



Рис. 1. Чувствительный ко времени сетевой обмен данными обеспечивает выполнение следующих требований: организацию трафика, синхронизацию и ограничение длительности задержек

Компания Analog Devices предлагает широкий набор решений (рис. 2), включая микроэлектронную элементную базу, для реализации TSN-сетей (ADI Chronous™, analog.com/chronous), что позволяет разработчикам в сжатые сроки проектировать промышленную сеть Ethernet.

построения промышленных сетей Ethernet, которые поддерживают множества приложений и технологий в рамках развернувшейся четвертой промышленной революции Industry 4.0. Для реализации этих задач потребуются создание нового программного обеспечения и новой элементной базы. Последние достижения компании Analog Devices позволяют ускорить этот процесс.

ВЫВОДЫ

Стандарты для TSN-сетей являются основой для

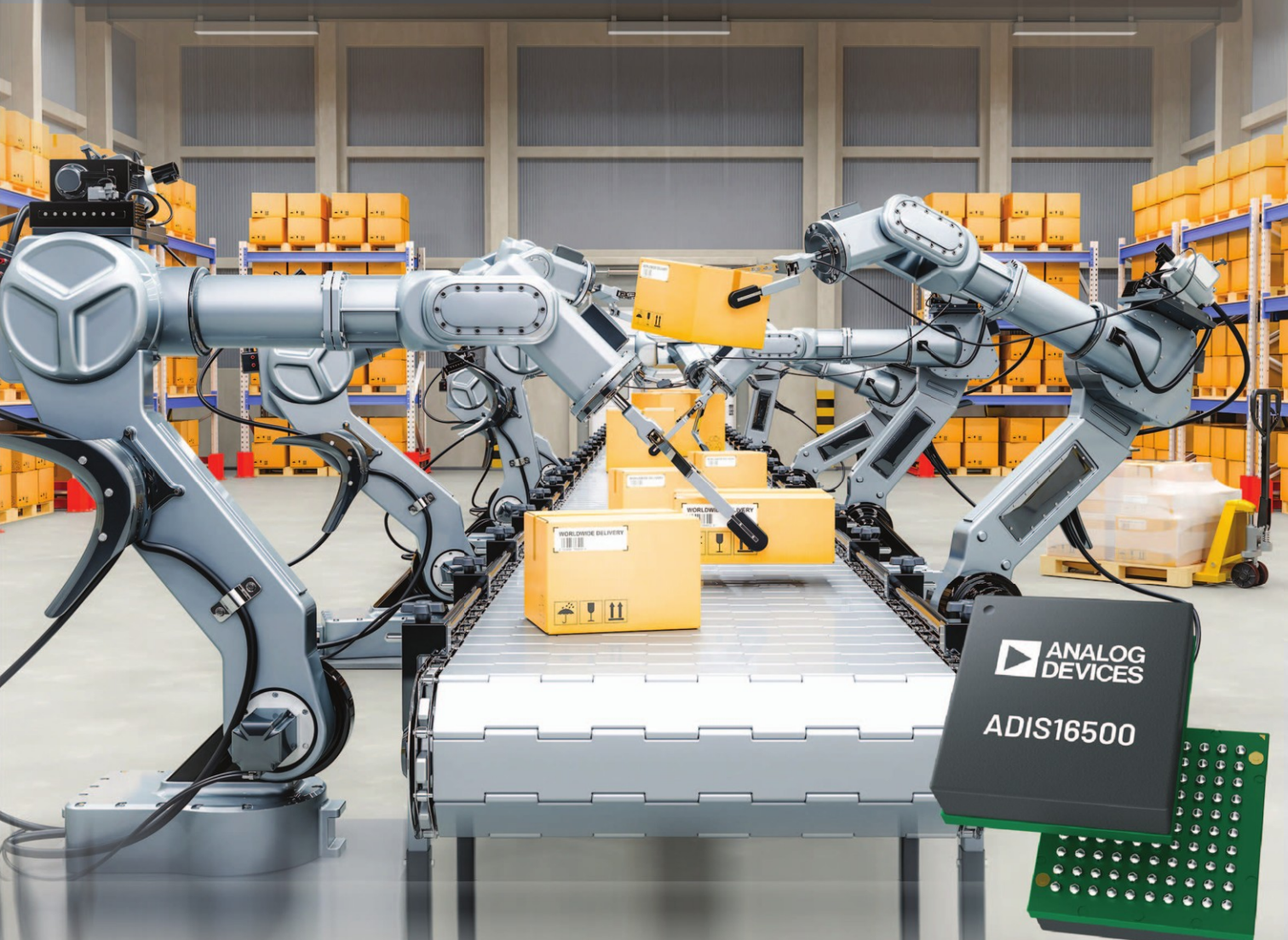


AHEAD OF WHAT'S POSSIBLE™

MEMS прецизионная инерциальная измерительная система

для промышленной автоматизации и робототехники

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



ADIS1650x

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

VD MAIS

ДИСТРИБЬЮЦИЯ+
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Analog Devices в Украине

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

КАК СНИЗИТЬ УРОВЕНЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ В ДРАЙВЕРАХ СВЕТОДИОДОВ *

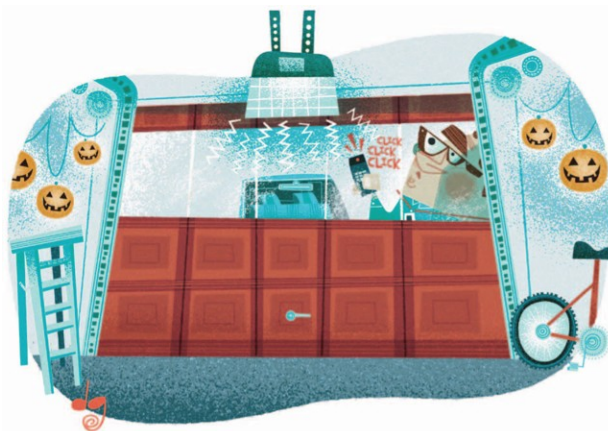
KEEPING EMI FROM LED DRIVERS UNDER CONTROL

В статье приведены рекомендации по выбору типа источника питания для минимизации уровня электромагнитных помех в драйверах светодиодных светильников.

Abstract - The article provides recommendations for choosing the type of power supply to minimize the level of electromagnetic interference in LED luminaire drivers.

Ф. Достал

F. Dostal



Вопрос:

Как можно снизить уровень электромагнитных помех в драйверах светодиодов?

Ответ:

Для ослабления электромагнитных помех в драйверах светодиодов следует использовать источники питания типа Silent Switcher®.

Сегодня почти во всех осветительных приборах используются светодиоды. За относительно короткое время они стали основным компонентом осветительных приборов и устройств. Известно, что светодиоды в осветительных приборах работают под управлением устройств, называемых драйверами светодиодов. Схема драйвера должна быть максимально эффективной для снижения энергопотребления, поэтому в ней, как правило, используются импульсные источники питания.

Для импульсных источников питания, независи-

мо от типа, следует учитывать электромагнитную совместимость. Особенно это касается источников питания для светодиодных светильников. С этой целью были разработаны международные стандарты для измерения и оценки уровня электромагнитных помех, генерируемых светодиодными лампами. Неконтролируемые электромагнитные помехи могут быть источником аварийных ситуаций.

Так, например, автор данной статьи заменил перегоревшую лампу накаливания E27 в электромеханическом механизме для автоматического отпирания ворот в гараже на современную светодиодную лампу. В результате свет снова появился, однако пульт дистанционного управления для отпирания дверей перестал работать. Таким образом, излучаемые светодиодной лампой электромагнитные помехи привели к неисправности системы автоматического управления гаражными воротами.

Электромагнитные помехи, излучаемые драйвером светодиодов, обычно не вызывают разрушения радиоэлектронных устройств, но могут привести к нарушению их работы. Таким образом, имеет смысл минимизировать генерируемые драйвером светодиодов электромагнитные помехи.

Каким образом это обеспечивается. Вся электрическая и электронная продукция в Европейском Союзе подлежит маркировке CE. Знак CE подтверждает, что изделие соответствует требованиям ЕС по безопасности, охране здоровья и защите окружающей среды. В других частях света существуют другие международные требования, касающиеся излучения электромагнитных помех, разработанные такими организациями, как UL, CSA и др. Существует достаточное количество международных

* Dostal, F. Keeping EMI from LED Drivers Under Control. Analog Dialogue. Vol. 54, N 4, October, 2020. www.analogdialogue.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

стандартов, касающихся безопасности использования светодиодных светильников. Основным стандартом, CISPR 11, разработан Международным комитетом по радиопомехам. Кроме того, существует ряд других документов и положений, разработанных такими международными органами, как ISO, IEC, FCC, CENELEC, SAE и др., которые основываются на стандарте CISPR.

Известно, что кондуктивные помехи можно снизить с помощью сетевых фильтров. Эти фильтры предназначены для устранения синфазной помехи, которая лежит в полосе до 30 МГц. Однако разработать такие широкополосные фильтры не так просто. Фильтр обычно разрабатывается для определенного частотного диапазона.

Например, фильтр может достаточно успешно ослаблять электромагнитные помехи, генерируемые импульсным источником питания на частоте 100 кГц. Однако если источник питания генерирует помехи в полосе частот выше 10 МГц, то оптимизированный для 100 кГц фильтр может привести к увеличению уровня помехи за счет паразитных эффектов.

При разработке широкополосных фильтров необходимо учитывать не только параметры импульсных источников питания, но и величину паразитных индуктивностей и емкостей проводников печатной платы, а также влияние пассивных компонентов схемы драйвера.

Уровень излучаемых помех в драйвере светодиодов может быть чрезвычайно высоким. Обычно драйвер управляет большой последовательностью светодиодов. Такая схема часто требует большой площади на печатной плате. Она может обладать свойствами антенны с высоким уровнем генерируемых электромагнитных помех. Экранирование таких цепей является сложным, дорогостоящим и, в случае светодиодов, практически не реализуемым мероприятием, так как экран может блокировать световой поток, излучаемый светодиодами.

При разработке светодиодных светильников с импульсным блоком питания необходимо помнить об обеспечении требований к электромагнитной совместимости, а именно:

- не использовать фильтры на всех входах и выходах источника питания без необходимости, т.к. обычно это приводит к дополнительным стоимостным затратам и к увеличению размеров устройства в целом.
- не использовать одну и ту же схему фильтра без ее адаптации или настройки. Такое решение,

как правило, далеко от оптимального.

- выбирать ИМС импульсных стабилизаторов, которые уже разработаны с учетом минимизации электромагнитных помех. В этом случае фильтры могут вообще не потребоваться.

Большинство драйверов светодиодов включает повышающие преобразователи. На рис. 1 приведена схема преобразователя этого типа. Повышающие преобразователи обычно имеют более низкую кондуктивную помеху на входе. Входные токи не являются импульсными (синяя токовая петля). На выходе, однако, наблюдаются выбросы помех, поскольку здесь импульсные токи протекают через обратный диод (красная токовая петля). Во время включения катушка индуктивности заряжается, и ток через обратный диод отсутствует. Ток для питания нагрузки в этом временном интервале поступает от выходного конденсатора.

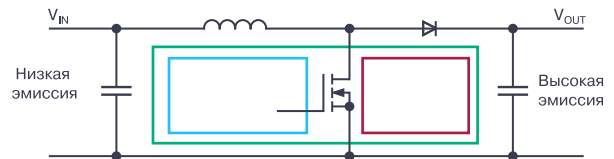


Рис. 1. Схема повышающего преобразователя в драйвере светодиодов

Ток в преобразователе во время включения показан синим цветом, а ток во время отключения показан зеленым цветом. Направление тока за короткое время переключения показано красным цветом. Этот ток изменяет свое направление в течение нескольких наносекунд и он же является источником излучаемых электромагнитных помех. Поэтому охватываемая им площадь на печатной плате (своего рода паразитная антенна) должна быть минимизирована с целью снижения уровня излучаемых помех.

В последнее время выпускаются ИМС импульсных стабилизаторов, которые генерируют гораздо более низкие уровни помех. Критические пути переключаемых токов в таких ИМС симметричны, благодаря чему генерируемые электромагнитные помехи значительной степени компенсируют друг друга из-за разных направлений тока в соседних цепях.

На рис. 2 показано топология расположения взаимокompенсирующих контуров, излучающих электромагнитные помехи. Электромагнитное поле, создаваемое в верхней красной петле, имеет ту же величину, что и поле в нижней красной петле, но токи в этих контурах протекают в противополож-

ном направлении. Это обеспечивает взаимное ослабление электромагнитных помех. В компании Analog Devices эта технология получила название Silent Switcher.

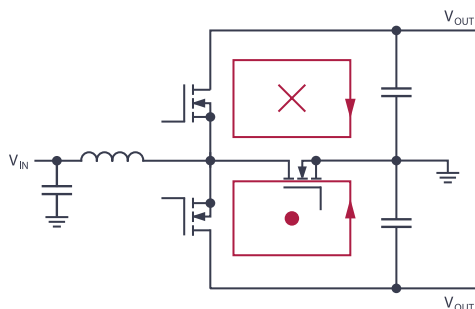


Рис. 2. Повышающий преобразователь типа Silent Switcher с взаимной компенсацией электромагнитных помех

Практическая реализация такой схемы с малым уровнем излучаемых электромагнитных помех приведена на рис. 3. ИМС LT3922-1 работает в режиме повышения напряжения. Цепочка из 10 светодиодов питается током 333 мА при напряжении от 8 до 27 В. Частота коммутации стабилизатора составляет 2 МГц.

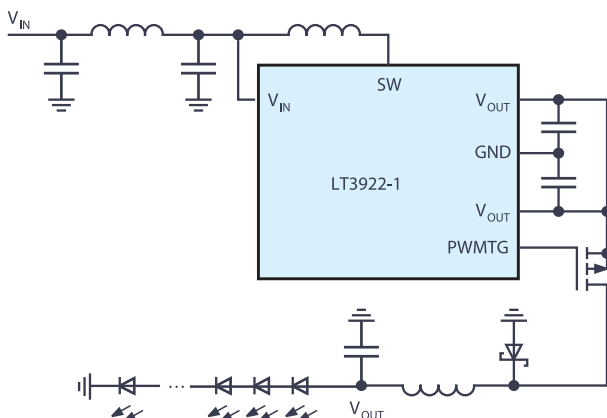


Рис. 3. Применение стабилизатора Silent Switcher в драйвере светодиодов

На диаграмме, рис. 4, показано среднее значение излучаемых этой схемой электромагнитных помех. Синие горизонтальные линии соответствуют

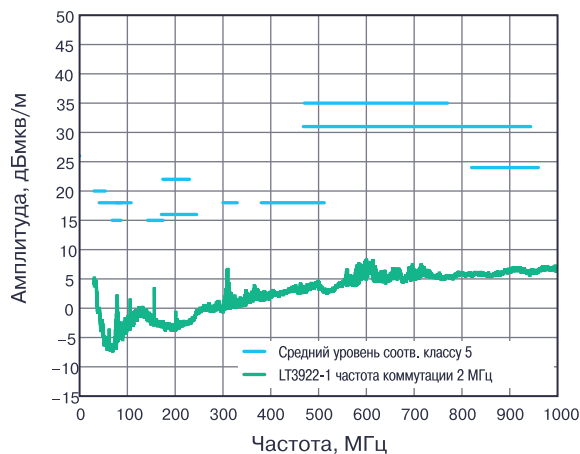


Рис. 4. Уровень электромагнитных помех в зависимости от частоты, излучаемых схемой, приведенной на рис. 3

уровням стандарта CISPR 25.

Для драйверов светодиодов важна оптимальная конструкция печатной платы. Современные стабилизаторы напряжения, выполненные по технологии Silent Switcher, обеспечивают низкий уровень излучаемых электромагнитных помех. Оптимальное размещение критически важных компонентов, в которых коммутируются большие токи, особенно важно для минимизации излучаемых помех. В цепях коммутации следует свести к минимуму паразитные индуктивности, а токовые петли должны охватывать минимально возможную площадь печатной платы.

ВЫВОДЫ

Широкое использование светодиодных осветительных приборов и применение в них импульсных стабилизаторов напряжения в составе драйверов привело к необходимости минимизации излучаемых такими устройствами электромагнитных помех. С этой целью компанией Analog Devices разработан и запущен в серийное производство новый тип импульсных стабилизаторов Silent Switcher с компенсацией электромагнитных помех за счет внутрисхемного перераспределения коммутируемых токов.

С Новым Годом уважаемые подписчики и читатели нашего журнала!

В 2021 году журнал “Электронные компоненты и системы” будет выпускаться в электронном виде. Для оформления бесплатной подписки достаточно прислать по электронной почте на адрес ekis@vdmias.ua заявку с указанием: Фамилии Имени Отчества, адреса электронной почты, названия организации, в которой Вы работаете, и города, в котором она располагается.

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

ОБ УЛУЧШЕНИИ ДИНАМИКИ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ *

IMPROVING DYNAMIC LOOP RESPONSE

В статье рассмотрены методы улучшения динамики контура управления в источнике питания с обратной связью.

Ф. Достал

Abstract – The article discusses methods for improving the dynamics of a control loop in a power supply with feedback.

F. Dostal

DC/DC-преобразователь или преобразователь постоянного тока в постоянный с помощью отрицательной обратной связи позволяет регулировать изменяющееся входное напряжение до величины заданного фиксированного выходного напряжения. Система управления с обратной связью должна быть стабильной, чтобы исключить колебательные процессы в контуре управления, иметь малую задержку, чтобы быстро реагировать на динамические изменения входного напряжения или переходные процессы в нагрузке, позволять минимизировать отклонения в регулируемом выходном напряжении.

Чтобы представить поведение контура управления в такой системе, можно воспользоваться классической диаграммой Боде, которая отображает сдвиг фазы и изменение коэффициента усиления в контуре управления как функцию частоты. Контур управления может быть как аналоговым, так и цифровым. Некоторые современные цифровые источники питания уже обеспечивают оптимизацию работы контура управления, что позволяет быстро реагировать на различные динамические отклонения в работе источника питания. На рис. 1 показан пример стабилизатора на основе ИМС контроллера ADP1055, в котором реализована цифровая оптимизация работы контура управления.

На рис. 2 показаны различные функции контроллера ADP1055, которыми можно управлять с помощью программного обеспечения.

Настройка контура управления включает функцию Nonlinear Gain/Response. Нелинейный коэффициент усиления/отклика позволяет динамически регулировать работу контура управления, например, после переходного процесса в нагрузке.

Когда в источнике питания возникают переход-

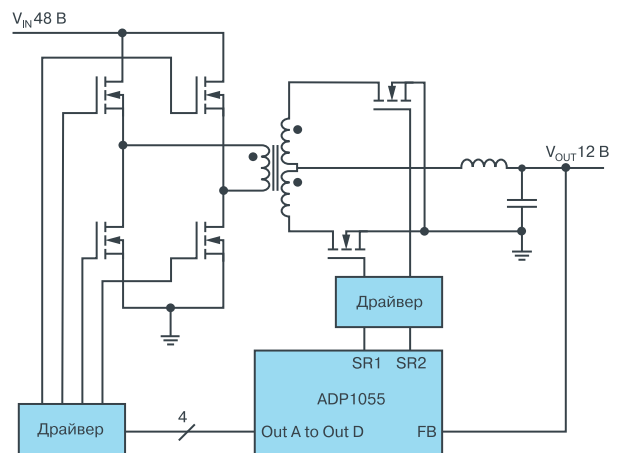


Рис. 1. Схема включения цифрового импульсного стабилизатора напряжения ADP1055

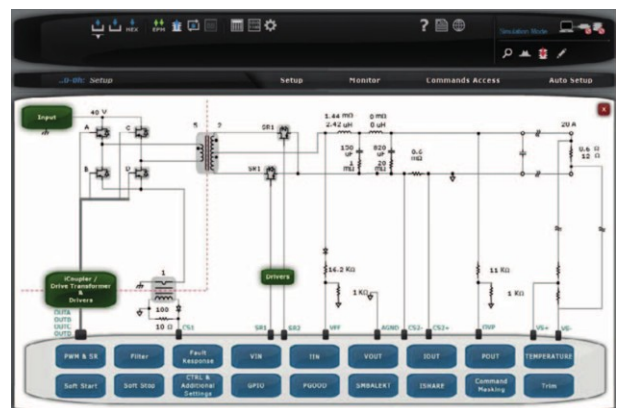


Рис. 1. Схема включения цифрового импульсного стабилизатора напряжения ADP1055

ные процессы, выходное напряжение колеблется выше или ниже заданного значения. В аналоговом контуре управления компоненты контура управле-

* Dostal, F. Improving Dynamic Loop Response. www.analog.com/TechnicalArticle. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

ния и силовой каскад источника питания выбирают так, чтобы минимизировать эти колебания. Преимущество контура управления с цифровой регулировкой состоит в том, что отклик контура можно регулировать в реальном времени, компенсируя отклонения на выходе источника питания.

