

# Особенности структуры и схем DC/DC-конвертеров с напряжением питания различной полярности

Владимир Смирнов, к. т. н.

vladsmrn@gmail.com

## Введение

В современных многоканальных источниках питания радиоэлектронных устройств на автономных объектах существует потребность в DC/DC-конвертерах, преобразующих, по необходимости, как положительное напряжение в положительное или отрицательное, так и отрицательное напряжение в отрицательное или положительное. При совпадении полярности напряжений входа и выхода конвертер является неинвертирующим (НИ), а при несовпадении — инвертирующим (ИН). В соответствии с введенными в [1] обозначениями конвертеров положительного (КПН) и отрицательного (КОН) напряжения, множество видов конвертеров включает КПН НИ, КПН ИН, КОН НИ и КОН ИН. В широко используемой литературе [2] особенностям схем последних двух видов внимание не уделено.

Содержательный анализ схем КОН в свое время выполнен в [3, 4] без сравнительного анализа особенностей КОН и КПН, но он достаточно информативен, чтобы сделать следующее заключение: все возможные базовые виды КОН и КПН (импульсных регуляторов напряжения, ИРН, согласно [2]) могут быть реализованы с использованием стандартных микросхем (МС), содержащих внутри или снаружи МС один силовой транзисторный ключ и сконструированных в расчете на преобразование положительного напряжения.

МС преобразователей с ключом внутри имеют не менее четырех выводов (клемм):  $V_{in}$  — клемма плюс напряжения питания; GND — клемма минус напряжения питания; SW — свободный вывод силового ключа-транзистора, второй вывод которого присоединен либо к  $V_{in}$ , либо к GND; FB — клемма минус-входа усилителя сигнала ошибки в контуре обратной связи управления преобразователем. Сигнал обратной связи по выходному напряжению конвертера формируется как VFB\_GND, т. е. плюсом на FB относительно GND.

Согласно [1], будем различать МС конвертеров с H-SW ключом, которые предназначены для реализации buck-конвертеров (понижающих ИРН), и микросхемы с L-SW ключом, предназначенные для создания boost-конвертеров (повышающих ИРН). Далее будет показано, что при создании схем buck-boost-конвертеров, т. е. ИРН, способных осуществлять как понижение, так и повышение модуля вы-

ходного напряжения по отношению к питающему напряжению, могут потребоваться МС как с L-SW, так и с H-SW силовыми ключами.

В дальнейшем мы рассмотрим множество различных видов бестрансформаторных DC/DC-конвертеров, структура которых, как минимум, включает: подсхему источника питающего напряжения  $V_{in}$ ; подсхему МС с устройствами для ШИМ-управления силовым ключом и стабилизации выходного напряжения; подсхему силового ключа с датчиком тока; подсхему формирования величины и формы выходного напряжения  $V_{out}$  на нагрузку. Подсхема ключа может быть конструктивно встроена в МС. Структура, о которой идет речь, отличается тем, что клеммы  $+V_{in}$  и  $-V_{in}$  подсхемы источника соединены, соответственно, с клеммами  $V_{in}$  и GND подсхемы МС, одна из которых связана с одной из клемм  $V_{out}$  проводом GND-CH, называемым общим, относительно которого производят отсчет входного ( $V_{in}$ ) и выходного ( $V_{out}$ ) напряжений. Как будет видно, в схемах КПН он соединяет  $-V_{in}$  с клеммой GND МС и с одной из клемм  $V_{out}$ , а в схемах КОН этот провод соединяет  $+V_{in}$  с клеммой  $V_{in}$  МС и с одной из клемм  $V_{out}$ . В возникающих при этом различных ситуациях признаки H-SW и L-SW помогают производить идентификацию и выбор МС для конвертеров, поскольку оба типа ключей могут быть использованы при создании схем buck-, boost- и buck-boost КПН и КОН. Основным признаком для идентификации МС является присоединение датчика тока между ключом и клеммой GND в МС с L-SW, а в МС с H-SW — между ключом и клеммой  $V_{in}$ .

