

# О ВЫБОРЕ ПАРАМЕТРОВ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С НАКАЧКОЙ ЗАРЯДА

**В** статье рассматриваются вопросы оптимизации параметров DC/DC-преобразователей с накачкой заряда для получения максимально возможного КПД. Проведено моделирование инвертирующего преобразователя в NI Multisim при вариации параметров элементов преобразователей. Сформулированы рекомендации по выбору параметров элементов преобразователей и формированию сигналов управления.

В. Макаренко

## ON THE CHOICE OF PARAMETERS OF DC/DC CONVERTERS WITH CHARGE PUMPS

**Abstract** – The article considers the questions of optimization of parameters of DC/DC converters with charge pumps to obtain the maximum possible efficiency. The simulation of the inverting Converter in NI Multisim at a variation of parameters of elements in converters. Recommendations on the choice of parameters of elements in converters and to the formation of the control signals are given.

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 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 тех приложениях, где величина тока не превышает нескольких сот миллиампер, они могут использоваться весьма успешно [1, 2]. Многие ведущие производители ИМС выпускают такие преобразователи в интегральном исполнении, что позволяет минимизировать размеры преобразователей, построенных с их использованием.

Для уменьшения размеров конденсаторов и оптимизации выходного тока в преобразователях с накачкой заряда повышают частоту переключения и стараются уменьшить сопротивление ключей, но эти меры приводят к появлению шумов и пульсаций на входе подключения источника питания, что в свою очередь приводит к появлению кондуктивных помех, распространяемых по шинам питания. Это может привести к нарушению режимов работы устройств, чувствительных к помехам по цепям питания: генераторов, управляемых напряжением, аналого-цифровых преобразова-

телей и др.

Как правило, преобразователи с накачкой заряда делаются инвертирующими, хотя сделать его неинвертирующим не представляется сложной задачей. Напомним коротко основные принципы работы такого преобразователя, чтобы перейти к рассмотрению его параметров и оценки их влияния на характеристики преобразователя.

На рис.1 приведена функциональная схема преобразователя с накачкой заряда, работающего в режиме инвертирования входного напряжения.

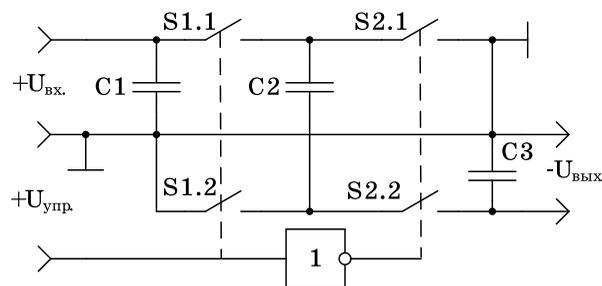


Рис. 1. Функциональная схема инвертирующего преобразователя с накачкой заряда

Управление ключами преобразователя осуществляется двухфазным сигналом со скважностью 2. В первом такте конденсатор накачки C2 заряжается от источника входным напряжением  $U_{вх}$  через замкнутые ключи S1.1 и S1.2. В это время ключи S2.1 и S2.2 закрыты.

В следующем тактовом цикле ключи S2.1 и S2.2 замыкаются и подключают C2 к C3, формируя на выходе схемы напряжение, приблизительно равное напряжению на входе, но с противоположным знаком.

Так как в момент замыкания ключей S1 от источника входного напряжения потребляется импульсный ток, амплитуда которого может во много раз превышать номинальный ток нагрузки, то на входе такого преобразователя необходимо установить накопительный конденсатор C1, который будет обеспечивать необходимый импульс тока в момент переключения.

В работе [3] указывается, что при использовании преобразователя, построенного по приведенной выше функциональной схеме, обеспечивается низкий уровень электромагнитных помех.