На рис. 3 приведен интерфейс для управления этой функцией. Типичное поведение выходного напряжения после переходного процесса, вызванного изменением сопротивления нагрузки от максимального до минимального значения, отмечено на графике синим цветом. Как следует из рис. 3, величина напряжения на выходе стабилизатора, как правило, выходит за пределы допустимого диапазона. Перерегулирование может быть минимизировано путем кратковременного увеличения коэффициента усиления в контуре управления, когда выходное напряжение превышает заданные пороговые значения.

В приведенном примере установившееся значение выходного напряжения должно составлять 12 В. Регулируемое усиление контура управления может быть установлено в определенном диапазоне значений в зависимости от величины перерегулирования выходного напряжения. Например, если напряжение поднимается выше 12.12 В из-за увеличения коэффициента усиления усилителя рассогласования, коэффициент усиления в контуре управления может быть установлен в соответствующем раскрываемом меню. Предусмотрено еще три порога напряжения свыше 12.12 В, для которых можно задать коэффициент усиления. Благодаря этому можно оптимизировать качество управления обратной связью по выходному напряжению. Отме-

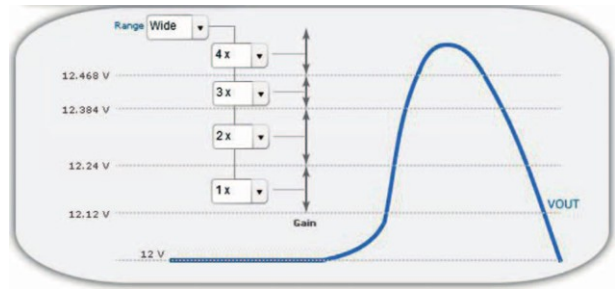


Рис. 3. Кратковременное увеличение коэффициента усиления в контуре управления для минимизации перерегулирования напряжения на выходе источника питания

тим, что динамическая регулировка контура управления после переходных процессов в нагрузке возможна в цифровых контроллерах типа ADP1055, но ее практически невозможно обеспечить в аналоговых контурах управления.

ВЫВОДЫ

ИМС импульсных источников питания с цифровым контуром управления на основе ИМС типа ADP1055 позволяют практически в реальном времени стабилизировать выходное напряжение после переходных процессов в нагрузке или на входе стабилизатора напряжения, что практически невозможно обеспечить в источниках питания с аналоговым контуром управления. Поэтому при проектировании современных источников питания целесообразно ориентироваться на ИМС стабилизаторов с цифровым контуром управления уровнем выходного напряжения.

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@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

VD MAIS

Печатные платы



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

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

Цены – оптимальные.

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



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@vdmias.ua, www.vdmias.ua

RECOM

www.recom-power.com



RPxx-RW – DC/DC-преобразователи с выходной мощностью 75...240 Вт для систем повышенной надежности

RPxxH-RW



RPxxQ-RW



Малые габаритные размеры, высокий КПД, соответствие стандартам UL-60950, EN50155 и EN60950 – основные требования к оборудованию железнодорожного транспорта, которым соответствуют преобразователи серий RPxx-RW.

Преобразователи RPxx-RW рассчитаны для работы в диапазоне температур от -40 до 85 °C без снижения выходной мощности.

Преобразователи серий RP75H-RW, RP90Q-FW, RP100H-RW, RP120Q-RW, RP180H-RW и RP240H-RW в корпусах с крепежными отверстиями для применения в оборудовании, которое подвергается значительным вибрациям

- КПД до 93%
- входное напряжение 24 (9...36), 48 (18...75), 110 (43...160) В
- выходное напряжение 5, 12, 15, 24 или 48 В.



VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Recom 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@vdmias.ua, www.vdmias.ua

ФОРМИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ ПИТАНИЯ НИЗКОГО УРОВНЯ С ПОМОЩЬЮ СТАНДАРТНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ *

GENERATING VERY LOW VOLTAGES WITH STANDARD REGULATORS

В статье приведены рекомендации по использованию стандартных DC/DC-преобразователей для формирования напряжения питания низкого уровня.

Abstract - This article provides guidelines for using standard DC / DC converters to generate a low-level supply voltage.

F. Dostal

Ф. Достал



ВОПРОС:

Каким может быть оптимальное решение для создания миниатюрного источника постоянного напряжения в несколько сотен милливольт?

ОТВЕТ:

Все, что для этого нужно – это дополнительное положительное напряжение для подключения к резистору обратной связи DC/DC-преобразователя. Напряжение питания электронных компонентов в течение последних лет имело тенденцию к снижению. Причиной этому явилось уменьшение размеров кристаллов, в первую очередь, цифровых ИМС, таких как микроконтроллеры, процессоры, сигнальные процессоры и другие. Существует также множество аналоговых ИМС для измерения и преобразования данных, в которых используется низкое напряжение питания.

В течение многих лет линейные и импульсные

стабилизаторы имели напряжение обратной связи, примерно 1.2 В. Это напряжение генерировалось с помощью опорных источников ИМС DC/DC-преобразователя.

Уровень напряжения опорного источника задавал уровень минимального напряжения, который можно было установить с помощью внешнего резистивного делителя. К настоящему времени большинство современных ИМС стабилизаторов напряжения может формировать выходное напряжения 0.8; 0.6 или даже 0.5 В. Внутренний опорный источник напряжения выполнен таким образом, чтобы обеспечить более низкое напряжение питания. На рис. 1 приведена ИМС импульсного стабилизатора LTC3822, которая формирует напряжение обратной связи 0.6 V с помощью опорного источником с уровнем напряжения 0.6 В.

Однако, если требуется напряжение питания менее 0.6 В, ИМС, приведенную на рис. 1, нельзя использовать без применения дополнительных внешних компонентов. С помощью доработки можно сделать так, чтобы импульсный или линейный стабилизатор мог формировать более низкие уровни напряжения питания по сравнению с напряжением обратной связи. Это может быть обеспечено схемой, приведенной на рис. 2.

Для этого требуется дополнительное положительное напряжение питания, к которому подключен резистивный делитель для регулировки выходного напряжения. Данное напряжение может быть сформировано LDO-стабилизатором или опорным источником. Резистивный делитель обеспечивает протекание тока I_{FB} в направлении, противоположном

* Dostal F. *Generating Very Low Voltages with Standard Regulators*. *Analog Dialogue*, V. 54, N 3, September 2020, www.analogdialogue.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В.Романова.

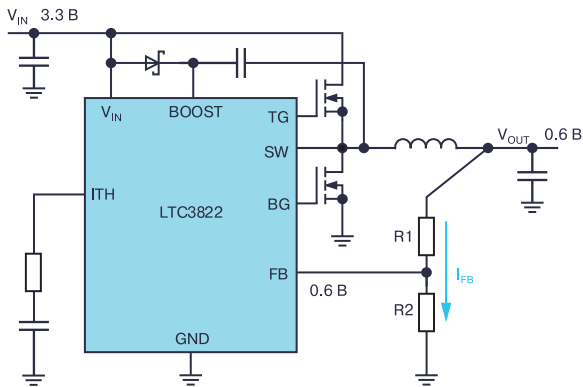


Рис. 1. ИМС DC/DC-преобразователя LTC3822 для формирования выходного напряжения питания с минимальным уровнем 0.6 В

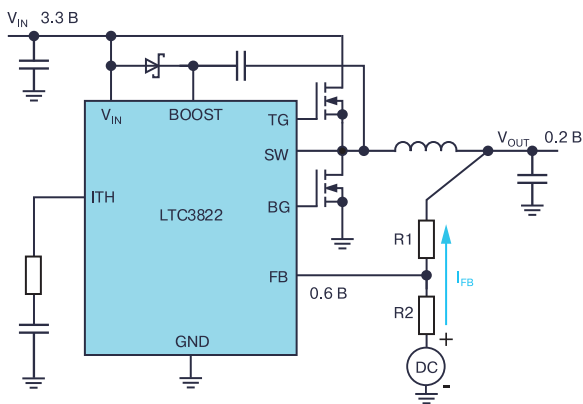


Рис. 2. Модифицированная схема напряжения питания, формирующая напряжение на выходе ниже 0.6 В

ном направлению аналогичного тока в схеме на рис. 1. В схеме на рис. 2 ток I_{FB} протекает от внешнего опорного напряжения через резистивный делитель к выходу. Приведенное ниже выражение иллюстрирует связь между напряжением обратной связи V_{FB} , требуемым выходным напряжением V_{OUT} , дополнительным напряжением смещения положительной полярности V_{OFFSET} и сопротивлениями резистивного делителя R1 и R2.

$$\frac{V_{FB} - V_{OUT}}{V_{OFFSET} - V_{OUT}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Отметим, что рекомендуемые значения сопротивлений для резистивного делителя R1, R2 находятся в пределах от 100 до 500 кОм. Это обеспечивает достаточно низкий с точки зрения энергоэффективности ток делителя, но достаточно высокий ток, чтобы исключить влияние токового шума делителя на цепь обратной связи.

Приведенная на рис. 2 схема обеспечивает устойчивую работу при формировании напряжений

питания низкого уровня как для линейных, так и для импульсных стабилизаторов. Однако при ее применении необходимо учитывать следующие факторы. Дополнительное опорное напряжение должно быть включено до включения DC/DC-преобразователя. Если дополнительное напряжение равно нулю или источник дополнительного напряжения имеет высокий выходной импеданс, то DC/DC-преобразователь может сформировать высокое выходное напряжение, что приведет к выходу из строя цепей нагрузки.

В худшем случае, если импульсный стабилизатор еще не включен, а вспомогательное напряжение уже включено, то ток I_{FB} через резистивный делитель начнет заряжать выходной конденсатор до уровня напряжения, превышающего заданное значение. Это происходит, когда цепь нагрузка имеет высокий импеданс. Во избежание этого необходимо выбирать оптимальную величину сопротивления нагрузки. Точность установки дополнительного напряжения на резистивном делителе (1 В на рис. 2) напрямую влияет на точность формируемого выходного напряжения питания. Поэтому следует использовать дополнительное напряжение, свободное от пульсаций, наводок и шумов.

Следует также отметить, что для формирования сверхнизких напряжений питания при высоком входном напряжении стабилизатора необходимо обеспечить короткий рабочий цикл схемы стабилизатора. Желательно использовать ИМС импульсного стабилизатора с минимальным временем включения при низкой частоте коммутации.

Для обеспечения работы линейного или импульсного стабилизатора с более низким выходным напряжением, чем предусмотрено технической документацией на ИМС, целесообразно протестировать разработанную схему в среде LTspice компании Analog Devices. На рис. 3 показана модель схемы LTC3822 с дополнительным источником напряжения для формирования смещения в цепи обратной связи. В этой схеме формируется выходное напряжение питания 200 мВ. В соответствии с технической документацией ИМС LTC3822 предназначено для формирования минимального выходного напряжения 0,6 В.

В приведенной на рис. 3 схеме дополнительное напряжение смещения V_2 может быть получено с помощью LDO-стабилизатора или опорного источника. С помощью описанных в статье схемотехнических методов и с применением предварительного моделирования можно получить более низкие вы-

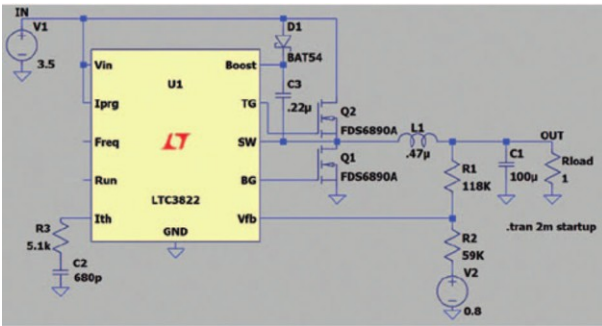


Рис. 3. Средства моделирования LTspice® компании Analog Devices, предназначенные для тестирования рассмотренных схем стабилизаторов с низким уровнем выходного напряжения

ходные напряжения питания, чем показаны на рис. 1, 2.

ВЫВОДЫ

В статье рассмотрены схемотехнические методы формирования напряжений питания низкого уровня (вплоть до уровня 200 мВ). Показано, как следует доработать стандартные схемы стабилизаторов напряжения, чтобы обеспечить такие уровни питания.

[От ремесла к искусству]

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

- проектирование

Проектирование печатных плат в НПФ VD MAIS – это:

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

VD MAIS

ДИСТРИБЬЮЦИЯ+
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS

PCB Professionally

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

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОУРОВНЕВЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ДЛЯ УСТАНОВКИ НА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ. ЧАСТЬ 1. СТРАТЕГИЯ *

MULTIRAIL POWER SUPPLY DESIGN FOR SUCCESSFUL APPLICATION BOARDS. PART 1: STRATEGY

В статье рассмотрены вопросы проектирования многоуровневых источников питания, причем в первой части этой статьи основное внимание уделено схемотехническим решениям и топологии таких источников питания.

Ч. Мен

Abstract - This article discusses design issues for multirail power supplies, with the first part of this article focusing on the strategy and topology of design of such power supplies.

Ch. Man

Для построения источника питания, устанавливаемого на печатной плате, существует множество возможных решений. В примерах, которые рассмотрены ниже, приведено несколько вариантов ИМС как с одним напряжением питания, так и с несколькими уровнями напряжения питания. Данные решения оцениваются как по стоимости, так и по производительности. Сравниваются линейные LDO-стабилизаторы с импульсными аналогами, приведены примеры построения гибридных источников питания. Кроме того, в статье рассмотрены требования по питанию к логическим уровням цифровых схем: 5, 3.3, 2.5 и 1.8 В.

На рис. 1 приведена структура печатной платы, которая имеет первичные напряжения питания 12 и 3.3 В. Первичные напряжения питания преобразуются во вторичные 5, 2.5, 1.8 В и, в случае необходимости, в дополнительное напряжение 3.3 В. Если первичное напряжение 3.3 В может обеспечить достаточную мощность и низкий уровень шума, то это напряжения питания может быть использовано в качестве вторичного.

В современных печатных платах обычно используется несколько источников питания. ИМС могут работать при напряжении питания 5 В или 3.3 В, напряжение 2.5 В используется для внутренней логики и напряжение 1.8 В – для спящего режима с низким энергопотреблением. Уровни стандартных логических ИМС показаны на рис. 2. При проектировании источников питания необходимо учитывать уровни пороговой неопределенности логических схем, которые отмечены на рис. 2 термином

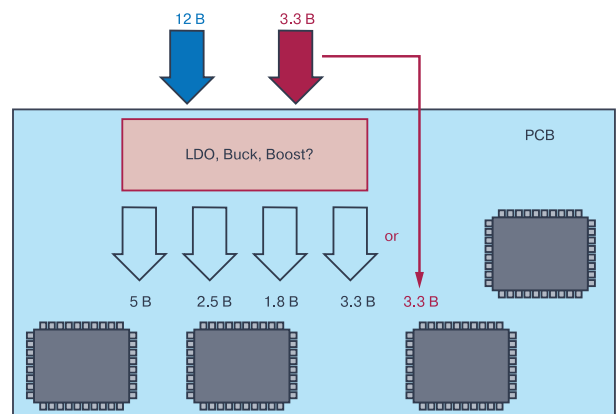


Рис. 1 Схема первичных и вторичных напряжений питания на печатной плате

«Avoid». Для всех уровней напряжения питания принят допуск $\pm 10\%$.

При отсутствии высококачественной фильтрации напряжения питания понижающие или повышающие импульсные стабилизаторы могут генерировать импульсные помехи от десятков до сотен милливольт с возможными выбросами от 400 до 600 мВ. Чтобы обеспечить надлежащий запас надежности источника питания, основное правило проектирования таких источников заключается в том, чтобы учитывать наихудший допуск напряжения, который составляет 10%. Суммарное шумовое напряжение может находиться в диапазоне от 100 до 800 мВ (рис. 3). Шумовое напряжение добавляется к номинальному уровню сигнала, расширяя область пороговой неопределенности логической ИМС, что может привести к ложным срабатываниям.

* Man Ch. *Multirail Power Supply Design for Successful Application Boards—Part 1: Strategy. Analog Dialogue, V. 3, N 54, August, 2020. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.*

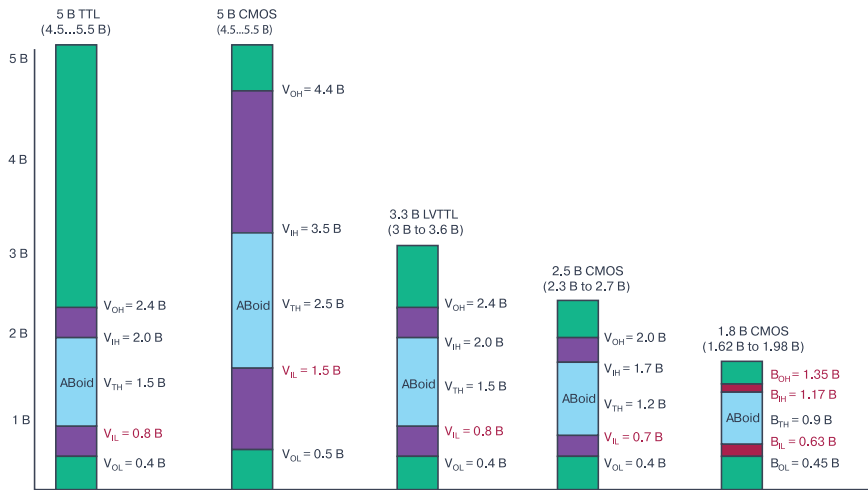


Рис. 2. Стандартные уровни логических интерфейсов

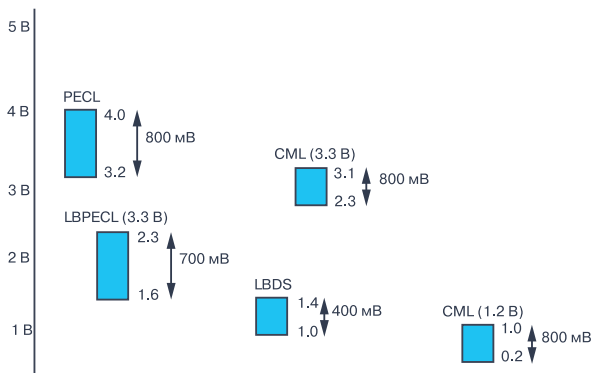


Рис. 3. Уровни быстродействующей дифференциальной логики

Поэтому при проектировании многоуровневых источников питания необходимо ограничивать уровень шума так, чтобы он не приводил к ложным срабатываниям логических схем. Линейные LDO-стабилизаторы имеют низкий уровень шумов, но отличаются невысокой эффективностью особенно в режиме понижения выходного напряжения. Импульсные стабилизаторы могут эффективно понижать напряжение на выходе, но генерируют при этом некоторый шум. Эффективная и малошумящая система питания, как правило, содержит комбинацию двух типов источников питания – линейного и импульсного.