В [3] систематизировано проектирование конвертеров на основе L-SW микросхем, а в [4] — на основе H-SW микросхем. В обоих руководствах представлены варианты схем ИРН описанной структуры, в которых GND-CH соединяет  $-V_{in}$  с GND МС и с  $V_{out}$  (в КПН), или  $+V_{in}$  с  $V_{in}$  МС и с  $V_{out}$  (в КОН). Однако в ряде предлагаемых схем отсутствует общий провод GND-CH с указанными соединениями, или даже одно из соединений  $+V_{in}$  и  $-V_{in}$  с МС.

## КПН и КОН НИ и ИН типов buck-, boost- и buck-boost

Особенности структуры и схем buck-, boost- и buck-boost-конвертеров при питании от источников раз-

личной полярности могут быть выяснены при параллельном рассмотрении однотипных конвертеров с питанием от источников разной полярности, три пары которых представлены на рис. 1а–в.

Схемы в паре КПН и КОН отделены друг от друга по вертикали штриховой линией. Это позволяет заметить квазизеркальное расположение [5] элементов в КПН и КОН относительно проводов GND\_CH в них, имеющих нулевой потенциал входного и выходного напряжений. Видно, что месторасположение ветвей транзисторных ключей S и диодов D1 в КПН и КОН зеркальное, а вот направление включения S и D1 в зеркальных ветвях — прямо противоположное. Это обстоятельство должно быть строго учтено при конструировании схем КОН, которое обычно опирается на известные схемы КПН.

Важнейшая [2] особенность схем, показанных на рис. 1, состоит в том, что схемы buck и boost являются неинвертирующими, и поэтому на выходе КПН напряжение положительное, а на выходе КОН — отрицательное. В свою очередь, схемы buck-boost — инвертирующие, и поэтому на выходах этих КПН обнаруживаем напряжение отрицательное, а на выходах КОН — положительное.

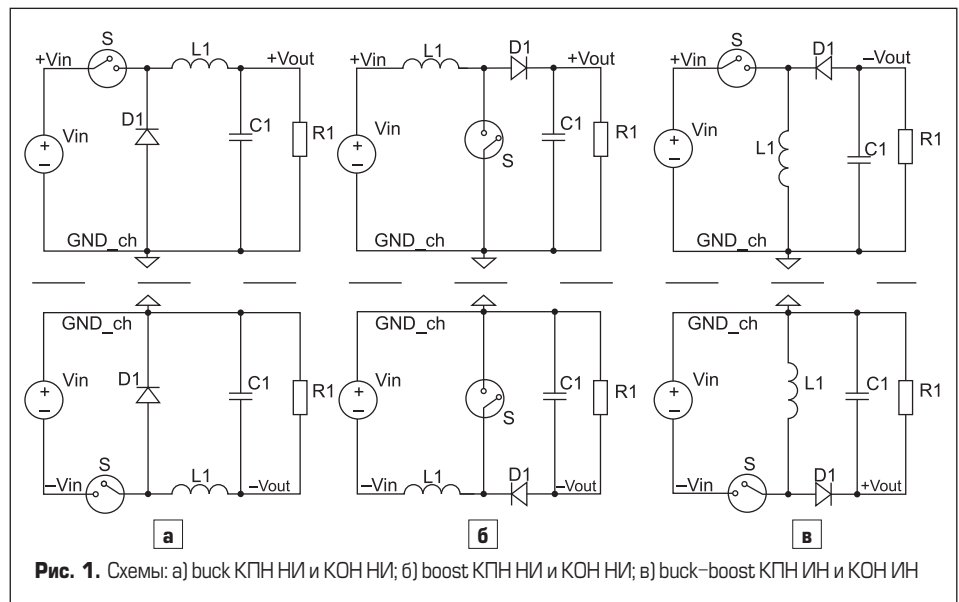


Рис. 1. Схемы: а) buck КПН НИ и КОН НИ; б) boost КПН НИ и КОН НИ; в) buck-boost КПН ИИ и КОН ИИ

Учитывая то обстоятельство, что весь ток или часть тока включенного ключа S во всех схемах (рис. 1) вытекает из +Vin источника питания, можно утверждать, что на рис. 1а КПН должен быть реализован на основе MC с H-SW, а КОН — на основе

МС с L-SW; на рис. 1б КПН должен содержать MC с L-SW, а КОН — MC с H-SW; на рис. 1в КПН должен содержать MC с H-SW, а КОН — MC с L-SW. Сказанное далее подтверждено примерами схем DC/DC, приведенными на рис. 2.