Однако и в [1...3], и в других источниках отсутствует информация о том, как влияет емкость конденсатора C2 на КПД преобразователя, должны ли быть конденсаторы C1...C3 одинаковой емкости или нет, насколько сильно влияет сопротивление открытого ключа на КПД преобразователя и величину пульсаций выходного напряжения, насколько внутреннее сопротивление источника входного напряжения влияет на КПД, влияют ли сквозные токи ключей, протекающие в момент переключения S1 и S2, на параметры преобразователя или нет.

Для ответа на эти вопросы было проведено моделирование такого преобразователя в программе NI Multisim. Модель для анализа работы инвертирующего преобразователя приведена на рис. 2. Значения емкостей конденсаторов для первого эксперимента были выбраны в со-

ответствии со значениями, приведенными в [3].

Для коммутации конденсаторов используются управляемые напряжение сдвоенные ключи S1 и S2, управление которыми осуществляется с помощью двух импульсных генераторов V2 и V3. Такое построение схемы управления дает возможность формировать сигналы с различной скважностью и взаимным расположением.

Осциллографы XSC1 и XSC2 позволяют контролировать форму тока заряда конденсатора C2 и выходное напряжение преобразователя на нагрузке R1, а также форму и взаимное расположение сигналов управления ключами.

Для определения КПД предназначены ваттметры XWM1 и XWM2, измеряющие мощность, отбираемую от источника, и мощность, отдаваемую в нагрузку.

Осциллограммы сигналов управления ключами, тока заряда конденсатора C2 и пульсаций выходного напряжения приведены на рис. 3.

При периоде следования управляющего сигнала 10 мкс и скважности 2 сопротивлении открытых ключей 100 МОм КПД преобразователя составил 84.3%, размах напряжения пульсаций на выходе примерно 90 мВ (осциллограмма зеленого цвета) при выходном напряжении -9.06 В, а амплитуда тока заряда конденсатора C2 равна 50 А (коричневая осциллограмма на рис. 3,б). Хотя это не совсем корректно. На самом деле это ток, протекающий через ключ S1. Измеренное значение КПД близко к приведенному в [3].

После первого эксперимента можно произвести исследование влияния различных па-

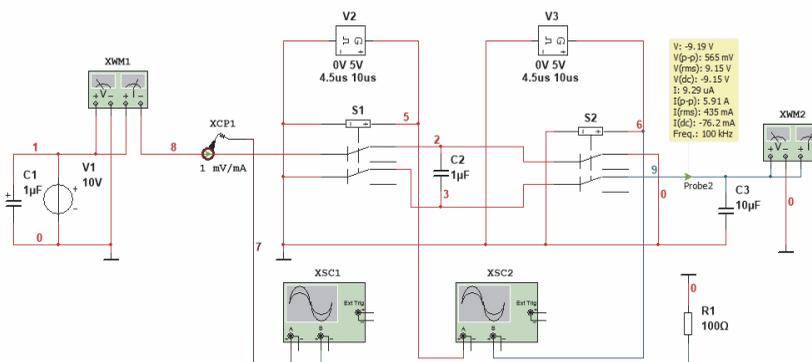
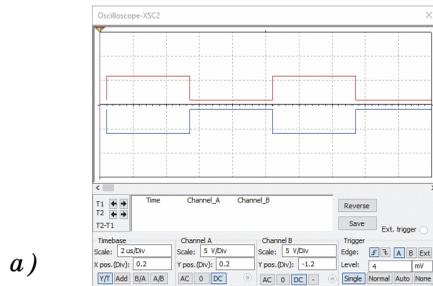
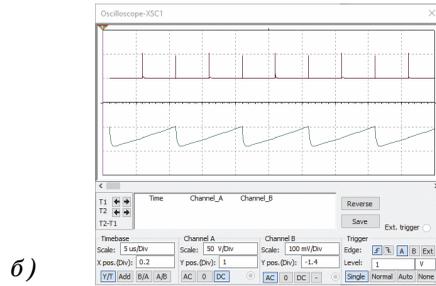


Рис. 2. Модель для исследования преобразователя напряжения с накачкой заряда



а)

а)



б)

б)

**Рис. 3. Осциллограммы сигналов управления ключами (а), тока заряда конденсатора С2 и пульсаций выходного напряжения (б)**

**Рис. 4. Осциллограммы сигналов управления ключами (а), тока заряда конденсатора С2 и пульсаций выходного напряжения (б)**

раметров сигналов управления и элементов на характеристики преобразователя.