Как видно из приведенной на рис. 4,а схемы, для повышения эффективности и уменьшения коммутационного шума источника с напряжением 5 В использован понижающий импульсный стабилизатор ADP2386. Эффективность такого стабилизатора может достигать 95%, как следует из графика на рис. 4,б. Если бы вместо импульсного стабилизатора в этой схеме был использован LDO-стабилизатор

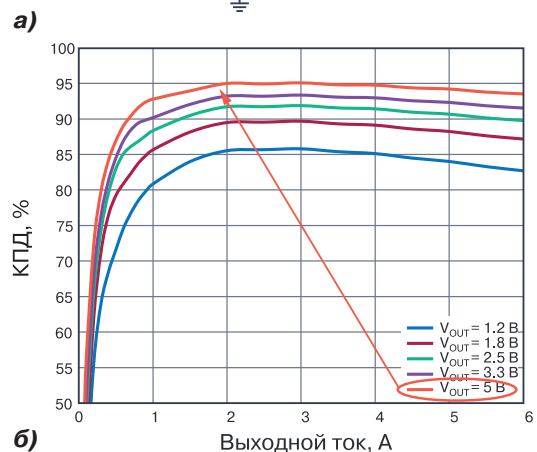
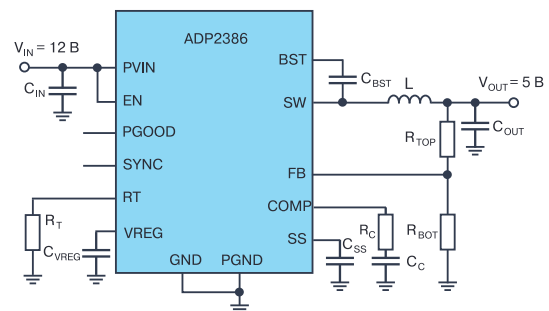


Рис. 4. Схема источника питания (а) и график эффективности его работы (б)

с падением напряжения до 7 В, то это привело бы к значительной мощности рассеивания и в конечном итоге к потере эффективности. Для надежной работы источника питания можно использовать LDO-стабилизатор на выходе импульсного понижающего стабилизатора (гибридный вариант), что не требует больших стоимостных затрат.

Для формирования напряжений питания 2.5 или 1.8 В может быть использовано первичное напряжение 3.3 В с LDO-стабилизатором типа ADP1740, как

показано на рис.5. Отметим, что при выходном напряжении питания 1.8 В падение напряжения на LDO-стабилизаторе составит 1.5 В, что не всегда желательно из-за потери эффективности.

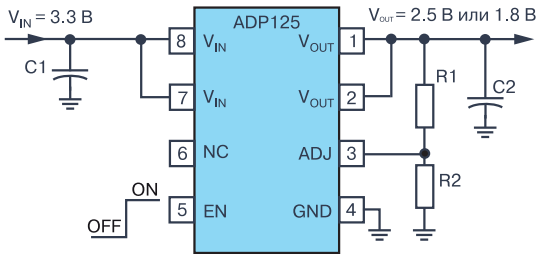


Рис. 5. Схема LDO-стабилизатора на основе ИМС ADP125

В этом случае можно использовать гибридное решение с одновременным применением импульсного и линейного стабилизаторов, как показано на рис. 6. При этом первичный источник питания может иметь напряжение 12 В. Установка LDO-стабилизатора незначительно увеличивает стоимость и площадь печатной платы, а также добавляет небольшое рассеивание тепла, но зато обеспечивает надежную работу источника питания в целом.

Эффективность и производительность могут быть увеличены, если использовать LDO-стабилизатор с функцией VIOS, которая позволяет регулировать выход импульсного стабилизатора по току так, чтобы поддерживать минимально возможное падение напряжения на LDO-стабилизаторе. К ИМС с функциями VIOS относятся стабилизаторы типа

LT3045, LT3042 и LT3070-1. ИМС LT3070-1 – это линейный стабилизатор с низким уровнем шума, программируемым выходным напряжением и малым падением напряжения – 85 мВ при токе нагрузки 5 А. Используя гибридную схему построения источника питания, можно одновременно увеличить эффективность и производительность источника питания, как показано на рис. 6.

Отметим, что в рассмотренных схемах источников питания могут быть использованы новые импульсные ИМС стабилизаторов с низким уровнем шумов и электромагнитных помех типа Silent Switcher®. Это ИМС LT8650S и LTC3310S, которые выполнены в миниатюрных корпусах.

В промышленных печатных платах часто требуются компактные многоуровневые источники питания, обеспечивающие высокую мощность, эффективность и производительность при низком уровне шума. Четырехканальный понижающий стабилизатор ADP5054 обеспечивает ток нагрузки до 17 А для таких приложений, как ПЛИС (рис. 7, 8). Площадь, занимаемая источником питания, составляет примерно 41×20 мм. Площадь отводящей тепло подложки ИМС ADP5054 составляет 7×7 мм, что позволяет обеспечить общий ток нагрузки 17 А. Для получения большей мощности в малых габаритах источника питания могут быть использованы стабилизаторы в модульном исполнении µModule® типа LTM4700 компании Analog Devices, которые обеспечивают ток нагрузки до 100 А при размере корпуса 15×22 мм.

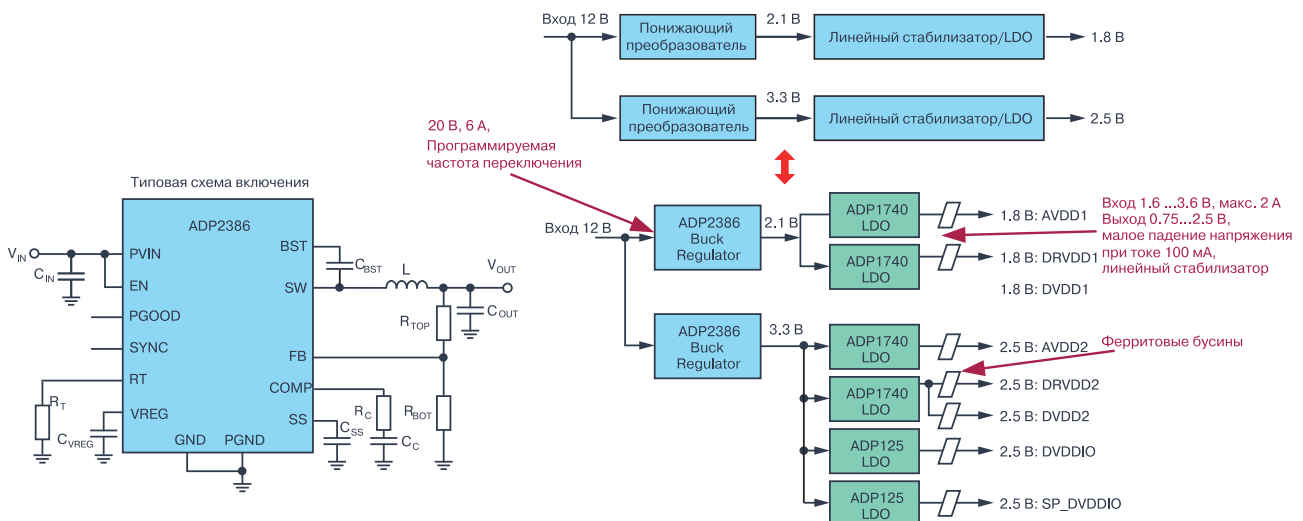


Рис. 6. Гибридная схема источника питания на основе импульсного ADP2386 и линейного ADP125 стабилизаторов

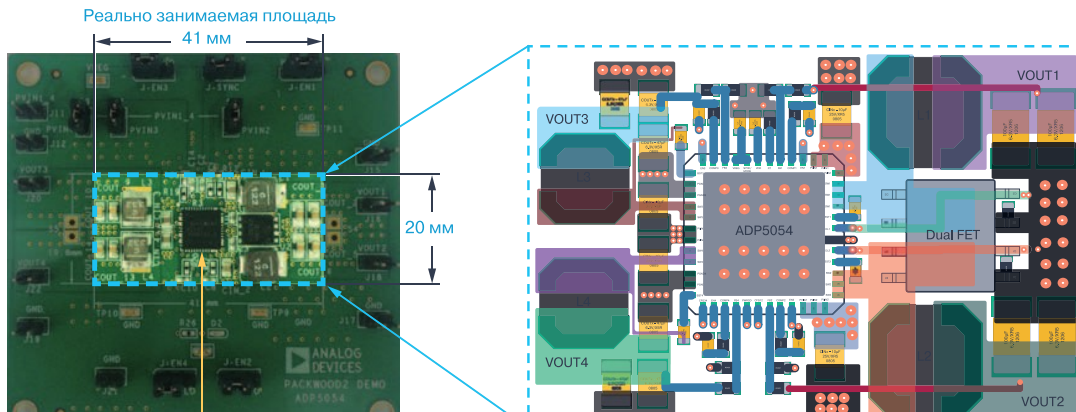


Рис. 7. Внешний вид многоуровневого источника питания типа ADP5054 и его топология

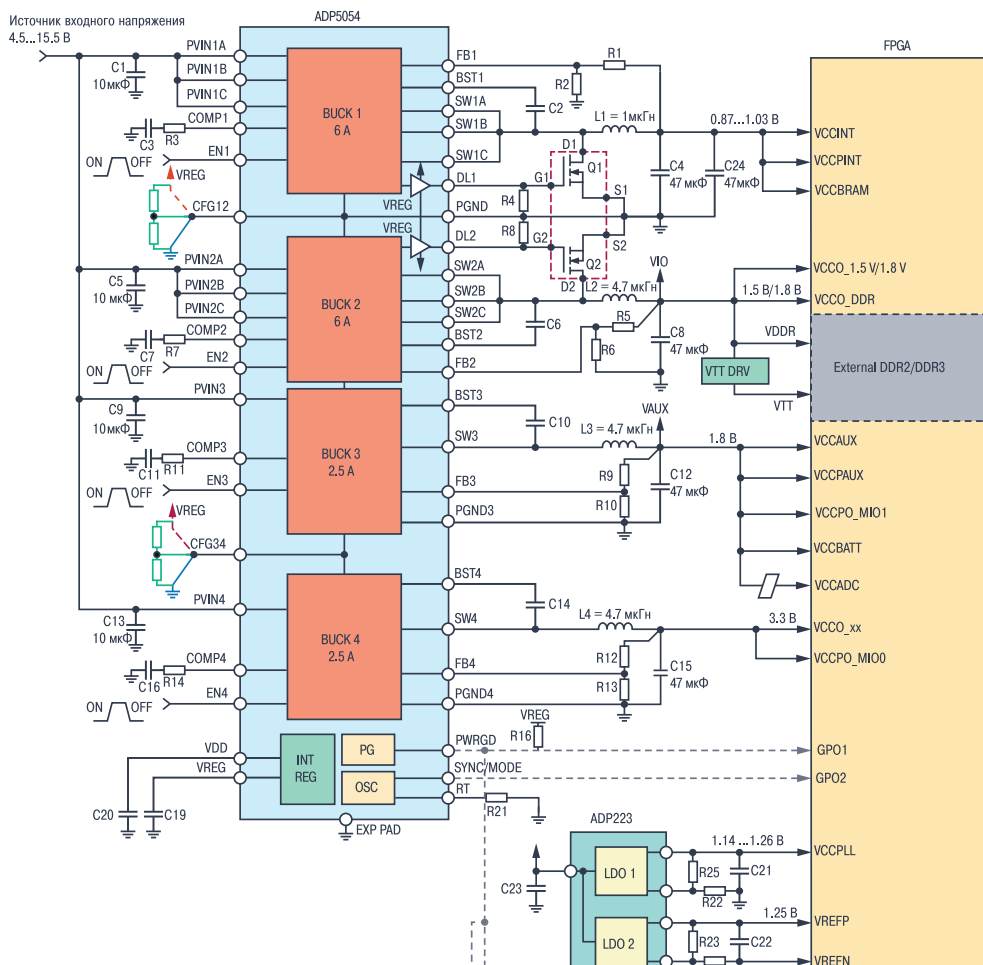


Рис. 8. Схема многоуровневого источника питания типа ADP5054

ВЫВОДЫ

Проблема построения многоуровневых источников питания для промышленных печатных плат имеет множество решений. Выбор того или иного решения основан на комплексном анализе требований к источнику питания в целом. В статье показаны преимущества и недостатки разных схемотехнических

решений с учетом требований к производительности, эффективности и уровню шумов различных стабилизаторов напряжений. На конкретных примерах применения новых схем линейных и импульсных ИМС стабилизаторов компании Analog Devices показано, как проектировать эффективные и высокопроизводительные источники питания с токами нагрузки до 100 А.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МНОГОУРОВНЕВЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ ДЛЯ УСТАНОВКИ НА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ. ЧАСТЬ 2. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ИСПЫТАНИЯ *

MULTIRAIL POWER SUPPLY DESIGN FOR SUCCESSFUL APPLICATION BOARDS. PART 2: LAYOUT TIPS AND TRICKS

При проектировании источника питания тщательная компоновка элементов и разводка печатной платы имеют решающее значение для обеспечения высокой надежности изделия в целом. Особенности такого проектирования рассмотрены в настоящей публикации.

Ч. Мен

Abstract - When designing a power supply, careful component and PCB layout are critical to ensure high reliability of the finished product. The features of this design are discussed in this article.

Ch. Man

Проектирование источника питания можно условно разбить на три основных этапа:

- стратегия проектирования и выбор ИМС
- схематическое проектирование, моделирование и тестирование
- размещение компонентов и разводка печатной платы.

Первый и второй этапы позволяют обосновать оптимальность выбранной концепции проектирования, но для натурного испытания необходимо собрать источник питания и протестировать его на стенде под нагрузкой. В статье рассматривается третий этап, так как в настоящее время существует значительное число инструментов, которые охватывают процессы моделирования и проектирования источников питания, в том числе на основе ИМС компании Analog Devices, которые можно бесплатно загрузить в компьютер. К этим инструментам относятся LTpowerPlanner®, LTpowerCad®, LTspice®, LTpowerPlay® и другие.

При проектировании источника питания тщательная компоновка и разводка имеют решающее значение для создания надежной конструкции с большим запасом по точности, эффективности и с исключением проблем, возникающих в процесс производства.

Разработка источника питания может выглядеть солидно на бумаге с точки зрения схемотехники и может быть без проблем протестирована на модели, но реальное тестирование выполняется после компоновки, изготовления печатной платы и натур-

ного испытании источника питания под нагрузкой. Ниже рассмотрены некоторые приемы, позволяющие избежать ошибок при проектировании. Несколько полезных советов позволят избежать ошибок конструирования, которые впоследствии могут привести к необходимости повторного проектирования печатной платы и изделия в целом. На рис. 1 показано, как могут быстро возрасти затраты, если проект будет запущен в производство без тщательного тестирования и анализа результатов натурных испытаний.

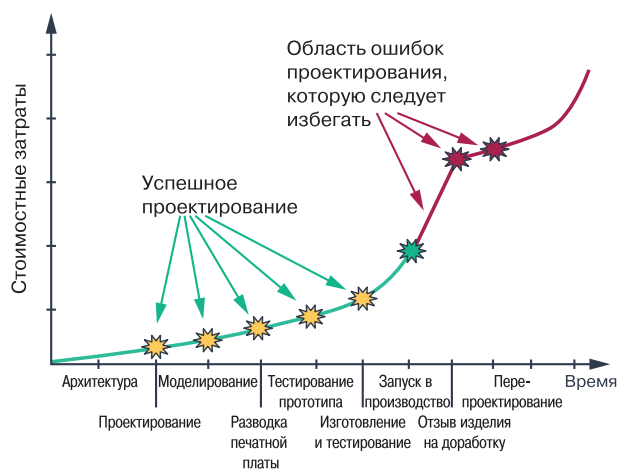


Рис. 1. Рост стоимостных затрат при недостатках проектирования печатной платы источника питания

Следует внимательно оценивать поведение изделия, которое может работать должным образом в

* Man Ch. Multirail Power Supply Design for Successful Application Boards—Part 1: Strategy. Analog Dialogue, V. 3, N 54, September, 2020.

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

нормальных условиях эксплуатации, но теряет работоспособность, например, на предельных нагрузках. Необходимо исключить в работе источника питания возможное ограничение тока нагрузки, особенно в многокаскадных схемах источника питания. Так, на рис. 2,а показано типовое каскадное соединение двух стабилизаторов, состоящее из понижающего стабилизатора ADP5304 (PSU1), обеспечивающего напряжение питания 3.3 В с максимальным током нагрузки 500 мА. Выход 3.3 В этого источника предназначен для питания источника PSU2 на основе LDO-стабилизатора LT1965. Этот стабилизатор используется для формирования напряжения 2.5 В с максимальным выходным током 1.1 А в соответствии с требованиями к проектируемому изделию.

В нормальных условиях эксплуатации схема, рис. 2а, показала нормальную работу. Но если в проектируемом изделии используются АЦП или микропроцессоры с большой частотой выборки, ис-

точник питания может утратить работоспособность на предельной частоте выборки. Поскольку ни один стабилизатор не может генерировать на выходе большую чем на входе мощность, а мощность на входе составляет $3.3 \text{ В} \cdot 0.5 \text{ А} = 1.65 \text{ Вт}$ для питания цепей VOUT1 и VOUT2. Это предполагает стопроцентный КПД второго стабилизатора. Доступная мощность для шины питания 2.5 В должна составлять 2.75 Вт. Однако, из-за внутренних потерь (КПД линейного стабилизатора реально меньше 100%) при максимальном потреблении цепей нагрузки стабилизаторы начнут работать в режиме перегрузки по току, что может привести их к полному отключению от шин питания.

В этом случае разработчики могут использовать ИМС стабилизаторов большей мощности. Но для этого потребуется повторное проектирование печатной платы. Однако этого можно избежать, если заранее рассчитать необходимый бюджет мощности для источников питания на 2.5, 3.3, 5 В, включая

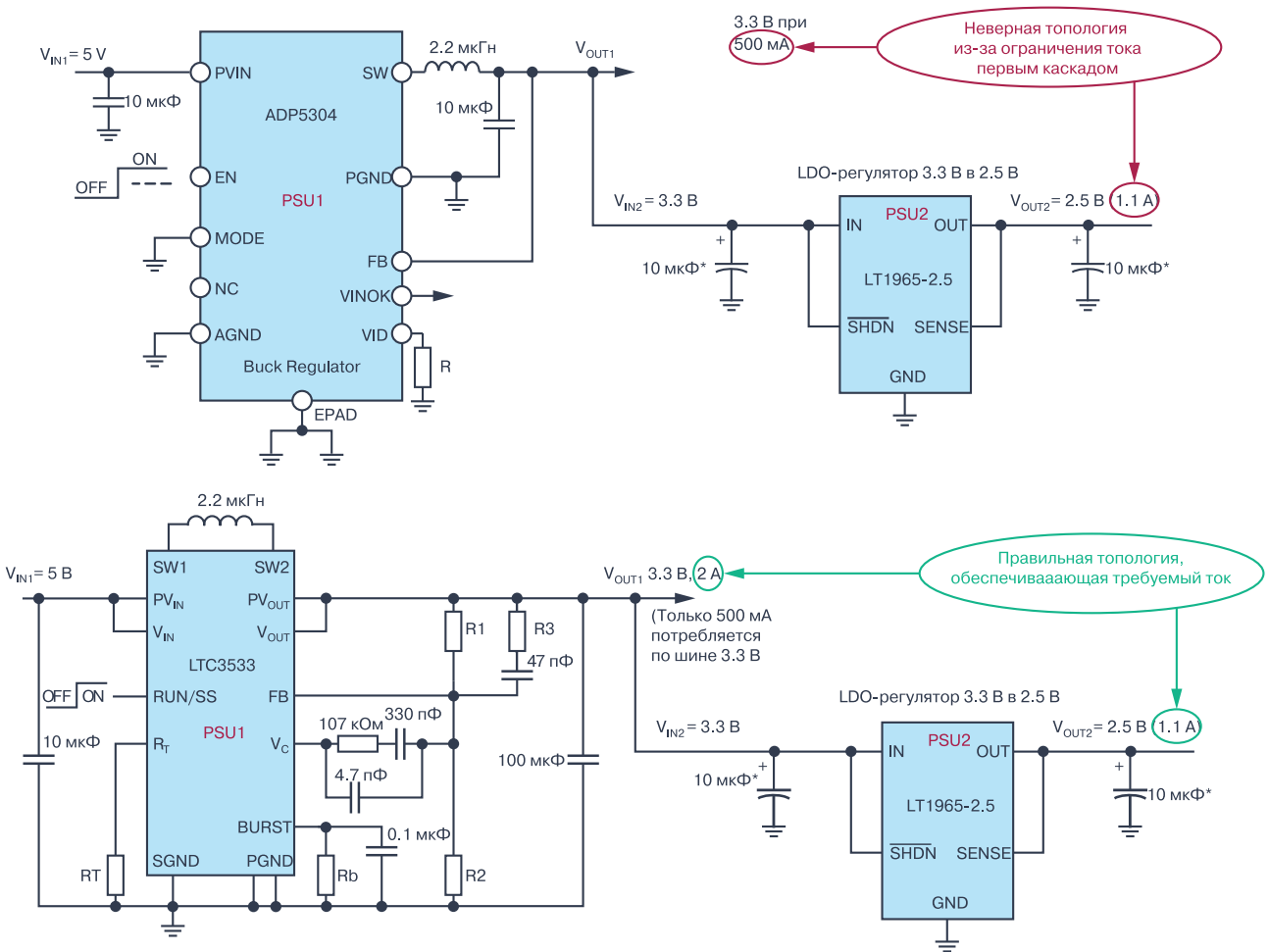


Рис. 2. Типовые схемы каскадирования импульсного и линейного стабилизаторов в источнике питания с неверной (а) и верной топологиями

резисторы подтяжки, дискретные устройства и ИМС, потребляющие ток от каждого источника питания. Используя полученные значения о мощности потребления, необходимо двигаться от выходов источника питания к его входу (т.е. в обратном направлении), чтобы оценить требования к мощности источника питания, как показано на рис. 2,б. С этой целью полезен инструмент проектирования источника питания на основе дерева мощности, который предлагает программная среда LTpowerPlanner (рис. 3). На основе дерева мощности можно легко рассчитать требуемую мощность для каждого стабилизатора в составе проектируемого источника питания.