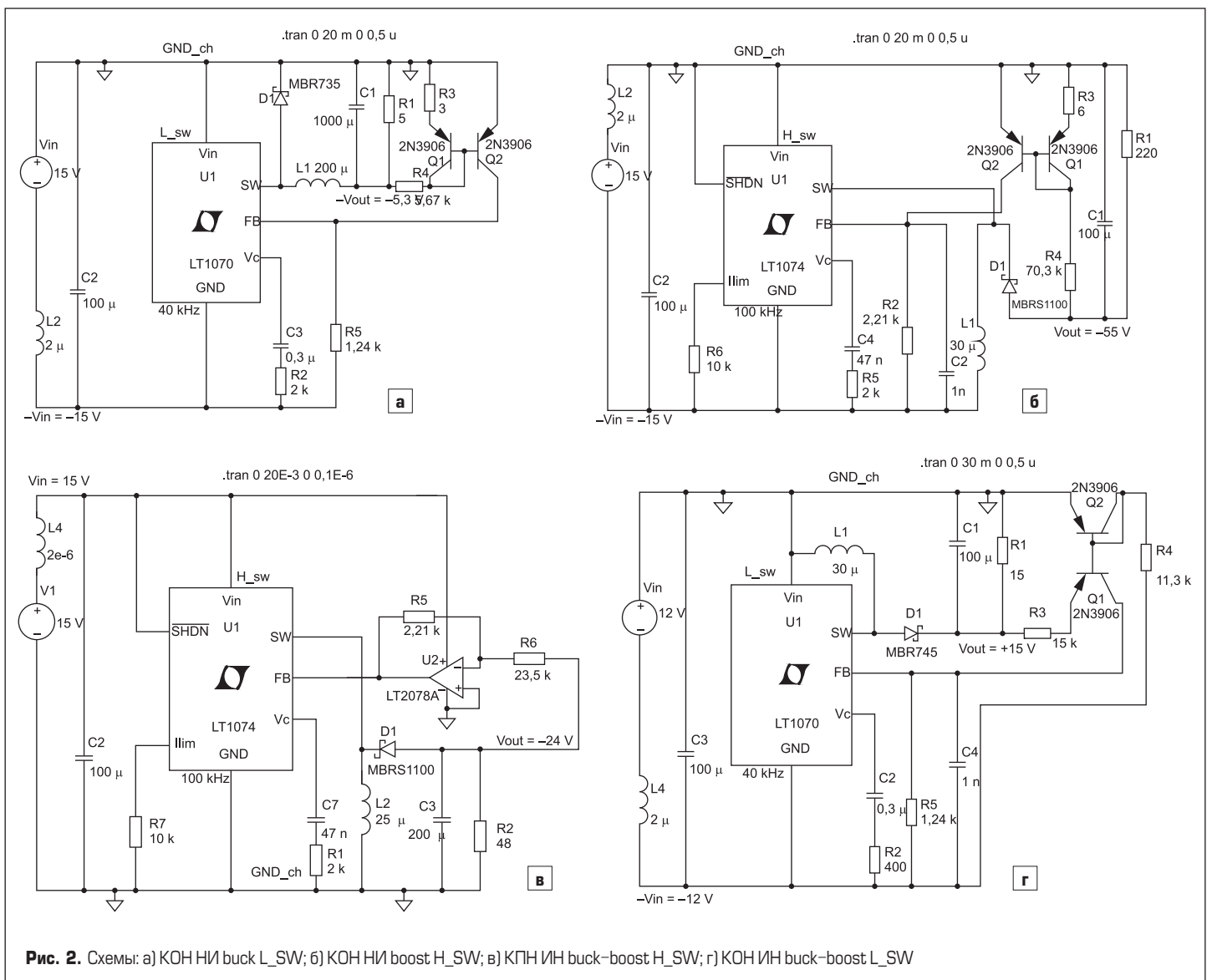


Рис. 2. Схемы: а) КОН НИ buck L\_SW; б) КОН НИ boost H\_SW; в) КПН ИИ buck-boost H\_SW; г) КОН ИИ buck-boost L\_SW