#### Анализ влияния сквозных токов через ключи на КПД преобразователя

Чтобы исключить сквозные токи, введем защитные промежутки в сигналы управления ключами (рис. 4,а). В результате этого амплитуда импульса тока, протекающего через ключ S1, уменьшилась до 5 А, а КПД увеличился до 91.2%, что весьма существенно. Амплитуда пульсаций и значение выходного напряжения при этом не изменились.

#### Влияние емкости накопительного конденсатора на КПД преобразователя

Для оценки влияния емкости конденсатора С2 на КПД преобразователя проведем несколько экспериментов, изменяя емкость ступенями.

Результаты экспериментов по влиянию емкости конденсатора накачки (С2 на схеме) на КПД преобразователя при частоте коммутации 100 кГц сведены в табл. 1, а при частоте 1 МГц – в табл. 2.

Уменьшение значения КПД при уменьшении сопротивления нагрузки объясняется увеличением потерь на сопротивлении открытых ключей при переключении из-за увеличения тока заряда конденсатора С2.

Для сравнения при частоте коммутации 100 кГц сопротивлении открытых ключей, равном 10 мОм, и сопротивлении нагрузки 25 Ом, значению емкости конденсатора С2, равному 50 мкФ, соответствуют: напряжение пульсаций 210 мВ, амплитуда импульса тока 4.0 А, выходное напряжение -9.86 В, КПД – 98.6%. Как следует из этого эксперимента КПД, увеличился на 2% по сравнению со случаем, когда сопротивление открытых ключей равно 100 мОм.

#### Влияние соотношения емкостей входного и накопительного конденсаторов на КПД преобразователя

При сохранении частоты коммутации, равной 100 кГц, сопротивления нагрузки 25 Ом, сопротивлении открытых ключей, равных 100 мОм, величины емкости С2, равной 50 мкФ, увеличим емкость С1 до 10 мкФ (начальное значение 1 мкФ). При таком соотношении КПД уменьшился до 95.6% при напряжении пульсаций

**Таблица 1. Зависимость КПД преобразователя с накачкой заряда от емкости конденсатора накачки при сопротивлении открытых ключей 100 мОм и частоте коммутации 100 кГц**

Емкость C2, мкФ	Емкость C1, мкФ	Rн, Ом	Uвых., В	Амплитуда импульса тока C2, А	Напряжение пульсаций, мВ	КПД, %
1	1	100	-9.08	5	80	91.3
10	1	100	-9.85	0.5	60	98.5
20	1	100	-9.88	0.35	55	99.5
50	1	100	-9.89	0.25	50	98.4
1	1	25	-7.12	12.5	220	70.4
10	1	25	-9.46	2.0	210	94.7
20	1	25	-9.57	1.2	200	96.5
50	1	25	-9.61	1	200	96.2

**Таблица 2. Зависимость КПД преобразователя с накачкой заряда от емкости конденсатора накачки при сопротивлении открытых ключей 100 мОм и частоте коммутации 1 МГц**

Емкость C2, мкФ	Емкость C1, мкФ	Rн, Ом	Uвых., В	Амплитуда импульса тока C2, А	Напряжение пульсаций, мВ	КПД, %
1	1	100	-9.88	0.5	6	98.75
10	1	100	-9.91	0.25	6	99.1
20	1	100	-9.91	0.2	5	99.5
50	1	100	-9.91	0.21	5	99.2
1	1	25	-8.9	2.0	21	95.3
10	1	25	-9.22	1.0	21	96
20	1	25	-9.38	0.9	20	96.6

210 мВ, амплитуде тока 1 А, выходном напряжении, равном -9.61 В. При значении емкости C1, равном 5 мкФ, КПД возрастает до 96.3%.