Правильная компоновка и разводка печатной платы позволяют исключить выгорания проводников на печатной плате, вызванных, например, токами заряда конденсаторов, из-за недостаточной их площади, присенения переходных отверстий малого диаметра, малых размеров контактных площадок и т.п. Если на плате протекают токи, равные 17 А, как показано на рис. 2, необходимо предусмотреть возможность регулирования тока через контакт, как показано на рис. 4.

Как правило, допустимая нагрузка по току на контактах зависит от нескольких факторов, таких как площадь контакта, состав сплава и др. Типовой контакт под пайку в отверстие имеет диаметр 1,1 мм

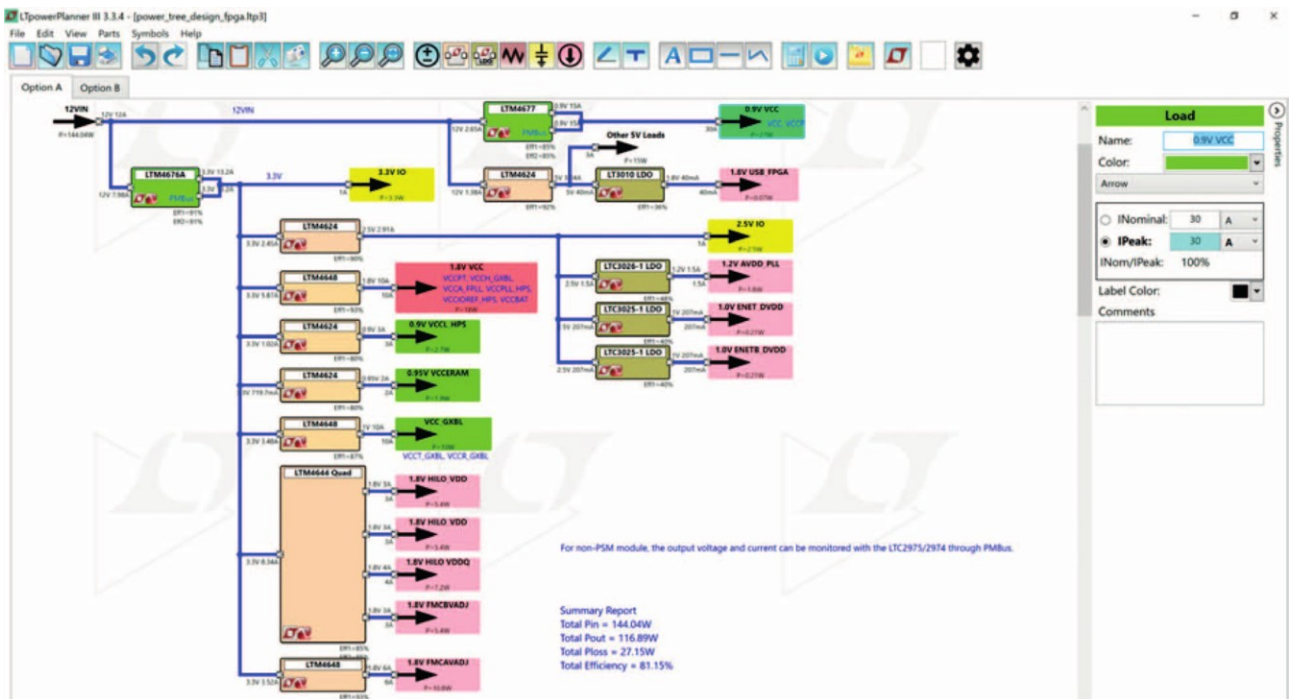


Рис. 3. Программная среда LTpowerPlanner для построения дерева мощности многокаскадного источника питания

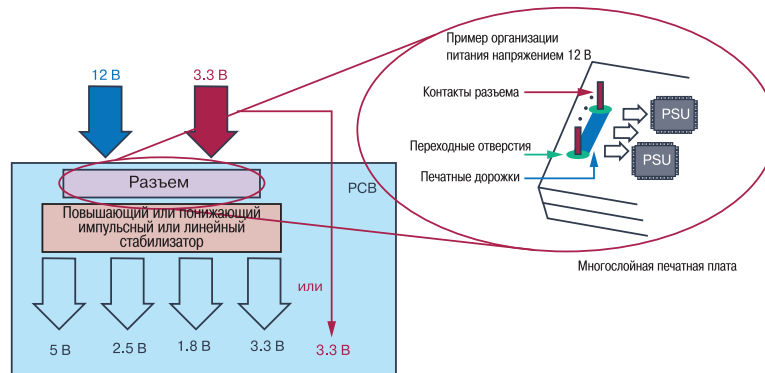


Рис. 4. Физическая реализация печатной платы с большими токами питания

и обеспечивает протекание тока не более 3 А. Если требуется увеличить ток до 17 А, необходимо увеличить общее число контактов так, чтобы они вместе обеспечивали протекание тока 17 А с некоторым запасом. В приведенном на рис. 4 примере для протекания тока 17 А использовано шесть контактов с запасом в 1 А. Для VCC и GND требуется всего 12 контактов. Чтобы уменьшить количество используемых контактов, необходимо в разъемах питания использовать контакты большего диаметра. Желательно использовать онлайн-инструменты для проектирования печатных плат, чтобы оптимизировать компоновку элементов.

Одна унция (приблизительно 28 г) медной дорожки на печатной плате шириной 1,27 мм позволяет обеспечить допустимую нагрузку по току примерно в 3 А, а дорожка шириной 3 мм обеспечивает допустимую нагрузку по току примерно в 5 А. С учетом некоторого запаса для протекания тока величиной в 20 А требуется ширина дорожки не менее 19 мм и это без учета влияния температуры окружающей среды. Ширину дорожки в 20 мм трудно реализовать в однослойных и двухслойных печатных платах из-за ограниченного пространства, используемого не только для ИМС источников питания, но и для остальных компонентов проектируемого изделия. Чтобы решить эту проблему, необходимо проектировать такое изделие с применением многослойной печатной платы. В этом случае обеспечивается необходимая суммарная ширина дорожек для больших токов.

Следует обратить внимание на такие параметры переходных отверстий и дорожек печатной платы, как их ширина и диаметр. Электрические параметры зависят, кроме того, от таких факторов, как покрытие печатной платы, число слоев трассировки, рабочая температура окружающей среды и т. д., которые влияют на конечную пропускную способность по току проектируемого изделия. Предыдущие разделы статьи по проектированию печатных плат не учитывали эти зависимости, но разработчики изделий должны помнить об этом при компоновке ИМС и других элементов на печатной плате. Многие программные средства для сопровождения разработки печатных плат находятся в свободном доступе в сети Интернет. При этом, следует помнить, что после схематехнического проектирования разработчикам изделия необходимо согласовывать свои решения с изготовителями печатной платы (инженерами-компоновщиками) с учетом всех параметров изделия.

Для предотвращения перегрева ИМС мощных стабилизаторов выпускаются со специальной металлической подложкой для отвода тепла. Это такие ИМС стабилизаторов как LTC3533, ADP5304, ADP2386, ADP5054 и др. Они имеют более низкое тепловое сопротивление при правильной установке на печатную плату. В общем случае, если в ИМС стабилизатора встроены силовые МОП-транзисторы, то такая ИМС обычно имеет открытые контактные площадки большой площади для рассеивания тепла. Если ИМС использует внешние мощные МОП-транзисторы, то в ней нет такой подложки, поскольку основной источник тепла (силовые МОП-транзисторы) находится вне ИМС источника питания.

Как правило, открытая металлическая подложка ИМС должна быть припаяна к заземляющей поверхности печатной платы, чтобы она эффективно отводила тепло. Однако, существуют исключения в зависимости от типа ИМС, поскольку в документации на некоторые стабилизаторы указывается, что они могут быть подключены только к изолированной области, расположенной на печатной плате, чтобы обеспечивать работу в качестве теплоотвода. Разработчики должны обратить внимание на такие особенности ИМС стабилизаторов при проектировании источника питания. При подключении подложки-теплоотвода к земляной шине или к изолированной области на печатной плате необходимо убедиться, что переходные отверстия соединены с этой подложкой, как показано на рис. 5. В многослойных печатных платах необходимо, чтобы заземляющие слои располагались под подложкой-теплоотводом и были соединены друг с другом переходными отверстиями.

ВЫВОДЫ

Разработка источников питания для печатных плат с достаточно низким уровнем шума, не влияющим на работу проектируемого изделия, и имеющего достаточную ширину печатных дорожек, не допускающую их выгорание, является сложной задачей, особенно, если речь идет о серийном изделии.

В этой статье указаны возможные упущения при разработке таких изделий, например, отсутствие анализа дерева мощности для поддержки всех последующих нагрузок по току с использованием оценки бюджета мощности.

Разработка схемы и проверка ее на модели – это лишь первый этап проектирования, за которым сле-

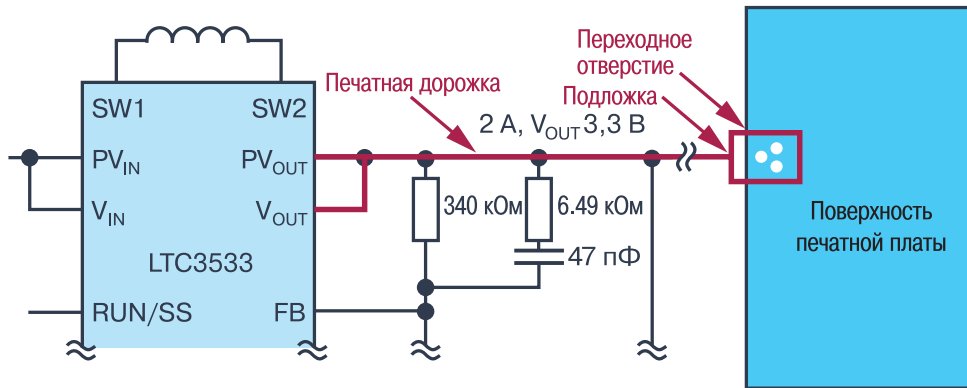


Рис. 5. Объединение цепей на многослойной печатной плате с помощью переходных сквозных отверстий

дует тщательное размещение компонентов и разводка печатной платы. Параметры переходных отверстий, печатных дорожек, их пропускная способность по току должны быть проанализированы и

оценены. В противном случае разработанная схема будет работать со сбоями и отказами, и ее придется повторно проектировать.



ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

▪ производство

VD MAIS – крупнейший поставщик печатных плат на рынке Украины

7 аргументов в пользу печатных плат, поставляемых VD MAIS:

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

VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЩИЯ+
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS
PCB Professionally

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



Источники питания

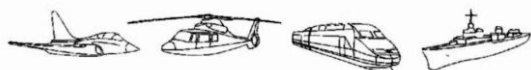
для экстремальных условий применения серии MGDS-200

Параметры:

- выходная мощность 200 Вт
- ультраширокий диапазон входных напряжений: 12-45, 16-80, 36-140 В
- один выход: 3.3, 5, 12, 15 или 26 В
- широкий диапазон регулировки выходного напряжения: 0...110% $U_{ном}$
- КПД 91%
- габаритные размеры 73.6x48.5x12.8 мм
- диапазон рабочих температур -40...105 °С (корпус), -55...105 °С ("Т")
- уникальный теплоотвод со всех сторон корпуса

Применение:

- аэрокосмическая и оборонная техника
- промышленное оборудование высшего класса
- транспорт



REDEFINING THE SOURCE OF POWER

Gaia
CONVERTER
AUTHORIZED DISTRIBUTOR

www.gaia-converter.com

VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ-
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

VD MAIS — официальный дистрибьютор компании Gaia Converter в Украине

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

СИНХРОНИЗАЦИЯ РАБОТЫ НЕСКОЛЬКИХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ В СИСТЕМАХ С МНОГОУРОВНЕВЫМ ПИТАНИЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ GAIA

SYNCHRONIZING MULTIPLE POWER SUPPLIES IN MULTILEVEL POWER SYSTEMS USING GAIA DC/DC CONVERTERS

В статье приведена краткая информация о способах построения многоуровневых источников питания с заданной последовательностью включения напряжений. Применение для этих целей преобразователей компании GAIA позволяет решить эту задачу достаточно просто.

В. Макаренко

Abstract – The article provides brief information on how to build multi-level power supplies with a given sequence of voltage switching. The use of GAIA converters for these purposes allows solving this problem quite simply. The article provides brief information on how to build multi-level power supplies with a given sequence of voltage switching. The use of GAIA converters for these purposes allows solving this problem quite simply.

V. Makarenko

Построение источников питания для аппаратуры, в составе которой содержатся FPGA и CPU, является достаточно сложной задачей. Это объясняется тем, что для питания таких ПЛИС используются многоуровневые источники питания, причем отдельно для питания ядра, отдельно для периферийных узлов, отдельно для памяти и устройств ввода/вывода и т.д. Причем необходимо включать эти напряжения в правильной последовательности и с необходимой задержкой между включением каждого источника, т.е. осуществлять синхронизацию работы источников питания.

Компания GAIA CONVERTER выпускает модуль DC/DC-преобразователя MPGS14A в металлическом корпусе (рис. 1), который предназначен для применения в продукции военного назначения и позволяет обеспечить необходимую последовательность включения различных источников, используя несколько одинаковых микросхем [1, 2]. Модуль обеспечивает надежную работу в диапазоне входных напряжений 4.75...36 В. Выходное напряжение может быть установлено подключением внешнего резистора в диапазоне от 1.2 до 24 В. При выходном напряжении 3.3 В модуль обеспечивает выходной ток 14 А. Более детально с характеристиками модуля можно ознакомиться в [1].

В примере, приведенном на рис. 2, три преобразователя MPGS14A формируют три напряжения питания – 12.5 и 3.3 В. Резистор, подключенный к выводу VTRIM MPGS14A, используется для програм-



Рис. 1. Модуль DC/DC-преобразователя MPGS14A

мирования выходного напряжения этой микросхемы. Без подключения резистора выходное напряжение по умолчанию составляет 3.3 В. Включение резистора между выводом VTRIM и общим проводом позволяет установить выходное напряжение выше 3.3 В. Включение резистора между выводами VTRIM и VO (Vout) позволяет установить выходное напряжение в диапазоне от 1.2 до 3.3 В. Внешний конденсатор, подключенный к выводу SD_UVLO, используется для задержки включения каждого преобразователя MPGS14A. Изменяя емкость конденсаторов, подключенных к этим выводам, можно обеспечить требуемую последовательность включения источников с различным выходным напряжением. Задержку времени включения можно рассчитать по формуле

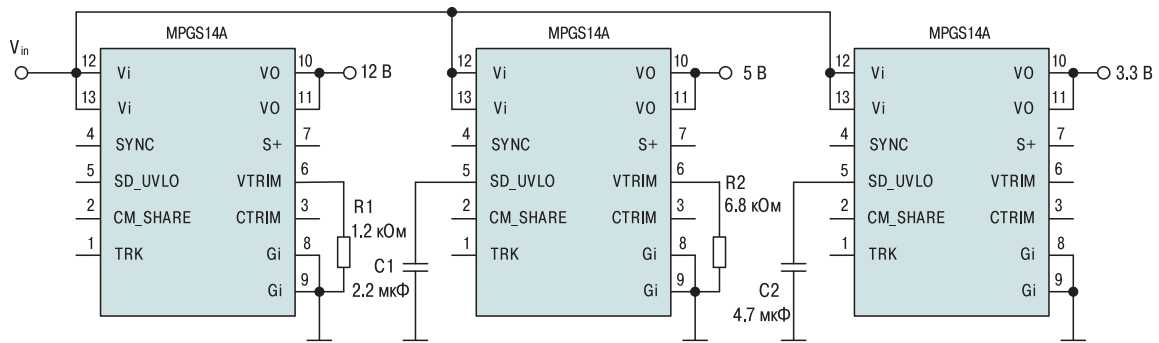


Рис. 2. Схема формирования трех напряжений питания с различным временем включения

$$t_d (\text{мс}) = 0.013[10 + C_{ext} (\text{нФ})] \ln \left(\frac{V_{in}}{V_{in} - 4.5} \right),$$

где t_d – время задержки включения в мс. C_{ext} – емкость конденсатора в нФ, подключенного к выводу SD_UVLO, V_{in} – входное напряжение в вольтах.

Осциллограммы выходных напряжений схемы, представленной на рис. 2, приведены на рис. 3.

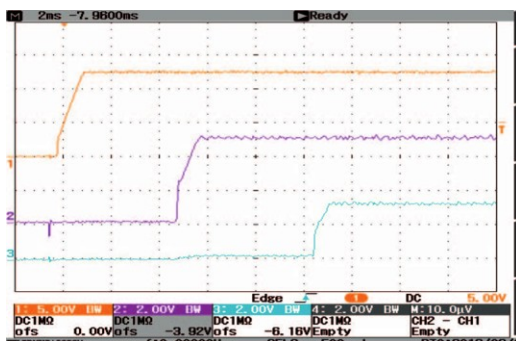


Рис. 3. Осциллограммы выходных напряжений источников питания 12 В (оранжевый), 5 В (фиолетовый) и 3.3 В для схемы, приведенной на рис. 2

Другой способ получить последовательность со сдвигом во времени заключается в реализации функции отслеживания. Функция отслеживания MPGS14EB позволяет управлять временем включения выходного напряжения при зарядке внешнего конденсатора до 0.8 В от внутреннего генератора тока 10 мкА, как показано на рис. 4.

Время включения преобразователя при использовании функции отслеживания можно рассчитать по приближенной формуле

$$t_{start} (\text{мс}) = 0.09[C_{ext} (\text{нФ}) + 22],$$

где t_{start} – время включения источника в мс, C_{ext} – емкость внешнего конденсатора в нФ, подключенного к выводу TRK.