Работоспособность указанных примеров подтверждена симуляцией с использованием пакета LTSpice-IV. Для облегчения оценки результатов в процессе наладки использованы простейшие МС с внутренними ключами и низкой частотой ШИМ: LT1070 L\_SW и LT1074 H\_SW. Это позволяет, сопоставив, например, схему на рис. 2в со схемой на рис. 1в, легко убедиться в их соответствии. В этой работе помогает и то обстоятельство, что индексирование элементов подсхем, формообразующих  $V_{out}$  на рис. 2, копирует принятое в схемах на рис. 1.

Самая существенная особенность схем DC/DC обнаруживается при конструировании устройств обратной связи по напряжению с выходных зажимов конвертера на вход FB усилителя сигнала ошибки системы стабилизации напряжения с помощью ШИМ в МС. Стандартное решение задачи обратной связи предусматривает задание на FB определенного положительного, относительно GND, напряжения, пропорционального величине  $V_{out}$ . В КПН buck-boost на рис. 1в и рис. 2в  $V_{out} < 0$  относительно GND\_CH и, как видно, GND. В этом случае использовать резистивный делитель для замыкания цепи обратной связи по  $V_{out}$  невозможно, и получение VFB с выхода операционного усилителя U2 в инвертирующем включении с  $V_{out}$  на входе смотрится как неплохое решение [3, 6]. В первом приближении, известные величины VFB и  $V_{out}$  позволяют рассчитать требуемые сопротивления резисторов R3 и R4 из уравнения:  $R3/R4 = VFB/V_{out}$ . Обращает на себя внимание однополярное питание U2 от  $+V_{in}$ .

Гораздо более сложные одинаковые задачи возникают в КОН НИ buck L\_SW (рис. 2а) и в КОН НИ boost H\_SW (рис. 2б). Здесь речь идет о формировании разности потенциалов VFB-GND пропорциональной модулю напряжения  $V_{out} < 0$ , измеряемого относительно GND\_CH. В [3, 4] решение этой задачи было получено путем формирования пропорционального величине  $|V_{out}|$  смещенного напряжения VFB-GND в два этапа. На первом

создается источник тока, пропорционального  $|V_{out}|$  с нужным направлением относительно FB, на втором этот ток на резисторе, шунтирующем FB-GND, создает падение напряжения VFB-GND требуемой величины и полярности. Простое техническое решение первого этапа, т. е. V-I преобразования, приведенное в [3,4], не обеспечивает температурной стабильности  $|V_{out}|$  и было подвергнуто обоснованной критике в [1, 7]. Там же предложены V-I преобразователи на основе вариантов схем типа «зеркало тока» и методы расчета параметров элементов таких схем. Из них особый интерес представляет исходно термостабильный вариант V-I преобразователя, названный «зеркало напряжения» [7]. Рассмотрим примеры применения зеркал в DC/DC.

На рис. 2а во входной цепи зеркала тока с термостабилизацией, содержащей R3, Q1, R4, формируется практически пропорциональный  $|V_{out}|$  ток, который «отражается» с коэффициентом несколько больше единицы в цепь коллектора Q2. Ток коллектора Q2 под действием напряжения  $V_{in}$  течет через R5 и создает нужное положительное напряжение VFB-GND. Требуемую величину и стабильность напряжения VFB-GND в диапазоне температур обеспечивает выбор методом последовательных приближений сопротивлений R3 и R4 по рекомендациям из [1, 7] в процессе повторных симуляций схемы DC/DC. Сказанное дословно применимо и к схеме V-I преобразователя на основе зеркала тока Q1, Q2 в схеме КОН НИ boost на рис. 2б. Единственное отличие — небольшая емкость C2 для фильтрации шумов в выходном токе зеркала.