Как следует из этого сравнения, КПД преобразователя мало зависит от соотношения емкостей, но наилучший результат получается, если C2/C1 ≥ 10.

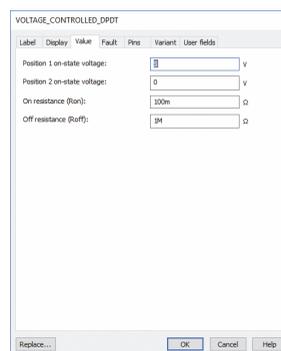
### Влияние сопротивления открытых ключей на КПД преобразователя

При неизменных параметрах сопротивления нагрузки (25 Ом), частоты коммутации (100 кГц), значений емкостей конденсаторов (C1 = 5 мкФ, C2 = 50 мкФ) проведем измерение КПД при различных значениях сопротивлений открытых ключей. Результаты экспериментов сведены в табл. 3.

Для изменения сопротивления открытого

ключа достаточно дважды щелкнуть "мышью" по иконке ключа и в открывшемся окне на вкладке Value установить значение On resistance (Ron) равным требуемому значению.

Из табл. 3 следует, что уменьшение сопро-



**Рис. 5. Окно настройки параметров аналогового ключа**

**Таблица 3. Зависимость КПД преобразователя с накачкой заряда от сопротивления открытых ключей при частоте коммутации 100 кГц и  $R_n = 25 \text{ Ом}$**

$R_{on}$ , мОм	Емкость C2, мкФ	Емкость C1, мкФ	U <sub>вых.</sub> , В	Амплитуда импульса тока C2, А	Напряжение пульсаций, мВ	КПД, %
1	50	5	-9.85	40	210	98.8
10	50	5	-9.86	4.0	210	97.9
100	50	5	-9.61	1.0	200	96.2

тивления открытых ключей до 1 мОм привело к увеличению амплитуды импульса тока до 40 А, значение КПД стало равным 98.8%, а остальные параметры не изменились. Т.е. на практике использовать ключи с сопротивлением в открытом состоянии менее 10 мОм нецелесообразно из-за слишком большой величины зарядного тока. Хотя выигрыш в КПД и составляет почти 1%, но требования к параметрам ключей с  $R_{on} = 1 \text{ мОм}$  намного более жесткие, чем для ключей с  $R_{on} = 10 \text{ мОм}$ .

Из проведенных экспериментов можно сделать вывод, что при использовании идеальных ключей (время переключения ключей модели 1нс), имеющих сопротивление в открытом состоянии, равное 10 мОм, можно достигнуть значения КПД 98...99% в зависимости от тока нагрузки.

Уменьшить напряжение пульсаций на выходе можно путем увеличения емкости конденсатора C3. Так при токе нагрузки 396 мА и емкости конденсатора C3, равной 100 мкФ, размах напряжения пульсаций уменьшился до 30 мВ, а КПД при этом составил 99.1%.

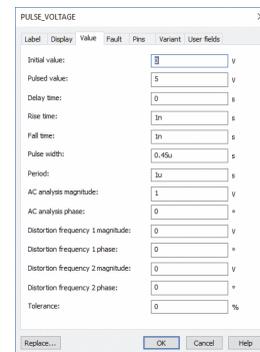
#### Влияние времени переключения ключей на КПД преобразователей с накачкой заряда

Все описанные выше эксперименты проводились с использованием ключей, время переключения которых составляло 1 нс (определяется длительностью фронта и спада сигнала генератора управления). Но если учесть, что при использовании реальных ключей на полевых транзисторах время переключения будет значительно больше, то и потери, вызванные появлением сквозных токов, должны значительно возрасти. При этом схемы в которых предусмотрен защитный промежуток в сигналах управления, если длительность времени включения/выключения ключей будет мень-

ше величины защитного промежутка, должны иметь малую чувствительность к этому параметру. А вот схемы, в которых сигнал управления имеет скважность 2, – высокую.