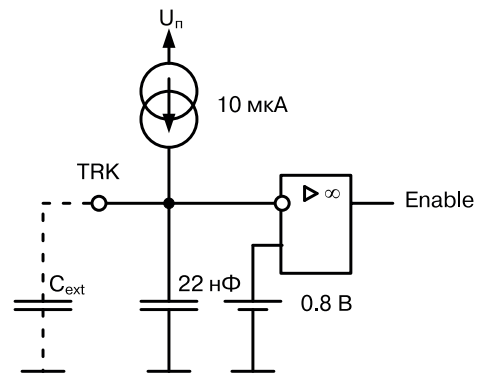


Рис. 4. Фрагмент схемы преобразователя MPGS14A, обеспечивающий заряд внешнего конденсатора от внутреннего источника тока

На рис. 5 приведена модель в Multisim, позволяющая определить время включения преобразователя.

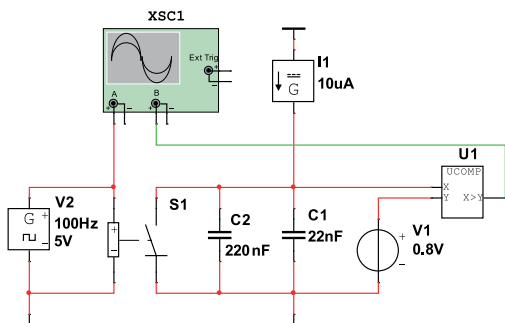


Рис. 5. Модель для определения времени включения преобразователя

При приведенных на рис. 5 значениях емкостей рассчитанное значение времени задержки составляет 21.78 мс. Проверка показала, что расчетное время очень близко к полученному в результате моделирования. На рис. 6 приведены результаты измерения времени задержки при емкости внешнего конденсатора 220 нФ. Измеренное время задержки включения составляет 21.87 мс.

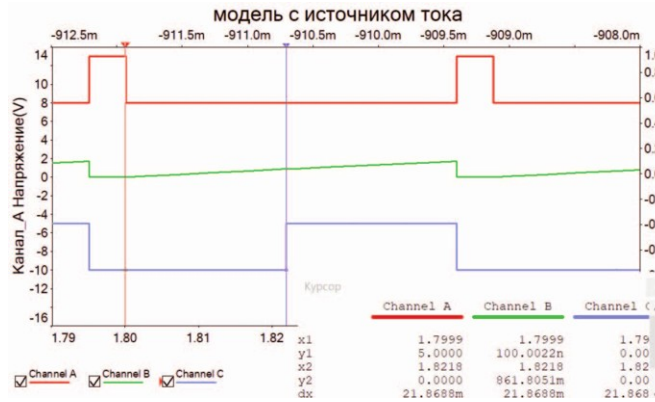


Рис. 6. Результаты измерения времени задержки при емкости внешнего конденсатора 220 нФ

В схеме, приведенной на рис. 7, время включения различных источников формируется с использованием функции отслеживания.

Для этих целей используются два внешних конденсатора разной емкости, что позволяет сформировать различное время включения каждого из источников питания. На рис. 8 приведены осциллограммы выходных напряжений, приведенной на рис. 7 схемы.

Следует обратить внимание, что по сравнению с предыдущей схемой, все выходы включаются практически одновременно, но номинальное напряжение устанавливается за время, определяемое емкостью, подключенного к выводу TRK конденсатора. На рис. 8 оранжевым цветом показано напряжение 12 В, фиолетовым цветом 5 В и зеленым – 3.3 В. Цена деления по горизонтальной оси 5 мс.

Еще один вариант включения, позволяющий сформировать требуемое время включения каждого из источников, приведен на рис. 9.

Эта последовательность включения известна как "совпадение с отслеживанием". В этом режиме источник с самым большим напряжением используется как ведущий и включает другие источники. Это

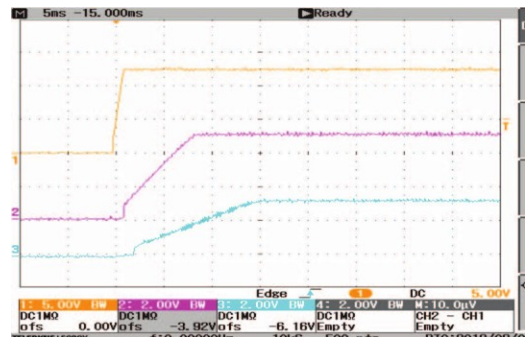


Рис. 8. Осциллограммы выходных напряжений, формируемых с использованием функции отслеживания

достигается использованием конденсаторов с одинаковой емкостью, подключенными к выводам TRK, и подключением к выводам VTRIM резисторов, сопротивление которых выбирается так, чтобы падение напряжения на них составляло примерно 0.8 В.

Например, когда напряжение на выходе первой микросхемы ($V_{out} = 12\text{ В}$) достигает значения 5 В, напряжение, генерируемое на выводах TRK, также установится равным 5 В. Как следствие включается источник напряжения 5 В. На рис. 10 показана полу-

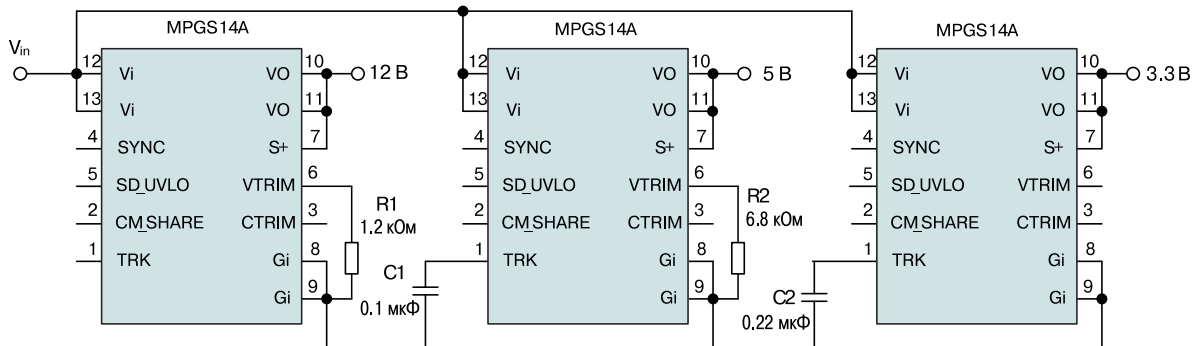


Рис. 7. Схема формирования трех напряжений питания с использованием функции отслеживания

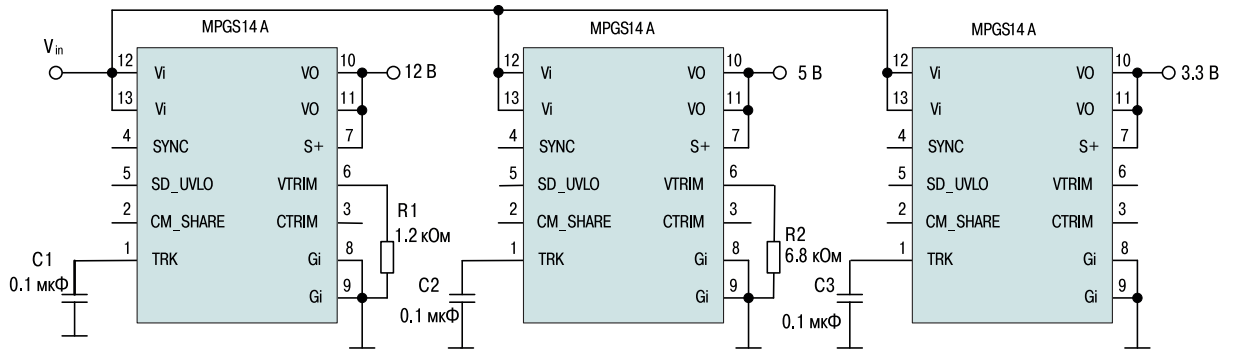


Рис. 9. Схема, реализующая функцию "совпадение с отслеживанием"

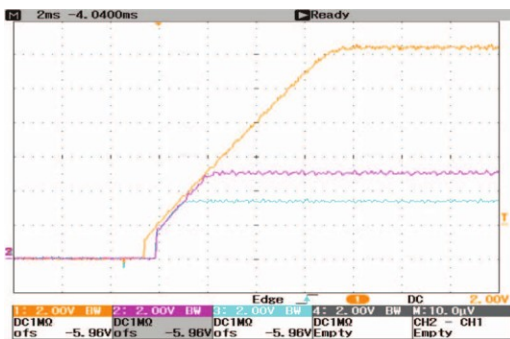


Рис. 10. Осциллограммы выходных напряжений, формируемых с использованием функции "совпадение с отслеживанием"

сторона можно рассчитать по формуле

$$R_h = [(M_{Oslave} / 0.8) - 1]R_i,$$

где R_h – сопротивление верхнего резистора в делителе напряжения, R_i – сопротивление резистора, подключенного к выводу VTRIM микросхемы с более низким уровнем выходного напряжения, V_{Oslave} – номинальное выходное напряжение микросхемы, управляемой делителем.

Осциллограммы напряжений, сформированных схемой (рис. 11) приведены на рис. 12.

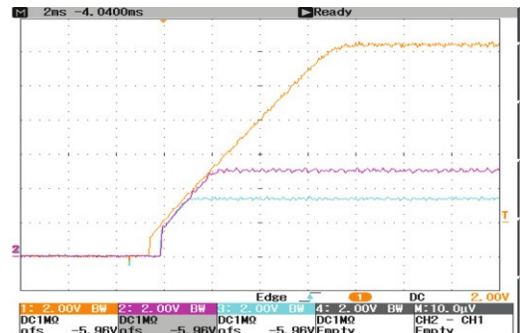


Рис. 12. Осциллограммы выходных напряжений, формируемых с помощью делителей и использованием функции "совпадение с отслеживанием"

ченная последовательность включения источников при реализации такого режима.

Еще один вариант включения микросхем для формирования различных задержек включения приведен на рис. 11.

Включение источников с более низким выходным напряжением осуществляется путем подачи части напряжения источника с более высоким напряжением. На рис. 11 источник с выходным напряжением 12 В управляет работой источников 5 и 3.3 В. Если сопротивление нижнего резистора принять равным 3.9 кОм, то сопротивление верхнего рези-

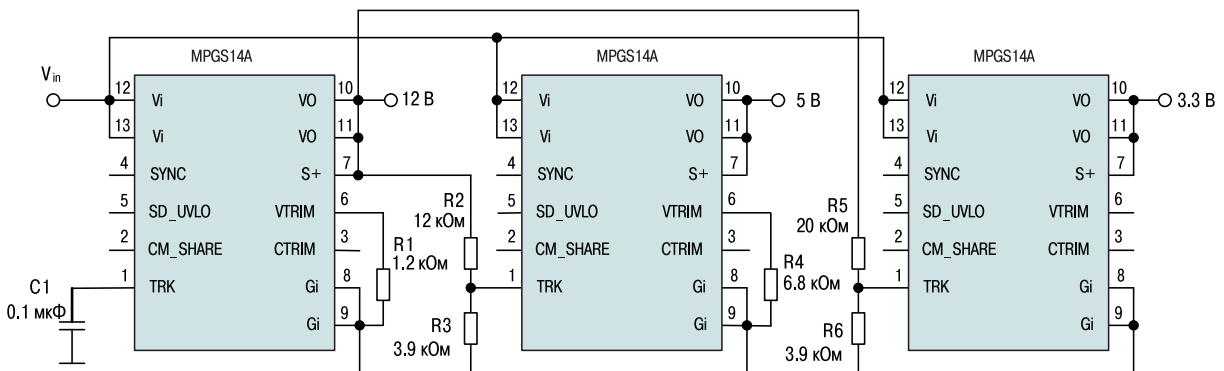


Рис. 11. Второй вариант схемы, реализующей функцию "совпадение с отслеживанием"

Использование преобразователей MPGS14A позволяет создавать надежные источники питания и формировать необходимую последовательность включения различных напряжений путем подключения нескольких пассивных элементов. Высокая надежность и широкий диапазон рабочих температур позволяют использовать такие источники питания в жестких условиях эксплуатации.

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://gaia-converter.com/docs/ds/MPGS14A.pdf>
2. <https://gaia-converter.com/Multiple-voltage-se-quencing-with-MPGS14A.pdf>



Высококачественная
металлизация
переходных отверстий

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

■ производство

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

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



Фото микрошлифа переходного отверстия

- протокол контроля паяемости
- протокол электрического тестирования

VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ-
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

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

VD MAIS
PCB Professionally

VD MAIS
Разработка
и серийное
производство
электроники



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

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

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@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

МНОГОУРОВНЕВЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ УСТРОЙСТВ С НИЗКИМ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕМ

MULTI-LEVEL POWER SUPPLY FOR LOW POWER DEVICES

В статье приведена краткая информация об основных возможностях ИМС MAX77655, позволяющей формировать четыре различных выходных напряжения с управляемой последовательностью их включения. Максимальный суммарный выходной ток микросхемы составляет 700 мА. Малые габаритные размеры, высокий КПД и широкие функциональные возможности, позволяют использовать его для питания мобильных устройств.

Abstract – The article provides brief information on the basic capabilities of the MAX77655 IC, which allows you to generate four different output voltages with a controlled sequence of switching them on. The maximum total output current of the microcircuit is 700 mA. Small overall dimensions, high efficiency and wide functionality allow it to be used to power mobile devices.

В. Макаренко

V. Makarenko

Микросхема MAX77655 компании Maxim Integrated [1] предназначена для использования в системах питания устройств с низким энергопотреблением. Она обеспечивает формирование четырех выходных напряжений с общим током нагрузки до 700 мА. ИМС используется в тех приложениях, где важны малые размеры и высокая эффективность источника питания.

Микросхема содержит понижающе-повышающий преобразователь с одной катушкой индуктивности и несколькими выходами (SIMO – Single Input Multi Output), который обеспечивает четыре независимо программируемых выхода питания.

Двухнаправленный интерфейс I2C позволяет настраивать и проверять состояние устройства. Внутренний контроллер включения/выключения обеспечивает управляемую последовательность запуска для каждого из выходов и обеспечивает функции контроля, когда ИМС включена.

Основные параметры ИМС:

- автоматическое переключение между понижающим и повышающим режимами работы
- диапазон входного напряжения 2.5...5.5 В
- диапазон выходного напряжения от 0.5 В до 4.0 В для всех каналов
- типовое значение тока потребления 6.9 мкА при работе с двумя выходами, включенными в режиме низкого энергопотребления
- низкий ток покоя (типовое значение 0.3 мкА для каждого дополнительного выхода в режиме низкого энергопотребления)
- выходной ток не менее 700 мА при входном напряжении 3.7 В и выходном напряжении 1.8 В
- КПД не менее 90% при входном напряжении 3.7 В и выходном напряжении 1.8 В

- интерфейс связи I2C
- диапазон рабочих температур -40 до 85 °C
- габаритные размеры 1.99×1.99×0.64 мм
- корпус с шариковыми выводами WLP-16 (Wafer-Level Package).

Структурная схема ИМС MAX77655 приведена на рис. 1.

Основной мощный каскад преобразует входное напряжение в последовательность импульсов, которые через цепочку L1, C1 подаются параллельно на четыре синхронных выпрямителя, управляемых контроллером. Изменяя режим работы синхронного выпрямителя (длительность импульсов управления), можно формировать на каждом из выходов требуемое напряжение.

Каждый канал SIMO может индивидуально работать в одном из трех режимов (понижающий, понижающе-повышающий или повышающий) в зависимости от отношения выходного напряжения к входному напряжению. Рабочий режим выбирается автоматически на основе соотношения V_{SBBx}/V_{IN} :

- понижающий при $V_{SBBx}/V_{IN} < 0.6$
- понижающе-повышающий при выполнении условия $0.6 < V_{SBBx}/V_{IN} < 1.25$
- повышающий при $1.25 < V_{SBBx}/V_{IN}$.

В табл. 1 приведен пример зависимости режима работы для каждого из каналов от отношения выходного напряжения канала к входному напряжению.

Рассмотрим кратко основные режимы работы преобразователя

Режим понижающего преобразователя

При управлении выходом одного из каналов транзистор M3_x открыт, а M4 – закрыт (рис. 1). Ключи M1 и M2 переключаются, как в традиционном

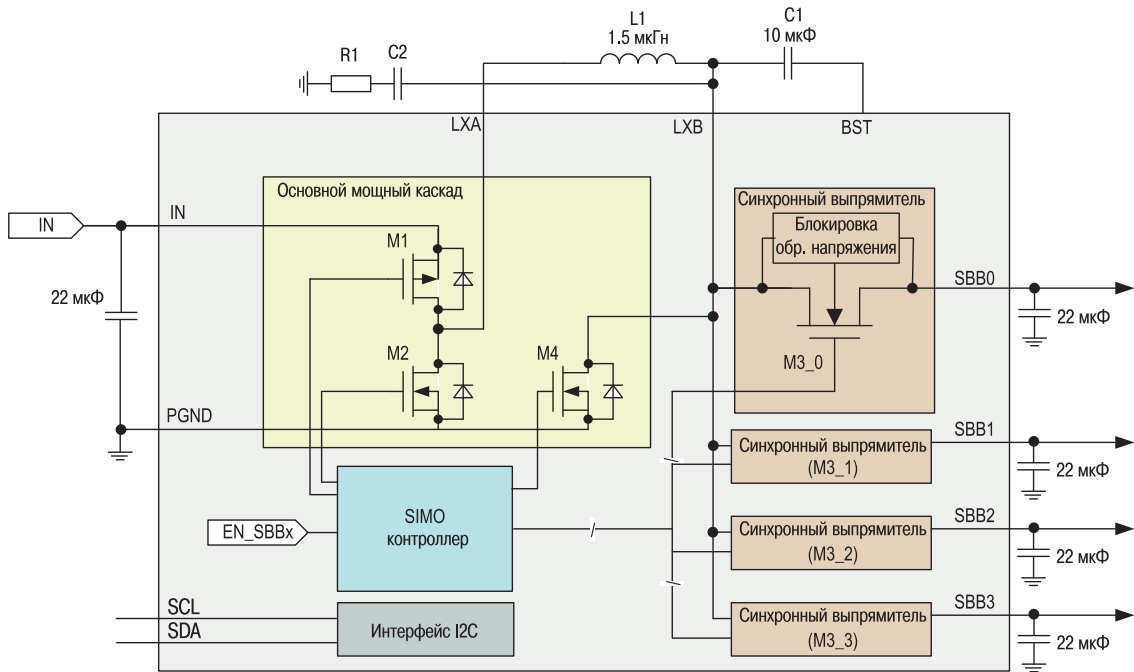


Рис. 1. Структурная схема ИМС MAX77655

Таблица 1. Зависимость режима работы каналов от отношения выходного напряжения канала к входному напряжению

Выход	Напряжение, В	Отношение V_{SBBx}/V_{IN}	Режим работы
SBB0	1.8	0.581	понижающий
SBB1	4.0	1.290	повышающий
SBB2	0.7	0.226	понижающий
SBB3	3.3	1.064	понижающе-повышающий

понижающем преобразователе. То есть, когда M1 открыт, а M2 закрыт – запасается энергия в катушке индуктивности L1. Тогда M2 открыт, а M1 закрыт – энергия, накопленная в катушке индуктивности, передается на выход.

Режим понижающе-повышающего преобразователя

В отличие от традиционных повышающе-понижающих преобразователей, преобразователь SIMO использует схему управления с тремя состояниями. Сначала замыкаются M1 и M4, чтобы зарядить энергией катушку индуктивности. Транзистор M3_x закрыт. Это похоже на состояние понижающего регулятора, когда энергия подается на выход, продолжая заряжать катушку индуктивности. Во втором состоянии M2 открыт, а M1 закрыт, передавая энергию, накопленную в катушке, на выход.

Второе состояние повышает эффективность в

повышающе-понижающем режиме по сравнению с традиционными схемами управления.