В схеме КОН ИН buck-boost с  $V_{out} > 0$  на рис. 2г показан вариант V-I преобразователя, выполненный в виде зеркала напряжения [7]. Использование последнего названия без кавычек имеет под собой то основание, что в эмиттер-базовых цепях схем, называемых зеркалами, отражение в виде одинаковости величин имеет место не для токов, а для суммы напряжений. Этот факт для эмиттер-базовых

цепей Q1 и Q2 на рис. 2г представлен уравнением баланса:

$$V_{out} + V_{eb}(I_{e2}) = I_{e1} \times R_3 + V_{eb}(I_{e1}),$$

из которого, даже при приближенном равенстве токов Q1 и Q2, следует простое условие  $R_3 = V_{out}/I_{e1}$  выбора сопротивления  $R_3$ , при котором формируется ток величиной  $I_{e1}$  и, как следствие, требуемое падение напряжения  $V_{FB}-GND = I_{e1} \times R_3$  на резисторе  $R_3$ . Удобно задавать величину  $I_{e1} = 1$  mA. Тогда  $R_3 = V_{out}$  [кОм].

Рассмотренные выше три типа простых DC/DC не исчерпывают многообразия преобразователей, применяемых с положительным и с отрицательным питающим напряжением.

### КПН и КОН НИ и ИН типа buck-boost с улучшенной фильтрацией выхода

Общее отличительное свойство трех рассмотренных (рис. 1) схем КПН — осуществление накачки энергии от источника  $V_{in}$  в нагрузку с использованием ШИМ и усреднения напряжения  $V_{out}$  на нагрузке. Эти принципиальные особенности наиболее выпукло проявляются в boost и buck-boost схемах в процессе циклического накопления энергии в звене L1, S на интервале  $D \times T$  замкнутого состояния ключа и рассеяния ее с усреднением за период T в звене C1, D1, R1. Обзор известных к настоящему времени схем конвертеров позволяет утверждать, что, путем несущественных изменений КПН НИ boost (на рис. 3а он представлен повторно), можно преобразовать его в устройство накачки (рис. 3в) типа boost ИН; аналогичным образом схему КПН ИН buck-boost (рис. 3г) можно преобразовать в устройство накачки типа buck-boost НИ (рис. 3д).

Если в исходных схемах boost и buck-boost упомянутая функция усреднения  $V_{out}$  (т. е. фильтрация) реализуется без особого труда, то о вновь полученных схемах этого не скажешь. Поэтому идея ввести L2, C2 фильтр низкой частоты прямо перед нагрузкой во все представленные на рис. 3 схемы устройств накачки не воспринимается как излишество.

Полученные в результате три из пяти известных в настоящее время [8] схем КПН типа buck-boost с улучшенной фильтрацией выхода представлены на рис. 3г, е, з. Наиболее известную из них схему, носящую имя автора (рис. 3г), предложил в 1979 г. Слободан Чука. Он описал ее как КПН ИН типа buck-boost при наличии магнитной связи индуктивностей L1 и L2 [9] в 1980 г. Представленная на рис. 3б схема, условно названная вариантом схемы Чука из-за отсутствия конденсатора C1 в последовательной цепи связи  $V_{in}$  и  $V_{out}$ , является КПН НИ boost-типа; целесообразность введения в него общего магнитопровода L1 и L2 не бесспорна. Очевидно, КПН ИН Чука и вариант КПН НИ этой схемы для своей реализации должны использовать МС с L-SW, а соответствующие им КОН — МС с H-SW.