Для эксперимента был выбран вариант с нагрузкой, равной 25 Ом. Длительность времени переключения задавалась длительностью фронта и спада сигналов управления, формируемых генераторами V2 и V3. Для изменения длительности фронта и спада достаточно дважды щелкнуть "мышкой" по значку генератора и в открывшемся окне (рис. 6) задать необходимые величины.

При экспериментах с наличием защитного



**Рис. 6. Окно задания параметров генератора управляющих сигналов**

промежутка в сигналах управления его длительность была выбрана 0.5 мкс. Изменение длительности фронта с спада в пределах 1...200 нс не привело к каким-либо существенным изменениям параметров преобразователя.

Абсолютно другая ситуация при проведении эксперимента с сигналами управления без защитных промежутков. Результаты эксперимента приведены в табл. 4.

Рост потерь при увеличении длительности переключения ключей объясняется тем, что, хотя амплитуда импульса тока заряда конден-

**Таблица 4. Зависимость КПД преобразователя с накачкой заряда от длительности времени переключения ключей при отсутствии защитных промежутков в сигналах управления**

Длительность фронта/спада, нс	Сопротивление нагрузки, Ом	Выходное напряжение, В	Амплитуда импульса тока $C_2$ , А	Напряжение пульсаций, мВ	КПД, %
1	25	-9.91	500	30	84.6
10	25	-9.8	500	60	36.8
20	25	-8.04	500	600	17.2
50	25	-6.61	500	800	10.1

сатора  $C_2$  и не растет, но увеличивается его длительность и площадь под кривой тока, как следствие, также возрастает.

#### Влияние частоты переключений на КПД преобразователя

Учитывая приведенные выше результаты, можно уверенно предсказать, что КПД преобразователя, работающего без защитных промежутков в сигналах управления при увеличении частоты переключения будет еще больше зависеть от длительности переключения ключей.

А вот преобразователь, работающий с защитными промежутками при использовании идеальных ключей, при увеличении частоты переключений должен иметь приблизительно такие же характеристики, как и при частоте переключений 100 кГц.

Для проверки зададим период следования сигналов управления равный 1 мкс, защитный промежуток 0,05 мкс, длительность импульса управления 0,45 мкс. При таких параметрах сигналов управления на нагрузке сопротивлением 25 Ом получены следующие параметры: напряжение на выходе -10 В, размах напряжения пульсаций 30 мВ, импульс тока 4 А, КПД равен 99.2%. Учитывая, что частота переключения была увеличена в 10 раз (до 1 МГц), емкости всех конденсаторов были уменьшены в 10 раз до значений  $C_1 = 1$  мкФ,  $C_2 = 5$  мкФ,  $C_3 = 10$  мкФ.

Преобразователи, в которых коэффициент преобразования отличается от единицы, имеют более сложную систему коммутации конденсаторов и большее количество ключей [1]. Там же описаны методы стабилизации выход-

ного напряжения преобразователей с накачкой заряда. В [4] описаны преобразователи с накачкой заряда, которые обладают высоким КПД при импульсном потреблении энергии нагрузкой преобразователя.

Конечно эксперименты, описанные в статье, показывают скорее теоретически достижимый КПД, но позволяют проследить влияние параметров элементов преобразователей на их эффективность.

Из приведенного выше материала можно сделать следующие выводы:

1. Нецелесообразно использовать DC/DC-преобразователи с накачкой заряда в режиме управления без защитных промежутков. Это приводит к потерям КПД в самом благоприятном случае не менее 7%.

2. Основным фактором, влияющим на КПД таких преобразователей, является сопротивление аналоговых ключей в открытом состоянии и наличие защитного промежутка в сигналах управления, длительность которого должна превышать время переключения аналоговых ключей.