Режим повышающего преобразователя

Ключ M1 открыт, а M2 закрыт. Ключи M3_x и M4 переключаются как в традиционном повышающем преобразователе. То есть M3_x открыт, а M4 закрыт, чтобы запастись энергией в катушке индуктивности. Затем M3_x открывается, а M4 закрывается, чтобы подавать энергию на выход как от входа, так и от катушки индуктивности.

Межканальное переключение

Чтобы снизить пульсации выходного напряжения, преобразователь может переключаться с выхода одного канала на выход другого, используя встроенный алгоритм. Во время перехода с одного канала на другой вывод LXB временно подключается к общему проводу.

Плавный пуск преобразователя

Функция плавного пуска SIMO ограничивает пусковой ток во время включения, что достигается за счет ограничения скорости нарастания выходного напряжения во время пуска. Увеличение емкости, подключенной к выходу преобразователя, приводит к увеличению скачков тока во время включения.

Регистры SIMO

Регистр CNFG_SBB_TOP управляет всеми каналами SIMO, регулируя выходное напряжение (DRV_SBB [1: 0]). Для управления выходным напряжением в каждом канале используются специальный регистр (CNFG_SBBx_A.TV_SBBx [7: 0]). В регистре

CNFG_SBBx_V доступны дополнительные элементы управления для включения/выключения активных разрядных резисторов (ADE_SBBx) и включения/выключения понижающих-повышающих каналов SIMO (EN_SBBx [2: 0]). Предусмотрена возможность контроля перегрузки в каждом из каналов в реальном времени, которая содержится в битах STAT_GLBL.SBBx_S_ F. Полное описание назначения регистров, значений по умолчанию и программирования ИМС приведено в [1].

В [1] приведены рекомендации по выбору катушки индуктивности и конденсаторов, используемых совместно с ИМС MAX77655.

Схема демпфирования

Чтобы снизить пиковое значение напряжения на выводе LXB во время переключения, используется демпфирующая цепочка – резистор R1 (3,9 Ом) и конденсатор C2 (1500 пФ), включенная между выводом LXB и общим проводом, как показано на рис. 1.

На рис. 2 приведены осциллограммы выходных напряжений при включении преобразователя. Нижняя осциллограмма показывает всплески входного тока при включении каждого из выходных каналов.

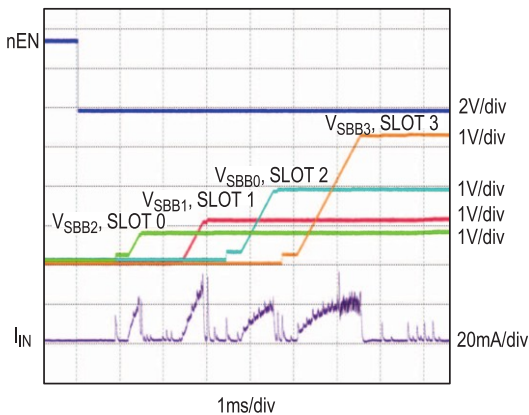


Рис. 2. Осциллограммы выходных напряжений при включении преобразователя MAX77655

На рис. 3 приведены осциллограммы входного и выходных напряжений при выключении питания, подаваемого на вход преобразователя.

На рис. 4 приведены осциллограммы выходных напряжений при выключении ИМС MAX77655. Как следует из рисунка, выключение источников осуществляется в обратном порядке по сравнению с последовательностью при включении.

КПД преобразователя в каждом из каналов зависит как от напряжения источника входного напряжения, так и от тока, отдаваемого в нагрузку, а также от выходного напряжения. На рис. 5 приведены за-

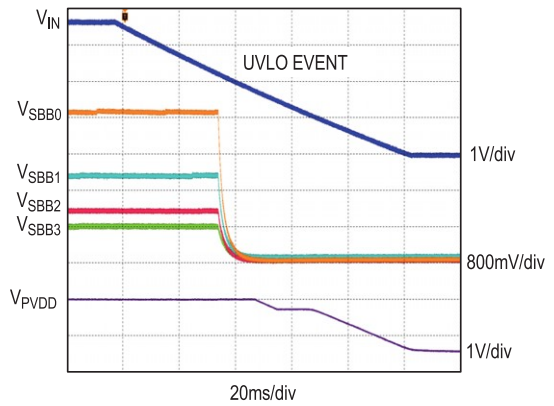


Рис. 3. Осциллограммы входного и выходных напряжений при отключении питания преобразователя

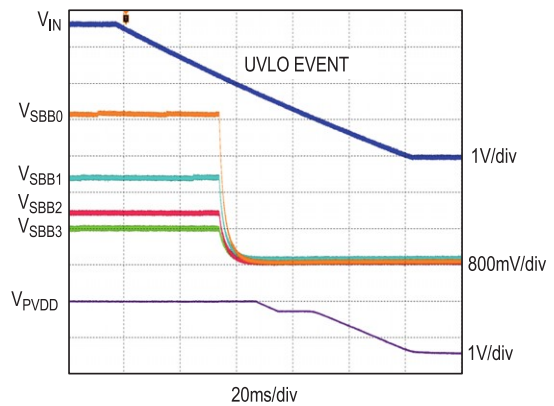


Рис. 4. Осциллограммы выходных напряжений при выключении ИМС MAX77655

висимости КПД преобразователя от тока нагрузки при различных выходных напряжениях V_SBBx.

Пример реализации печатной платы блока питания с использованием MAX77655 приведен на рис. 6.

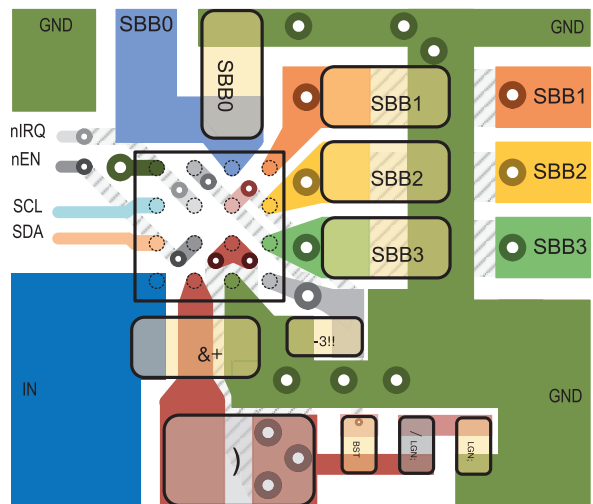


Рис. 6. Топология верхнего слоя печатной платы и пример размещения компонентов

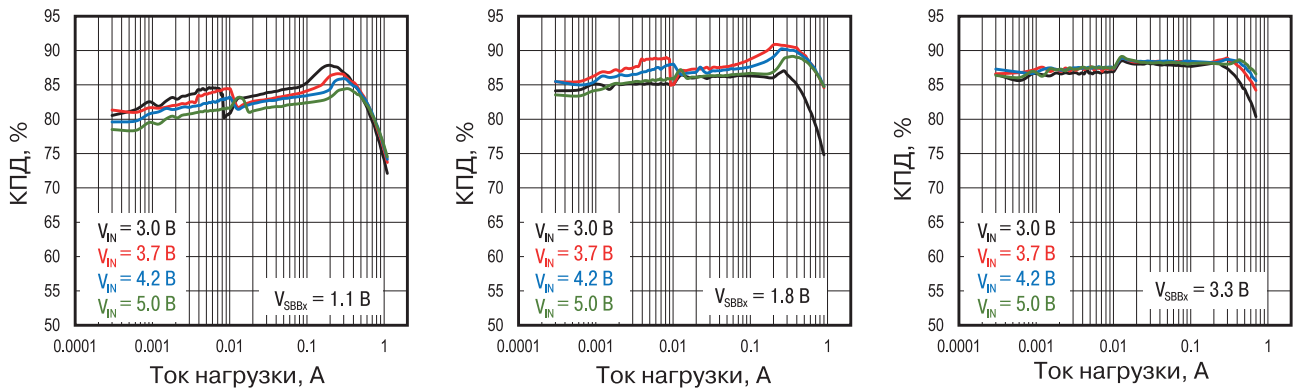


Рис. 5. Зависимости КПД преобразователя от тока нагрузки при различных выходных напряжениях

Более подробно с характеристиками ИМС МАХ77655 можно ознакомиться в [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX77655.pdf>

nvent
SCHROFF

Решения для ЦОД и IT-инфраструктуры

- Телекоммуникационные шкафы и стойки
- Изолированные коридоры
- Кондиционеры и теплообменники
- Блоки распределения питания
- Системы контроля доступа
- Системы мониторинга
- Решения для колокации

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании nVent Schroff в Украине

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

VD MAIS
ДИСТРИБЬЮЦИЯ
КОНТРАКТНОЕ
ПРОИЗВОДСТВО

КОНТРОЛЛЕР МОЩНЫХ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С НАКАЧКОЙ ЗАРЯДА

В статье приведена краткая информация о контроллере DC/DC-преобразователей, построенных по схеме с накачкой заряда. Такие преобразователи предназначены для деления или умножения напряжения источника питания в два раза или инвертирования полярности напряжения. Контроллер обеспечивает формирование на выходе преобразователей ток до 20 А при высоком КПД преобразователей. Приведены схемы включения преобразователей и результаты моделирования понижающего преобразователя.

В. Макаренко

FIXED RATIO HIGH POWER CHARGE PUMP DC/DC CONTROLLER

Abstract – The article provides brief information on the controller of DC/DC converters built according to the charge pump circuit. These converters are designed to divide or multiply the power supply voltage by half, or to reverse the polarity of the voltage. The controller provides the formation of a current of up to 20 A at the output of the converters at a high efficiency of the converters. The schemes for switching on the converters and the results of modeling the buck converter are presented.

V. Makarenko

Преобразователи с накачкой заряда (Charge Pump) для переноса и накопления энергии используют переключаемые конденсаторы, в отличие от DC/DC-преобразователей, использующих для накопления энергии в магнитном поле катушек индуктивности. Интерес к преобразователям с накачкой заряда непрерывно растет в связи с их невысокой стоимостью и высоким КПД.

Конечно, они уступают DC/DC-преобразователям по максимальной величине тока, отдаваемого в нагрузку, но в современных устройствах удается реализовать токи величиной до 15...20 А, что во многих случаях вполне достаточно. При этом КПД таких преобразователей достигает 99%.

Компания Analog Devices выпускает высоковольтный контроллер преобразователей с накачкой заряда LTC7820 [1] с фиксированным соотношением, преобразуемых напряжений. ИМС содержит четыре драйвера управления затворами N-канальных МОП-транзисторов (MOSFET).

ИМС позволяет создавать понижающие преобразователи с соотношением входного и выходного напряжений 2:1 при входном напряжении до 72 В, а повышающие – с соотношением 1:2. Каждый силовой MOSFET переключается с рабочим циклом 50% при постоянной частоте переключения. LTC7820 позволяет реализовать экономичные решения для реализации неизолированных преобразователей для промежуточных шин питания с защитой от неисправностей.

Основные параметры контроллера:

- максимальный КПД 99%

- низкий уровень электромагнитных помех
- максимальное входное напряжение 72 В для делителя напряжения на два
- максимальное входное напряжение 36 В для удвоителя напряжения или инвертора 1:1
- диапазон напряжения питания от 6 до 72 В
- мягкий запуск при включении
- защита от перегрузки по току на входе
- диапазон рабочих частот от 100 кГц до 1 МГц
- защита от короткого замыкания на выходе
- программируемый таймер для повторной попытки запуска
- диапазон рабочих температур от –40 до 125 °С
- компактный корпус QFN-28 с теплоотводом
- габаритные размеры 4x5 мм.

Функциональная схема LTC7820 приведена на рис. 1.

Частота коммутации ключей LTC7820 фиксирована и не изменяется в процессе работы. В рабочем состоянии N-канальные полевые МОП-транзисторы M1 и M3 открываются и закрываются синхронно. Скважность импульсов управления примерно равна двум. Транзисторы M2 и M4 управляются сигналами противофазными сигналам управления транзисторов M1 и M3.

Во время первой фазы работы открыты транзисторы M1 и M3, а конденсатор C_{FLY} подключен последовательно с конденсатором C_{VLOW} . Во время второй фазы работы M2 и M4 открыты, а C_{FLY} подключается параллельно конденсатору C_{VLOW} . Напряжение на выводе V_{LOW} всегда близко к половине максимального напряжения на стоке транзистора M1 и

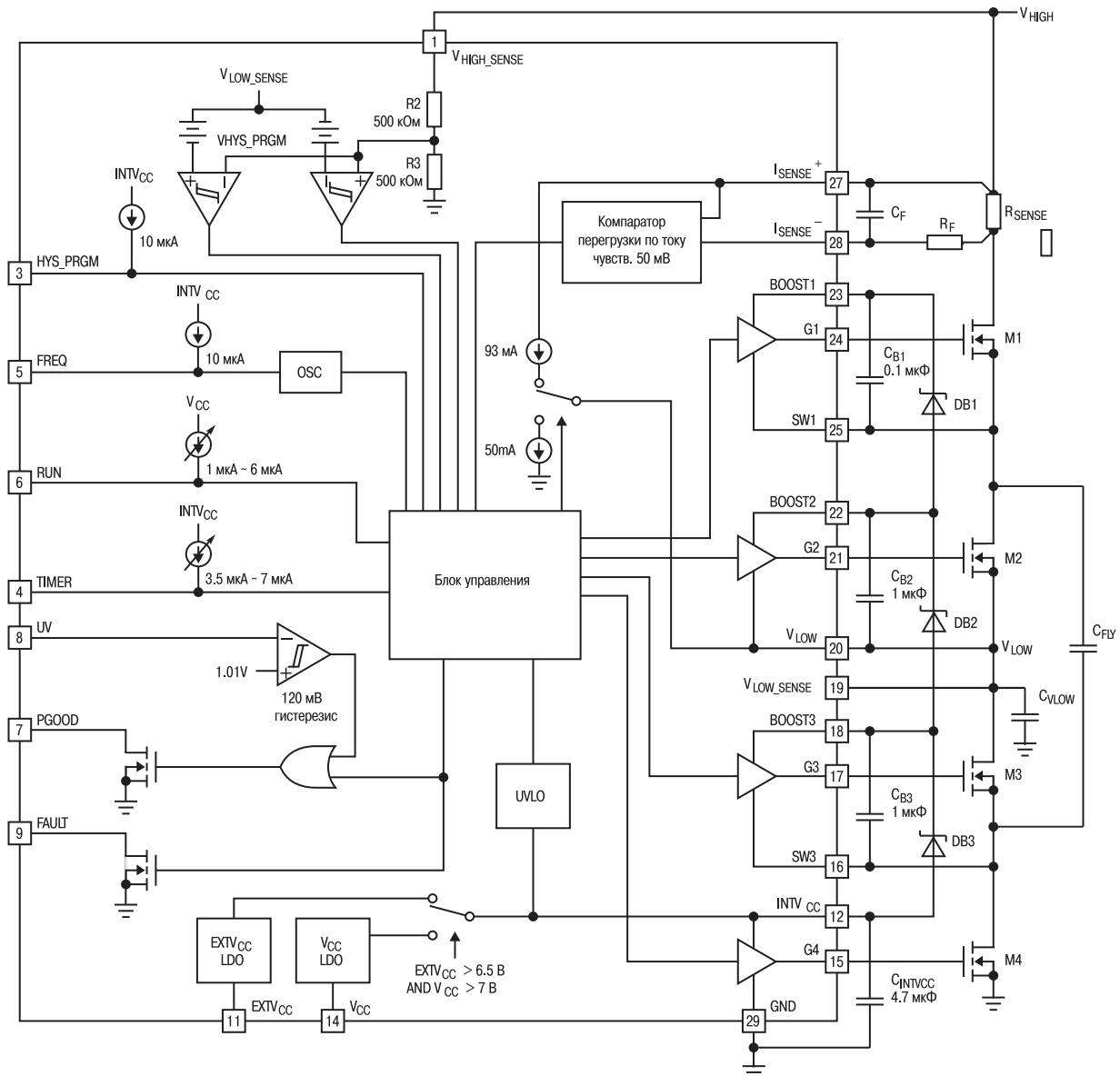


Рис. 1. Функциональная схема LTC7820

не чувствительно к изменению сопротивления нагрузки благодаря низкому выходному сопротивлению.

В LTC7820 отсутствует система регулировки выходного напряжения с замкнутой системой обратной связи. Однако при возникновении неисправности, например, повышенное или пониженное напряжение на выводе V_{LOW} , перегрузки по току или перегреве контроллера, коммутация транзисторов прекращается.

Питание четырехканальных драйверов МОП-транзисторов и большинства внутренних узлов ИМС осуществляется напряжением, выведенным на вход $INTV_{CC}$. Питание $INTV_{CC}$ обеспечивается внутренним LDO-стабилизатором 5.5 В при подаче питания

на вывод V_{CC} . Питание ИМС может осуществляться через вывод $EXTV_{CC}$. В этом случае используется другой LDO-стабилизатор. Включение питания через вывод $EXTV_{CC}$ при условии, что напряжение $V_{CC} > 7$ В, а напряжение на выводе $EXTV_{CC}$ выше 6.5 В. Напряжение на выводе $EXTV_{CC}$ не должно превышать 40 В. В [1] указано, что КПД контроллера немного выше при питании от вывода $EXTV_{CC}$.

Рассмотрим некоторые режимы работы ИМС.

Пуск и выключение

LTC7820 выключен при условии, что на выводе RUN установлено напряжение меньше 1.14 В. В этом режиме большая часть внутренних узлов выключена, ток потребления не превышает 100 мкА. Все МОП-транзисторы закрыты.

Как только напряжение на входе RUN превысит значение 1.22 В контроллер включается. Не допускается превышения напряжения на этом выводе более 6 В. Переключение силовых транзисторов начинается при выполнении условия

$$V_{LOW_SENSE} \approx 0.5V_{HIGH_SENSE}$$

или оба этих напряжения близки к нулю.

Защита от сбоев и перегрева

В контроллере LTC7820 осуществляется контроль выходного напряжения, тока и температуры. При появлении неисправности прекращается переключение силовых транзисторов и на выводе FAULT формируется уровень нуля. Для устранения сбоев напряжение на выводе V_{LOW_SENSE} должно быть в пределах запрограммированного значения (около половины напряжения V_{HIGH_SENSE}) или напряжения V_{HIGH_SENSE} и V_{LOW_SENSE} должны быть ниже 1 и 0.5 В, соответственно. Работа контроллера восстанавливается при условии, что падение напряжение на резисторе датчика тока R_{SENSE} (между выводами I_{SENSE+} и I_{SENSE-}) станет менее 50 мВ. Если отключение ИМС произошло из-за перегрева, то включение контроллера произойдет только при падении температуры кристалла ниже 165 °С.

К выводу FAULT может быть подключен внешний резистор к источнику напряжения с максимальным напряжением не более 80 В. Сигнал, формируемый на выходе FAULT, может быть использован для управления полевым транзистором, позволяющим отключать вход (или выход) контроллера при появлении неисправности.

Выбор частоты коммутации ключей

Частота переключения выбирается исходя из компромисса между КПД преобразователя и размерами компонентов. При низкой частоте переключения КПД выше благодаря уменьшению потерь переключения МОП-транзисторов, но требуются емкости большой величины для обеспечения требуемой выходной мощности и низкого выходного сопротивления.

Контакт FREQ используется для программирования рабочей частоты контроллера в диапазоне от 100 кГц до 1 МГц. К выводу FREQ подключен внутренний источник тока 10 мкА. Изменяя сопротивление резистора, подключенного к этому выводу, можно изменять частоту внутреннего генератора OSC. Частоту коммутации можно найти по формуле

$$f_s(\text{кГц}) = 8R_{FREQ}(\text{кОм}) - 317 \text{ кГц},$$

где R_{FREQ} – сопротивление резистора, включенного между выводом FREQ и общим проводом.