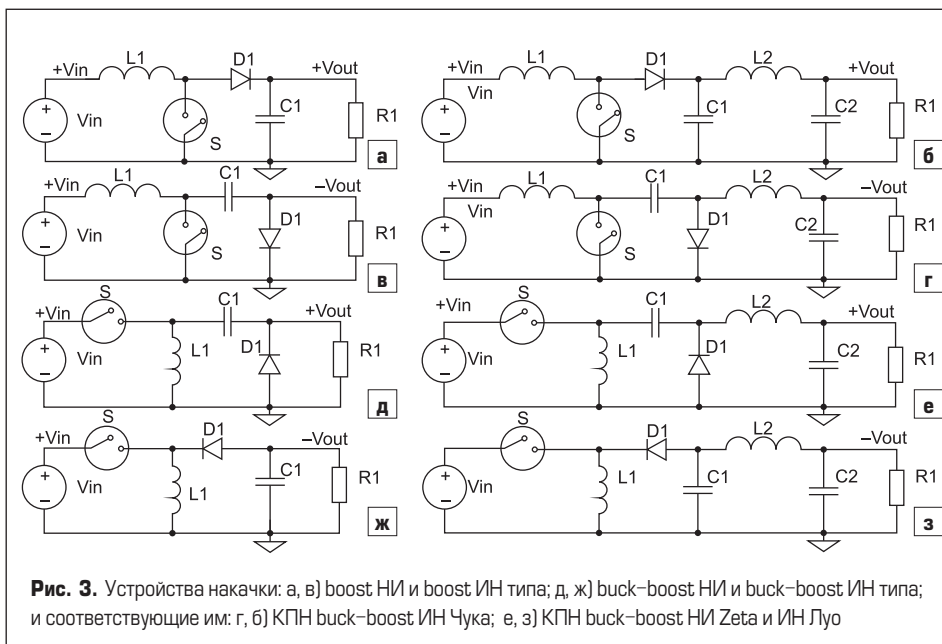


Рис. 3. Устройства накачки: а, в) boost НИ и boost ИН типа; д, ж) buck-boost НИ и buck-boost ИН типа; и соответствующие им: г, б) КПН buck-boost ИН Чука; е, з) КПН buck-boost НИ Zeta и ИН Луо

Трудно установить, в какие годы и кем была предложена схема, приведенная на рис. 3е: КПН НИ buck-boost типа, названная Zeta [10], в которой накопительное звено L1, S инвертировано по отношению к этому звену в схеме Чука. По этой причине КПН НИ Zeta реализуется на базе МС с H-SW, а КОН НИ Zeta — на базе МС с L-SW. История вопроса, кстати, не позволяет считать правомерным желание одного из авторов монографии [8] присвоить схеме Zeta свое имя Luo. С другой стороны, его претензии [8] на присвоение имени Luo схеме КПН ИН buck-boost типа (рис. 3з) более обоснованны, т. к. предложений по этой схеме в обозримом прошлом не удается обнаружить. Очевидно, для реализации КПН ИН buck-boost типа Luo требуется МС с H-SW, а для КОН ИН buck-boost этого типа — МС с L-SW.

Еще две известные схемы КПН buck-boost типа, с улучшенной фильтрацией выхода за счет использования двух (обычно магнитно-связанных) индуктивностей L1 и L2 в цепи формообразования  $V_{out}$  носят название Sepic (Single Ended Primary Inductance Converter) НИ и Sepic Inverse ИН [8, 11]; они показаны

ниже в примерах. Существует устойчивая точка зрения, что, несмотря на некоторые отличия в подходе к улучшению фильтрации, схемы Sepic, 'Cuk, Zeta и Luo близки по свойствам, и выбор из них может быть сделан только в результате сравнительного исследования применительно к конкретному техническому заданию [12].

На рис. 4а приведен КОН buck-boost типа Sepic НИ, а на рис. 4б — КПН buck-boost типа Sepic Inverse ИН, спроектированные строго в рамках структуры DC/DC с учетом напряжений входа и выхода относительно общего провода GND\_CH. Этот подход, с порядком индексации элементов как на рис. 3, облегчает идентификацию подсхемы источника питания, подсхемы МС и подсхемы формообразования с устройством обратной связи по  $V_{out}$  на вход FB МС. Используя эти соображения при анализе схем на рис. 4а, б, можно запросто выяснить основные отличия схем buck-boost Sepic НИ и Sepic Inverse ИН от схем buck-boost с оконечным фильтром L2, C2 на рис. 3г, е, з. Этот анализ облегчен еще и тем, что устройства обратной связи по  $V_{out}$  в схе-

мах на рис. 4а и рис. 2а одинаковы. На рис. 2б такое же устройство выполнено в виде каскада из двух зеркал тока Q1, Q2 и Q3, Q4, которые функционально заменяют инвертирующий операционный усилитель U2 в схеме на рис. 2в.