3. Использование ключей с внутренним сопротивлением в открытом состоянии менее 10 мОм нецелесообразно по двум причинам: это не приводит к значительному росту КПД; намного увеличивается амплитуда импульсов зарядного тока конденсатора накачки, что требует применения ключей с более высокими максимальными токами коммутации.

4. В значительной степени КПД преобразователя зависит от соотношения емкостей входного конденсатора и конденсатора накачки. Наилучший результат может быть получен при отношении емкостей этих конденсаторов менее 1/10.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Д. Яблоков, Современные микропотребляющие DC/DC-преобразователи с накачкой заряда для приборов с батарейным питанием // Компоненты и технологии, №2, 2005. с. 96-99.

2. Е. Никитин, Методы уменьшения входных пульсаций для преобразователей с накачкой заряда /

[http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/03\\_05/stat\\_58.htm](http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/03_05/stat_58.htm).

3. T. Armstrong, High voltage charge pumps deliver low EMI / EDN Europe, May 2016, p. 24-25 ([www.edn-europe.com](http://www.edn-europe.com)).

4. Д. Беттен Накачка и сброс — больше энергии, чем вы ожидали! // Электронные компоненты №6, 2009. с. 25-27.

## НОВЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ С МАЛЫМ ПАДЕНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ И СВЕРХНИЗКИМ УРОВНЕМ ШУМА КОМПАНИИ ANALOG DEVICES

**В** статье приведена краткая информация о сверхмалощумящих стабилизаторах напряжения с малым падением напряжения, предназначенных для использования в системах связи, измерительной и медицинской технике, в аппаратуре звуковоспроизведения класса High-End.

V. Макаренко

### NEW REGULATORS WITH LOW DROPOUT AND ULTRA LOW NOISE ANALOG DEVICES

**Abstract** - The article presents brief information about ultralownoise voltage regulators low dropout voltage designed for use in communication systems, instrumentation and medical equipment, audio equipment High-End.

V. Makarenko

Компания Analog Devices, Inc. анонсировала выпуск двух семейств стабилизаторов с малым падением напряжения (low dropout regulator – LDO) со сверхнизким уровнем шума.

LDO-стабилизаторы семейств ADP176x [1] и ADP715x [2] ориентированы, в первую очередь, на применение в базовых станциях беспроводной связи, кабельных системах связи, промышленной измерительной технике, аудиотехнике класса High-End и медицинских приборах. Новые стабилизаторы обеспечивают меньшую длительность переходного процесса и повышенный коэффициент подавления пульсаций напряжения питания, что весьма существенно в чувствительных к шуму аналоговых схемах, особенно при передаче данных на высоких скоростях.

LDO-стабилизаторы ADP176x и ADP715x могут применяться в различных, чувствительных к шумам по цепям питания устройств, включая радиочастотные трансиверы, генераторы, управляемые напряжением, синтезато-

ры с фазовой автоподстройкой частоты, генераторы тактовых сигналов, а также быстродействующие аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи. Кроме того, новые стабилизаторы позволяют сократить размеры печатных плат и стоимость изделий, избавляя от необходимости применения дополнительных пассивных компонентов (внешних фильтров и проходных конденсаторов).

LDO-стабилизаторы семейства ADP176x обеспечивают выходное напряжение в диапазоне от 0.5 В до 1.5 В при токе нагрузки до 3 А [1]. Выходное напряжение ADP715x от 1.2 В до 3.3 В при токе нагрузки до 2 А.

В табл. 1 приведены основные характеристики LDO-стабилизаторов семейств ADP176x, а в табл. 2 – ADP715x.

Все стабилизаторы предназначены для работы в диапазоне температур от -40 до 125 °С. Для защиты от перегрева предусмотрено выключение стабилизатора при достижении температуры кристалла 150 °С. Гистерезис системы защиты от перегрева 15 °С. При пониже-