При изменении напряжения на выводе FREQ от 0.5 В до 2 В частота внутреннего генератора изменяется от 150 до 1250 кГц [1].

Формирование сигнала Power Good

Когда напряжение на выводе UV ниже 1 В, на выводе PGOOD напряжение равно нулю. Напряжение на выводе PGOOD также равно нулю, когда на выводе RUN низкий уровень напряжения или когда LTC7820 включается.

Транзистор, сток которого подключен к выводу PGOOD, закрывается только тогда, когда LTC7820 находится в рабочем режиме и напряжение на выводе UV больше 1 В. Сигнал PGOOD можно использовать для подключения или отключения выхода.

Программирование окна срабатывания компаратора

При нормальной работе напряжение V_{LOW_SENSE} всегда должно быть близко к половине напряжения V_{HIGH_SENSE} . Компаратор сравнивает напряжение на выводе V_{LOW_SENSE} с напряжением $0.5V_{HIGH_SENSE}$. Ширина петли гистерезиса программируется напряжением на выводе HYS_PRGM. К этому выводу внутри ИМС подключен источник тока 10 мкА. Резистор, подключенный между выводом HYS_PRGM и общим проводом, позволяет задать ширину петли гистерезиса, численно равную падению напряжения на этом резисторе.

Например, при сопротивлении резистора, подключенного к выводу HYS_PRGM, 100 кОм напряжение $0.5V_{HIGH_SENSE}$ должно находиться в пределах окна ($V_{LOW_SENSE} \pm 1 \text{ В}$) во время включения и при нормальном режиме работы.

Типовая схема включения LTC7820 в режиме деления напряжения в 2 раза приведена на рис. 2.

Диапазон входных напряжений для этой схемы включения от 6 до 24 В. Промоделировать работу преобразователя с контроллером LTC7820 можно в программе LTspice. В модели на рис. 2. осуществляется автоматическое измерение КПД преобразователя. Для этого используются директивы:

- измерения мощности, потребляемой от источника питания

.meas Pin AVG -I(V1)*V(IN)

- измерения мощности, отдаваемой в нагрузку

.meas Pout AVG I(Rload)*V(OUT)

- вычисления КПД преобразователя

.meas eff param Pout/Pin.

Для расчета КПД преобразователя необходимо чтобы завершился переходной процесс при

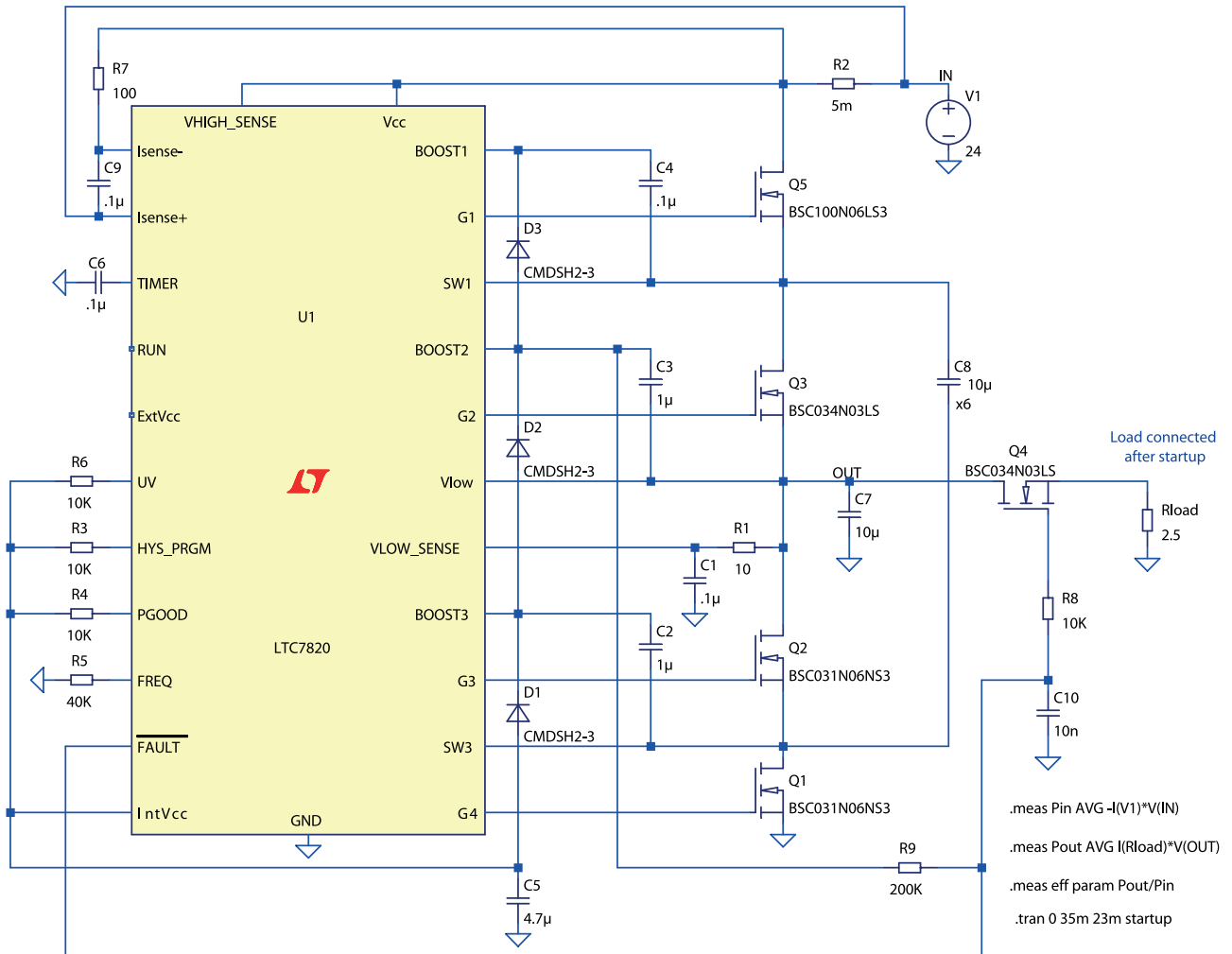


Рис. 2. Типовая схема включения LTC7820 в режиме деления напряжения на два

включении. Длительность переходного процесса тем больше, чем больше входное напряжение. Для определения длительности переходного процесса директива, определяющая длительность процесса измерения и его начало принимает вид:

```
.tran 0 35m 0m startup.
```

Результат измерения переходного процесса при напряжении на входе преобразователя 24 В приведен на рис. 3.

Из рис. 2 следует, что время переходного процесса составляет 24 мс (зеленая кривая). Напряжение на нагрузке включается после завершения переходного процесса с помощью ключа на транзисторе Q4.

В файле Spice Error Log выводится сообщение о вычисленном значении КПД

```
pin: AVG(-i(v1)*v(in))=17.0872 FROM 0 TO 0.035
pout: AVG(i(rlload)*v(out))=16.1498 FROM 0 TO 0.035
eff: pout/pin=0.945145
```



Рис. 3. Временные диаграммы напряжения на выходе преобразователя (зеленая), на нагрузке (синяя) и тока в нагрузке

Измеренное значение КПД при выходном напряжении 12 В и токе 4.75 А составляет 94.5%.

На рис. 4 приведены зависимости КПД и рассеиваемой мощности при различных значениях тока нагрузки и входных напряжений.

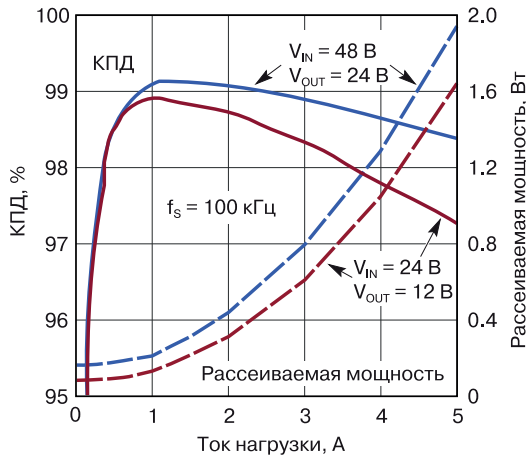


Рис. 4. Зависимости КПД и рассеиваемой мощности при различных значениях тока нагрузки и входного напряжения

Как следует из рис. 4 максимальный КПД преобразователя при токах в нагрузке от 1 до 3 А. Хотя и при больших токах он достаточно высокий.

На рис. 5 приведены зависимости КПД преобразователя от тока нагрузки при различных значениях частоты коммутации ключей при работе в режиме деления напряжения $24 \Rightarrow 12\text{ В}$.

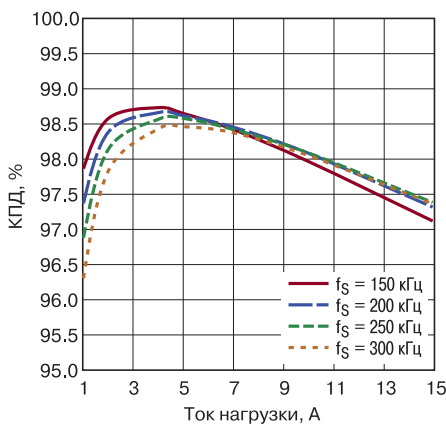


Рис. 5. Зависимости КПД преобразователя от тока нагрузки при различных значениях частоты коммутации ключей при работе в режиме деления напряжения $24 \Rightarrow 12\text{ В}$

Как следует из рис. 5 даже при максимальном токе нагрузки 15 А не менее 97%, а максимальное значение КПД составляет 98.7%.

Выходное сопротивление преобразователя в режиме умножения напряжения в два раза характери-

зуют рис. 6 и 7. В [1] приведены расчетные соотношения для вычисления выходного сопротивления преобразователя.

Как следует из этих рисунков, выходное сопротивление преобразователя в режиме деления на-

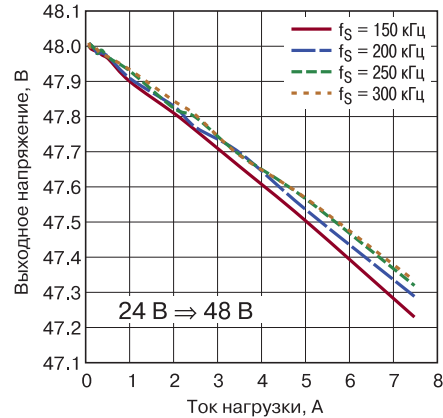


Рис. 6. Зависимость выходного напряжения преобразователя от тока нагрузки в режиме умножения напряжения

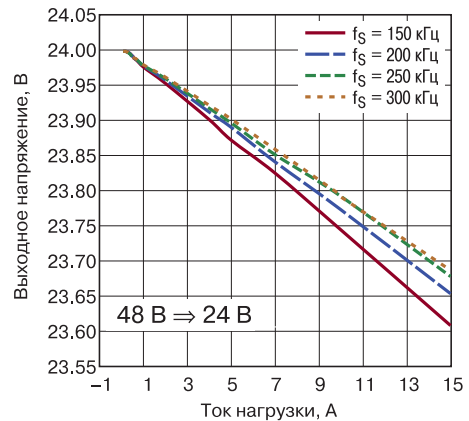


Рис. 7. Зависимость выходного напряжения преобразователя от тока нагрузки в режиме деления напряжения

пряжения, не превышает 0.027 Ом, а в режиме умножения напряжения – 0.1 Ом.

Используя два контроллера, можно реализовать делитель напряжения в 4 раза с выходным током до 20 А. На рис. 8 приведена схема такого преобразователя. Входное напряжение 48 В преобразуется в выходное напряжение 12 В.

Схемы включения LTC7820 в режиме умножения напряжения и в режиме инвертирования полярности напряжения приведены в [1]. Более подробную информацию о параметрах и особенностях включения в различных режимах можно найти в [1] и на

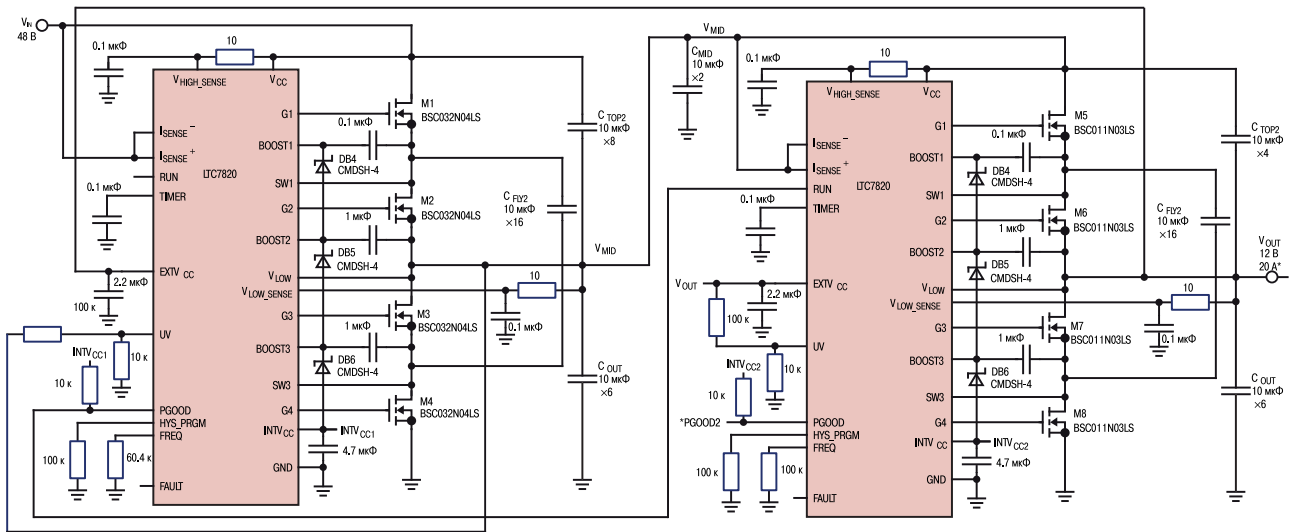


Рис. 8. Схема двухступенчатого мощного понижающего преобразователя напряжения с выходным током до 20 А

сайте компании Analog Devices.

Учитывая высокий КПД преобразователей на основе LTC7820, можно сделать вывод о целесообразности ее использования для реализации умножителей или делителей напряжения с наименьшими затратами.

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/7820fc.pdf>

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@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

МИКРОСХЕМА ФИЛЬТРОВ ВЕРХНИХ И НИЖНИХ ЧАСТОТ СВЧ-ДИАПАЗОНА С ЦИФРОВОЙ НАСТРОЙКОЙ

DIGITALLY TUNABLE, HIGH-PASS AND LOW-PASS FILTER

В статье приведена краткая информация о микросхеме ADMV8818, содержащей набор фильтров верхних и нижних частот СВЧ-диапазона, позволяющая менять полосу пропускания каждого из фильтров независимо. Управление частотой среза фильтров осуществляется четырехразрядным кодом, позволяющим сформировать 16 различных значений частоты среза. Встроенные коммутаторы, управляемые кодом, позволяют сконфигурировать ИМС для работы в качестве полосового фильтра, фильтра верхних или нижних частот. Управление режимами работы ИС осуществляется по интерфейсу SPI.

В. Макаренко

Abstract - The article provides brief information about the ADMV8818 microcircuit, which contains a set of high and low pass filters that allows you to change the bandwidth of each filter independently. The cutoff frequency of the filters is controlled by a four-bit code that allows 16 different cutoff frequencies to be generated. Built-in code driven switches allow the IC to be configured to act as a bandpass, high pass, or low pass filter. The operating modes of the IC are controlled via the SPI interface.

V. Makarenko

Компания Analog Devices выпустила интегральную микросхему СВЧ-диапазона ADMV8818, реализующую функции фильтров верхних (ФВЧ) и нижних частот (ФНЧ). Устройство содержит по четыре независимо управляемых ФВЧ и ФНЧ, которые обеспечивают перестройку частоты среза в диапазоне частот от 2 до 18 ГГц [1].

Такая конфигурация ИМС позволяет реализовать полосовой фильтр (ПФ) с регулируемой полосой пропускания, что значительно расширяет ее функциональные возможности. ИМС предназначена для использования в контрольно-измерительном оборудовании, радарх, системах радиоэлектронной борьбы и радиоэлектронного противодействия, спутниковой связи, промышленном и медицинском оборудовании.

Основные характеристики ИМС ADMV8818:

- код управления частотой среза 4-разрядный, что обеспечивает 16 различных значений частоты
- типовое значение затухания, вносимого фильтром в полосе пропускания, составляет 9 дБ
- подавление сигналов вне полосы пропускания составляет не менее 45 дБ
- мощность входного сигнала не более 20 дБм
- ток потребления не более 2 мА
- напряжение питания ± 2.5 В и 3.3 В
- диапазон рабочих температур $-55...105$ °С
- корпус LGA-56
- габаритные размеры 949 мм.

Структура ADMV8818 приведена на рис. 1. ADMV8818 состоит из двух секций: секции ввода и

секции вывода. Входная секция содержит четыре фильтра верхних частот и шунтирующий узел. Точно так же в выходной секции есть четыре фильтра нижних частот и шунтирующий узел. Выбор необходимой конфигурации фильтров осуществляется аналоговыми мультиплексорами MUX1...MUX4. Поскольку секции ввода и вывода независимы друг от друга, микросхема может быть сконфигурирована для любой комбинации и использоваться как ФВЧ, ФНЧ, ПФ или как всепропускающая цепь при включении между входом и выходом шунтирующих узлов (верхнее положение всех мультиплексоров).

Управление режимами работы ИМС осуществляется через последовательный интерфейс SPI.

Частота среза каждого фильтра конфигурируется независимо и может иметь 16 фиксированных значений. Значения диапазона перестройки частоты среза для каждого из фильтров приведены в табл. 1.

В табл. 2 приведена зависимость затухания, вносимого шунтами, в различных диапазонах частот, а в табл. 3 – затухание, вносимое парой фильтров.

В табл. 4 приведены значения дискретности перестройки частоты среза фильтров. Зная дискретность перестройки частоты и начальные значения диапазона перестройки частоты среза фильтра, можно рассчитать частоту среза каждого из фильтров для любого из 16 значений.

На рис. 2,а показана упрощенная схема ФВЧ1, который реализует фильтр пятого порядка, аппрок-

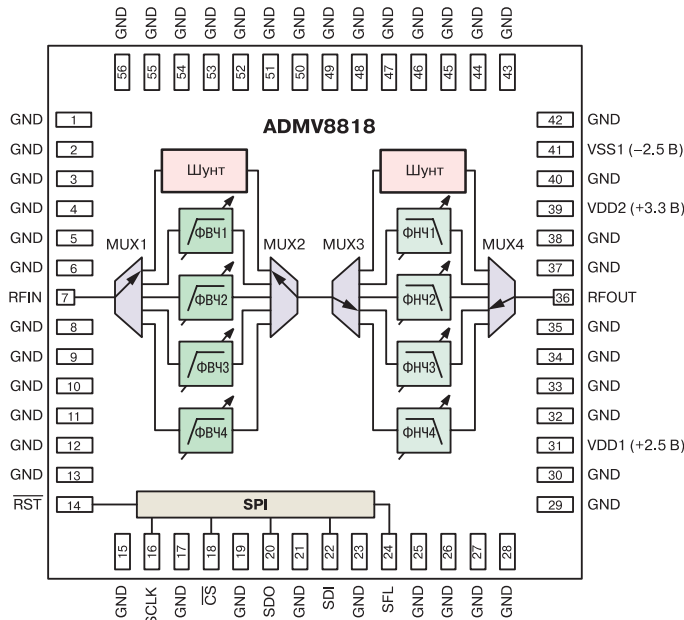


Рис. 1. Структура ИМС ADMV8818

Таблица 1. Значения частоты среза фильтров ADMV8818

Фильтр	Частота среза, ГГц
ФВЧ 1	1.75...3.55
ФВЧ 2	3.40...7.25
ФВЧ 3	6.60...12.00
ФВЧ 4	12.50...19.90
ФНЧ1	2.05...3.85
ФНЧ2	3.35...7.25
ФНЧ3	7.00...13.00
ФНЧ4	12.55...18.85

симированный по Чебышеву. Частота среза перестраивается путем коммутации каждого из конденсаторов с помощью аналогового мультиплексора (рис. 2,б).