Реализации КПН 'Cuk ИН и КОН Zeta НИ на рис. 4в, г выполнены на основе МС LT3479 типа L\_SW, конструкция которой, как и других современных L\_SW МС, предусматривает возможность ввода «плюс» (FBP) и «минус» (FBN) сигналов обратной связи по  $V_{out}$ . На рис. 4в с резистивного делителя R3, R4 с подставкой  $V_{ref}$  на клемме FBP, относительно совмещенных GND и GND\_CH, сформирован сигнал  $\epsilon V_{out} < 0$ , а на рис. 4г на клемме FBN относительно GND сформирован сигнал  $\epsilon V_{out} > 0$  об  $V_{out} < 0$  относительно GND\_CH. Во втором случае выходной ток зеркала напряжения от Q2 создает на резисторе R4 и FBN положительную, относительно GND, разность потенциалов. Описанные решения соответствуют рекомендациям в техническом описании МС и подтверждены успешными симуляциями. Можно обосновать, что схемы зеркал напряжения в примерах на рис. 2г

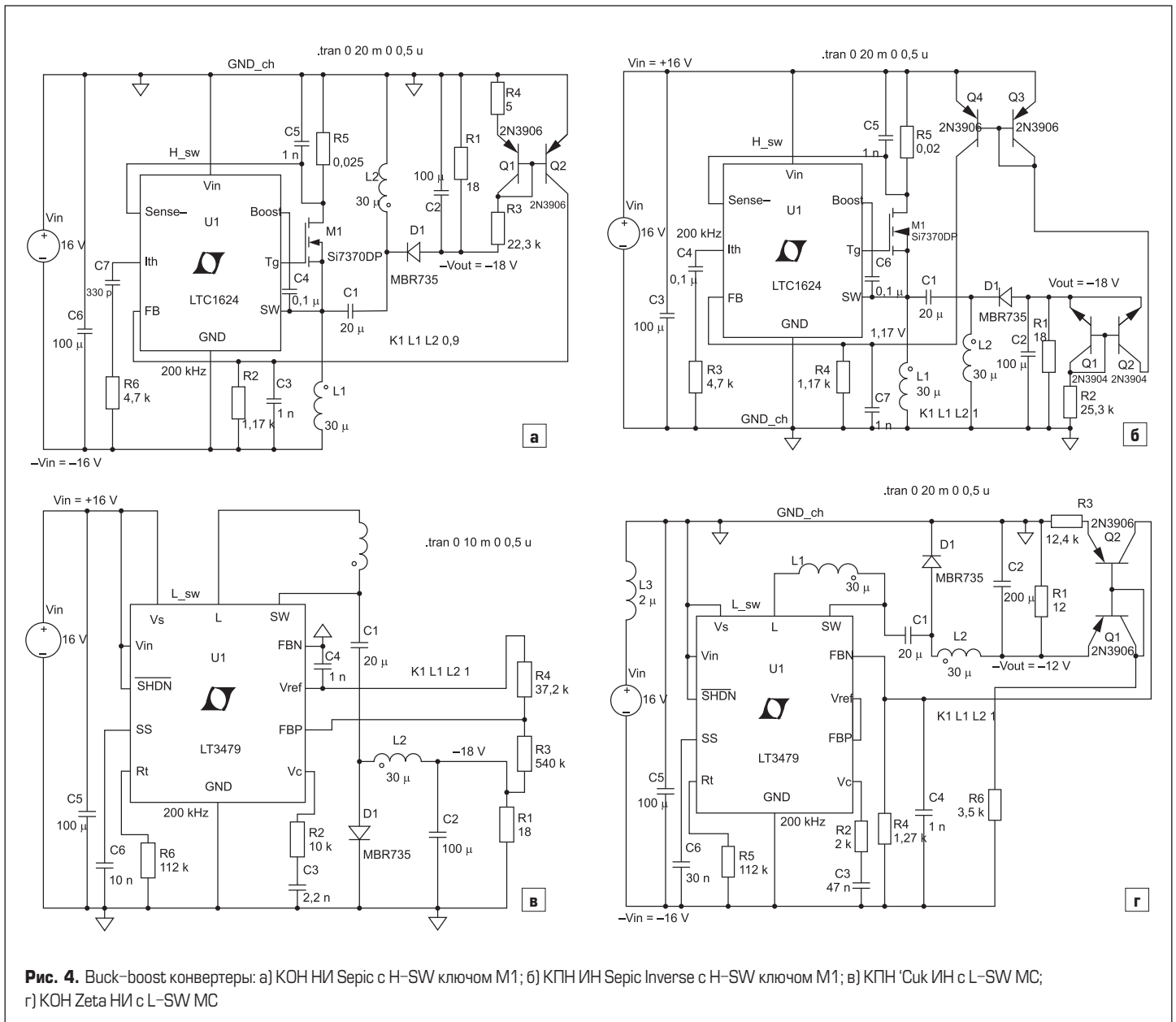


Рис. 4. Buck-boost конвертеры: а) КОН НИ Sepic с H-SW ключом M1; б) КПН ИН Sepic Inverse с H-SW ключом M1; в) КПН 'Cuk ИН с L-SW МС; г) КОН Zeta НИ с L-SW МС

и 4г отличаются вынужденно из-за полярности  $V_{out}$  и по этой причине схема КОН НИ на рис. 4б может быть только buck, но не buck-boost типа. Это ограничение снимается при применении схемы обратной связи на основе зеркала тока.

В итоге проведенного анализа напрашивается вывод о том, что конвертер на основе структуры с общим проводом, который включает GND МС в КПН или  $+V_{in}$  МС в КОН, может быть создан для любых DC/DC. Этот вывод позволяет признать устаревшими те схемы [3, 4], которые не соответствуют такой структуре, например КПН с последовательным соединением подсхемы МС с подсхемой, формирующей  $V_{out}$ .

Немаловажно, хотя и очевидно, еще одно обстоятельство: методика и расчетные соотношения для проектирования параметров элементов формирующей  $V_{out}$  части для КПН и КОН одного типа (например, для режима непрерывного тока L1) одинаковы, т. е., не зависят от того, положительно питающее напряжение или отрицательно.

### Заключение

- Любые виды DC/DC-конвертеров при питании от источников различной полярно-

сти могут быть реализованы с помощью стандартных МС, рассчитанных на питание от источников положительной полярности.

- Квазизеркальное представление и сопоставление схем КОН и КПН позволяет принять в качестве универсальной структуру DC/DC с общим проводом  $V_{in}$  и  $V_{out}$ , к которому присоединяется клемма  $+V_{in}$  МС в КОН, а в КПН — клемма GND МС.
- Показано, что варианты схемы «зеркало тока» являются универсальным средством создания обратной связи по уровню  $V_{out}$  на вход ШИМ-управления стабилизацией этого уровня как в КПН, так и в КОН. ■

### Литература

1. В. П. Смирнов. Стабильность  $V_{out}$  в конвертерах отрицательного напряжения может быть улучшена // Силовая электроника. 2016. № 5.
2. В. Мелешин. Транзисторная преобразовательная техника. М: Техносфера. 2005.
3. Carl Nelson. LT1070 Design Manual. Linear Technology Corp. AN-19, 1986.
4. Carl Nelson. LT1074/LT1076 Design Manual. Linear Technology Corp. AN-44, 1991.
5. J. Betten, B. King. The Parallel Universe of Negative-Input Voltages // Power Electronics Technology. July, 2008.
6. Hector F. Arroyo. Practical Implementation of negative-input, negative-output step-down Switching converters // EETimes. 2007, July 27.
7. В. П. Смирнов. Особенности температурной стабилизации в схемах с биполярными транзисторами // Электричество. 2016. № 9.
8. F. L. Luo, H. Ye. Advanced DC/DC Converters. Ch.1. CRC Press LLC. 2004.
9. Slobodan 'Cuk. Новый DC/DC-преобразователь с нулевыми пульсациями и интегрированными магнитопроводами. Пер. Ненахова С. М. // Силовая электроника. 2005. №1, 2.
10. Ati H. Ahmad, Nashwan S. Sultan. Design and Implementation of Controlled Zeta Converter Power Supply // American JEEE. 2014. Vol. 2. № 3.
11. Wei Gu, Dongbing Zhang. Designing a Sepic converter // National Semiconductor AN-1484. April, 2008.
12. Florian Ion, Gabriel Predusca. A comparative study of Sepic, 'Cuk and Zeta converters // Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty. Valahia University, Romania. 2008.