Фильтры нижних частот построены аналогично (рис. 3) ФВЧ и переключение частоты среза осуществляется также коммутацией конденсаторов.

Таблица 3. Затухание, вносимое парой фильтров

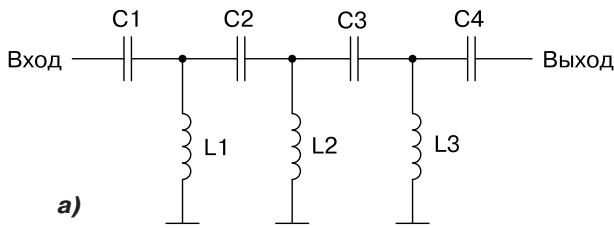
Частота, ГГц	Затухание, вносимое фильтрами в полосе пропускания, дБ	Конфигурация фильтров
2...6	7.3	ФВЧ1 полоса 2 и ФНЧ2 полоса 11
6...10	8.6	ФВЧ2 полоса 11 и ФНЧ3 полоса 8
10...14	11.8	ФВЧ3 полоса 10 и ФНЧ4 полоса 5
14...18	14.6	ФВЧ4 полоса 5 и ФНЧ4 полоса 13

Таблица 2. Затухание, вносимое шунтом

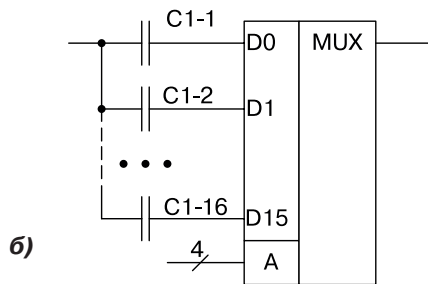
Частота, ГГц	Затухание, вносимое шунтом, дБ
2	3.2
10	4.4
18	6.0

Таблица 4. Дискретность перестройки частоты среза фильтров

Тип фильтра	Дискретность перестройки частоты, ГГц
ФВЧ1	0.12
ФВЧ2	0.26
ФВЧ3	0.36
ФВЧ4	0.49
ФНЧ1	0.12
ФНЧ2	0.26
ФНЧ3	0.40
ФНЧ4	0.42



а)



б)

Рис. 2. Упрощенная структура ФВЧ (а) и схема коммутации конденсаторов (б)

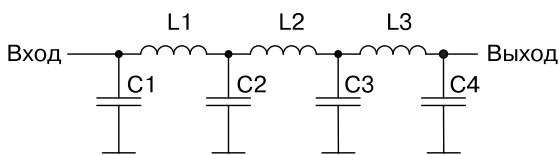


Рис. 3. Упрощенная структура ФНЧ

На рис. 4-7 приведены амплитудно-частотные характеристики некоторых комбинаций фильтров, образующих полосовые фильтры с полосой пропускания 4 ГГц.

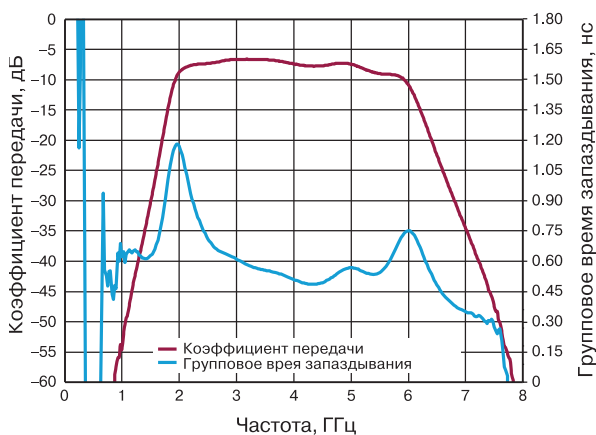


Рис. 4. АЧХ и групповое время запаздывания фильтра, образованного ФВЧ1 и ФНЧ2

Значение частоты среза каждого из фильтров можно ориентировочно оценить по рис. 8.

Состояние регистров и процесс программиро-

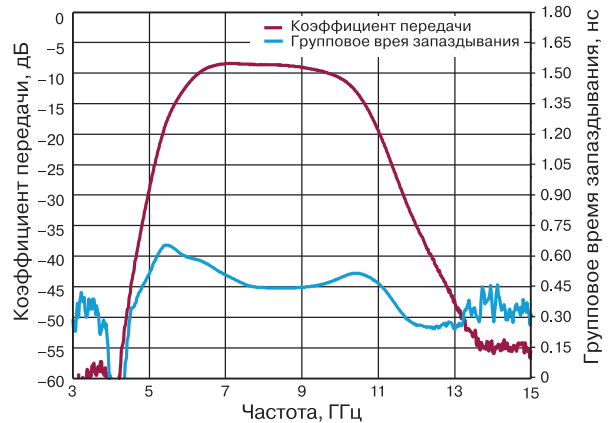


Рис. 5. АЧХ и групповое время запаздывания фильтра, образованного ФВЧ2 и ФНЧ3

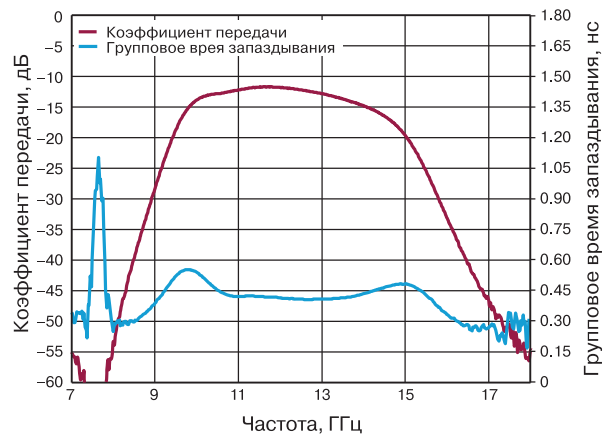


Рис. 6. АЧХ и групповое время запаздывания фильтра, образованного ФВЧ3 и ФНЧ4

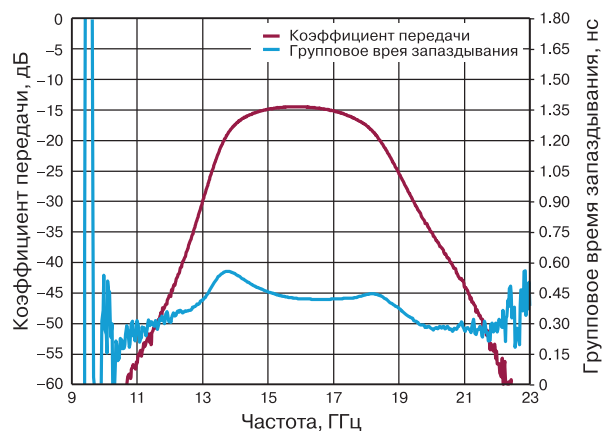


Рис. 7. АЧХ и групповое время запаздывания фильтра, образованного ФВЧ4 и ФНЧ4

вания различных конфигураций фильтров подробно описан в [1].

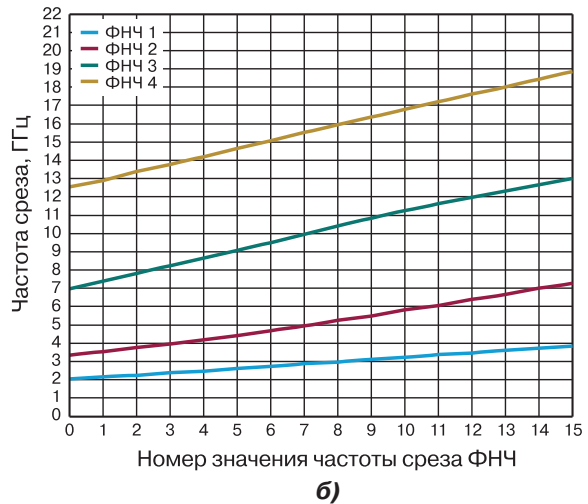
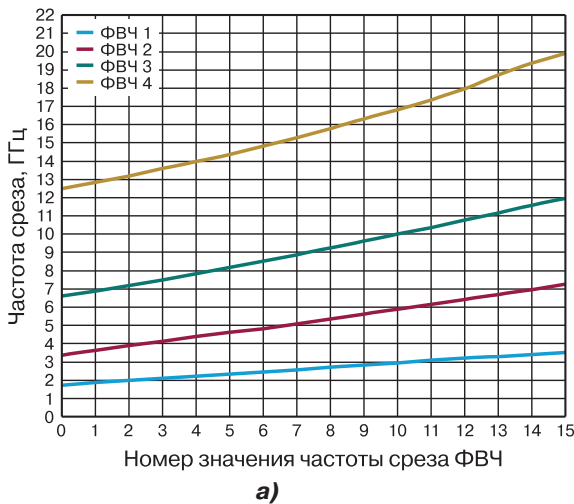


Рис. 8. Значения частоты среза ФВЧ (а) и ФНЧ (б) при различных вариантах настройки

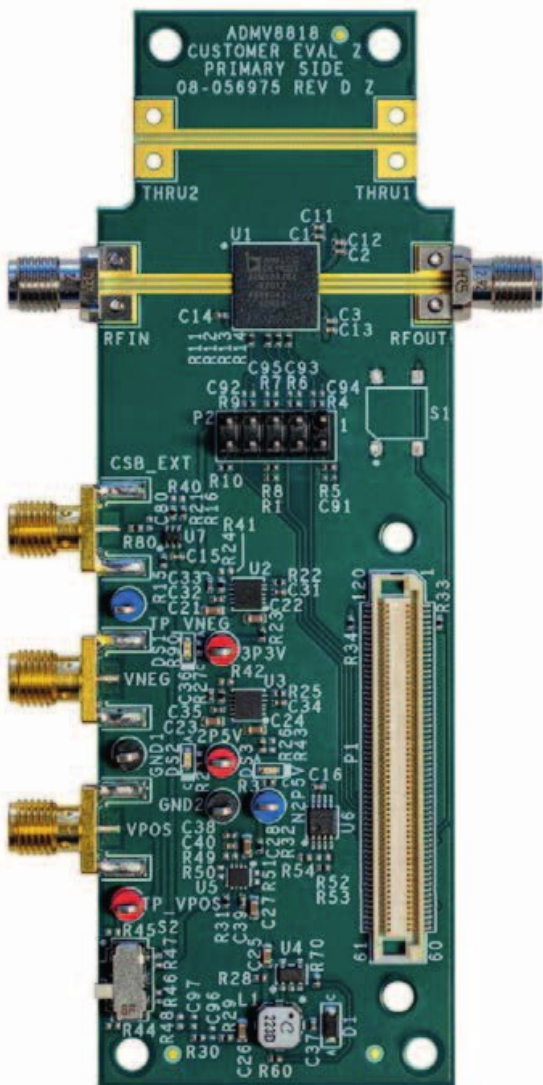


Рис. 9. Отладочная плата ADMV8818-EVALZ

Для отладки и программирования ADMV8818 компания Analog Devices выпускает отладочную плату ADMV8818-EVALZ [2], приведенную на рис. 9.

ADMV8818-EVALZ содержит микросхему ADMV8818, источник отрицательного напряжения, регуляторы с малым падением напряжения (LDO) и интерфейсная плата для демонстрационной платформы системы EVAL-SDP-CS1Z (SDP-S). Источник отрицательного напряжения и стабилизаторы LDO позволяют питать ADMV8818 либо от USB-источника питания 5 В от ПК, либо от двух внешних источников питания.

Схема подключения отладочной платы к измерительным устройствам приведена на рис. 10.

Чтобы подключить ADMV8818-EVALZ к источнику питания 5 В USB, необходимо переместить движок переключателя S2 вниз (рис. 10), чтобы включить встроенный источник отрицательного напряжения и стабилизаторы LDO. В качестве альтернативы ADMV8818-EVALZ можно запитать от внешнего источника, переместив движок переключателя S2 вверх, а затем подключив источники питания к портам или контрольным точкам V_{POS} и V_{NEG} .

Допустимый диапазон положительного напряжения, подаваемого на вход V_{POS} , составляет от 3,5 до 5,5 В, а допустимый диапазон отрицательного напряжения питания (V_{NEG}) составляет от -5,5 В до -2,7 В.

Компания Analog Devices предоставляет для работы с отладочной платой программное обеспечение ACE. При установленном программном обеспечении и подключении платы к ПК, плата ADMV8818 появляется в разделе "Подключенное оборудование". Подключаемый модуль ИМС

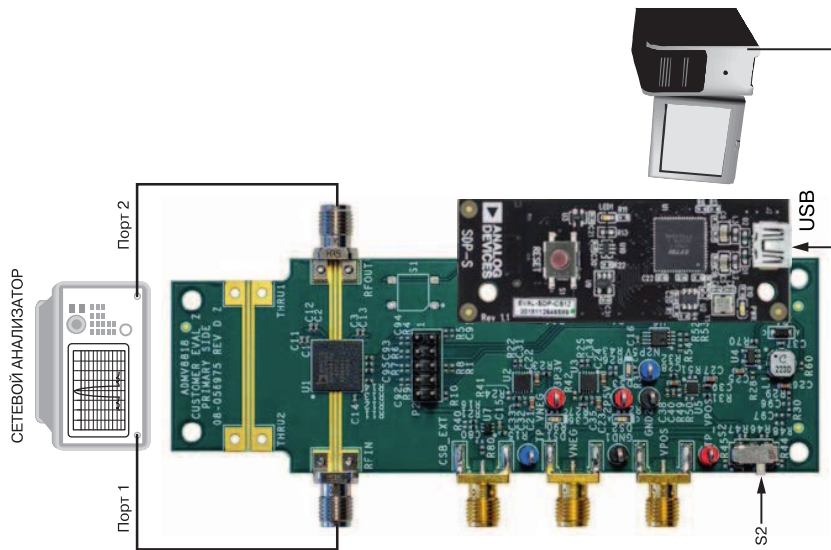


Рис. 10. Схема подключения отладочной платы ADMV8818-EVALZ к измерительным устройствам

ADMV8818 позволяет осуществлять настройку фильтров, дисплея, конфигурации загрузки и просматривать состояние чипа. В [2] приведена подробная информация о программировании ADMV8818 с помощью программного обеспечения ACE.

ЛИТЕРАТУРА

1. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/admv8818.pdf>.
2. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/admv8818-evalz-ug-1921.pdf>.

**БЮДЖЕТНЫЕ
AC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ
МАЛОЙ МОЩНОСТИ**

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

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



VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Rescom в Украине

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

Содержание журнала ЭКиС за 2020 г. Contents of Journal in 2020

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

В ПОМОЩЬ РАЗРАБОТЧИКУ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Ф. Достал
Как следует размещать развязывающий конденсатор на печатной плате импульсного преобразователя напряжения3/1

Б. Вагхмаре, Д. Кэри
Можно ли спроектировать источник питания с низким уровнем электромагнитных помех для размещения на печатной плате с плотной компоновкой электронных компонентов?4/1

С. Сервис
Оперативный мониторинг и диагностика состояния машин и механизмов в процессе эксплуатации11/1

К. Слаттери, Ю. Шида
Особенности применения ToF-технологии для измерения расстояния.....15/1

С. Кси
Управление SPI-интерфейсом микроконтроллера для обеспечения доступа к нестандартному SPI-интерфейсу АЦП24/1

Я.-Х. Бройдерс
Рынок носимых многопараметрических медицинских мониторов3/2

Я. Палхалми, Я.-Х. Бродерс
Оптические модули для фотоплетизмографии ...7/2

Т. Брэнд
Как построить программируемый генератор с использованием цифровых потенциометров ...13/2

Б. Хемп
Бесконтактное измерение уровня жидкости с помощью ИМС рефлектометра3/3

К. Мерфи
Выбор датчиков для прогнозного обслуживания двигателей9/3

С. Ипек
Лидар – особенности применения на транспорте ...15/3

Т. Мостеллер, К. Джарбо
Маломощный источник питания для микрофона напряжением 48 В на основе миниатюрного повышающего DC/DC-преобразователя напряжения19/3

К. Карриеро
Мониторинг состояния организма человека ...23/3

Д. Маккарти
Радар – виртуальный глаз автомобиля27/3

Альберт Хинкли
Устройство защиты автомобильных электрических цепей с большим диапазоном напряжений29/3

Ф. Достал
Что делать, если напряжение питания изменяется?.....34/3

В. Шейх, С. Ниттала
Методы проектирования систем сбора данных на постоянном и переменном токе на основе новых сигма-дельта АЦП3/4

С. Брамбл
Прецизионные полупроводниковые температурные сенсоры: взгляд автора на измерение температуры с точностью до ± 0.1 °C11/4

С. Ипек, Р. Капуста
Лидар в автономных системах для классификации и обнаружения объектов15/4

Д. Вудс
Чувствительный ко времени сетевой обмен данными или как стандарты IEEE поддерживают промышленную революцию Industry 4.021/4

ТЕХНОЛОГИИ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

П. Дхакер
Беспроводная сенсорная сеть для мониторинга качества воды15/2

Дж. Вэйсс, Ю. Росс
Беспроводные сенсорные сети для промышленного Интернета вещей20/2

НОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ

В. Котигорошко
GOWIN: новое имя на рынке FPGA29/1

В. Макаренко
Электромеханические реле производства компании Omron39/1

НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

В. Макаренко
Технология Li-Fi как альтернатива Wi-Fi46/1

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

В. Котигорошко Новый мощный драйвер светодиодов компании Mean Well – XLG-240	53/1
В. Котигорошко Неизолированные модульные DC/DC-преобразователи компании Mean Well	56/1
В. Макаренко DC/DC-преобразователи Silent Switcher®2 компании Analog Devices	59/1
Ф. Достал Влияние способа подключения источника питания на точность измерения его напряжения	25/2
Ф. Достал Что означает понятие “горячий” контур в электронике?	27/2
Ф. Достал Эффективные импульсные стабилизаторы с малым уровнем излучаемых помех	30/2
В. Макаренко Контроллер импульсного источника питания с эффективностью 99.9% и низким уровнем ЭМИ	32/2
А. Шах Почему шум опорного источника напряжения имеет значение при разработке прецизионных измерительных систем?	39/2
В. Макаренко Основные возможности программы проектирования импульсных источников питания LTpowerCADII	37/3
В. Черный Новое поколение модульных DC/DC-преобразователей Interpoint	53/3
В. Макаренко Матричный светодиодный диммер LT3967 с автоматическим определением неисправностей ...	59/3
Ф. Достал Как снизить уровень электромагнитных помех в драйверах светодиодов	24/4
Ф. Достал Об улучшении динамики источника питания с обратной связью	27/4
Ф. Достал Формирование напряжений питания низкого уровня с помощью стандартных стабилизаторов напряжения	30/4

Ч. Мен Проектирование многоуровневых источников питания для установки на печатных платах. Часть 1. Стратегия	33/4
---	------

Ч. Мен Проектирование многоуровневых источников питания для установки на печатных платах. Часть 2. Особенности проектирования и испытания	37/4
--	------

В. Макаренко Синхронизация работы нескольких источников питания в системах с многоуровневым питанием с использованием DC/DC-преобразователей GAIA...43/4	43/4
---	------

В. Макаренко Многоуровневый источник питания для устройств с низким энергопотреблением	48/4
---	------

В. Макаренко Контроллер мощных DC/DC-преобразователей с накачкой заряда	52/4
--	------

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

В. Макаренко О целесообразности применения SFG-метода при проектировании активных фильтров	49/2
---	------

В. Макаренко Формирование и обработка звуковых файлов в программе моделирования LTspice	59/2
--	------

ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Микросхема фильтров верхних и нижних частот СВЧ-диапазона с цифровой настройкой	58/4
---	------

СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА

Содержание журнала за 2020 г.	63/4
------------------------------------	------

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.

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