

621.341.572

С. А. Степенко, аспирант

Институт электротехники Таллиннского технического университета,

ул. Ехитаяте, 5, Таллинн, 19086, Эстония

stepenko.sergey@gmail.com

### ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ТРЁХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ С КВАЗИ-ИМПЕДАНСНЫМ ЗВЕНОМ НА ВХОДЕ

*В работе представлены результаты экспериментальных исследований трёхуровневого инвертора напряжения с квази-импедансным звеном на входе. Применение современной полупроводниковой элементной базы позволило достичь высокого коэффициента полезного действия и низкого уровня гармонических искажений в широком диапазоне входного напряжения. За счёт высокой частоты коммутации транзисторов удалось существенно снизить массогабаритные показатели при условии режима непрерывного входного тока. Библ. 12, рис. 7.*

**Ключевые слова:** *трёхуровневый инвертор напряжения, квази-импедансное звено, высокий КПД, низкий ТНД, режим непрерывного входного тока.*

*У роботі представлені результати експериментальних досліджень трирівневого інвертора напруги з квазі-імпедансною ланкою на вході. Вживання сучасної напівпровідникової елементної бази дозволило досягти високого коефіцієнта корисної дії і низького рівня гармонійних спотворень в широкому діапазоні вхідної напруги. За рахунок високої частоти комутації транзисторів удалося*

*істотно понизити масогабаритні показники за умови режиму безперервного вхідного струму. Бібл. 12, мал.*

**Ключові слова:** *трирівневий інвертор напруги, квазі-імпеданснa ланка, високий ККД, низький THD, режим безперервного вхідного струму.*

### Введение

В данное время проблема обеспечения качественной электроэнергии становится всё более актуальной. Одновременно с этим непрерывно растёт суммарная мощность внедряемых в использование систем электропитания на основе альтернативных источников энергии. Соответственно, одним из перспективных направлений исследований в электроэнергетике становится разработка преобразователей для таких систем. В частности, особое внимание уделяется инверторам, которые способны при заданной мощности обеспечить на выходе синусоидальное напряжение необходимого качества, потребляя энергию постоянного тока от альтернативных источников (например, модуля фотоэлектрических преобразователей или топливного элемента). Наряду с качеством выходного напряжения, важным критерием возможности применения является коэффициент полезного действия (КПД) преобразователя и массогабаритные показатели.

### Обзор литературы

Благодаря способности обеспечить более качественное синусоидальное напряжение, всё более популярной альтернативой двухуровневым инверторам становятся многоуровневые. При использовании многоуровневой схемы снижается нагрузка на силовые ключи. В ряде случаев это позволяет использовать MOSFET вместо IGBT, что даёт возможность повысить частоту коммутации и, следовательно, снизить массогабаритные параметры выходного фильтра.

На основе теоретического анализа в работе [5] обоснована возможность повышения выходной мощности и улучшения гармонического состава выходного напряжения при использовании трёхуровневого инвертора в трёхфазной системе. Использование трёхуровневого инвертора вместе с активным выпрямителем для интеграции объектов распределённой генерации с низковольтными нагрузками рассматривается в работе [6].

Результаты аналитического исследования интегральных характеристик входного тока и выходного напряжения трёхфазного трёхуровневого автономного инвертора напряжения при использовании разных видов широтно-импульсной модуляции (ШИМ) представлены в работе [1]. В частности, интерес представляют выведенные зависимости коэффициента гармонических искажений от индекса модуляции. В перспективе, описанные подходы могут применяться (с необходимой модификацией) для аналитической оценки качества выходного напряжения в трёхуровневом инверторе с квази-импедансным звеном на входе.

Квази-импедансные схемы приобретают всё большую популярность при построении преобразователей как постоянного, так и переменного напряжения. В работе [7] приводится сравнительный анализ классического повышающего преобразователя постоянного напряжения и квази-импедансного преобразователя. Двухтактный квази-импедансный повышающий преобразователь постоянного напряжения детально рассмотрен в работе [3].

В виду способности обеспечения непрерывного входного тока за счёт буферизации энергии дросселями во входной цепи, квази-импедансные преобразователи особенно востребованы в системах на основе альтернативных источников энергии. При низких входных напряжениях квази-импедансный инвертор играет роль повышающего преобразователя, используя режим сквозной проводимости силовых ключей. Такой режим в случае классического инвертора напряжения привёл бы к короткому замыканию конденсаторов звена постоянного тока. При достаточно высоком входном напряжении, режим сквозной проводимости снимается и квази-импедансный инвертор работает как обычный понижающий преобразователь напряжения [2].

В работе [10] была предложена новая топология – трёхуровневый квази-импедансный инвертор с фиксированной нейтральной точкой (ЗУ-КИИ-ФНТ). Данное решение позволяет совместить преимущества двухуровневых квази-импедансных инверторов и трёхуровневых инверторов с фиксированной нейтральной точкой. Достоинства новой топологии (рис. 1) и недостатки двух предыдущих вышеупомянутых топологий, которые устраняются в предложенной, детально описаны в работах [4], [9].

В частности, в ЗУ-КИИ-ФНТ значительно снижается нагрузка на каждый вентиль, что позволило заменить традиционно используемые силовые ключи IGBT более высокочастотными MOSFET. В свою очередь, повышение частоты коммутации ключей приводит к снижению массогабаритных параметров используемого выходного LC-фильтра, основной задачей которого

является фильтрация высокочастотных гармоник в составе выходного синусоидального напряжения, и получению более качественного напряжения на выходе.

### Основная часть

**Цель данной работы** – провести основанный на экспериментальных результатах анализ возможности применения трёхуровневого инвертора с квази-импедансным звеном на входе в системе электропитания на базе фотоэлектрических преобразователей. При этом основное внимание будет уделяться качеству выходного напряжения и эффективности преобразователя. Также будут рассмотрены характеристики входного тока.

**Описание преобразователя.** Принципиальная схема исследуемого преобразователя представлена на рис.1. Наличие квази-импедансного звена в составе трёхуровневого инвертора даёт возможность реализовать режим непрерывного входного тока, потребляемого от возобновляемого источника энергии. В работе [8] представлены эквивалентные схемы замещения ЗУ-КИИ-ФНТ для всех состояний силовых ключей и произведён детальный анализ работы преобразователя. В результате установлены условия перехода в режим непрерывного входного тока и предложена методика расчёта дросселей и конденсаторов квази-импедансного звена.

Номиналы пассивных компонентов квази-импедансного звена, рассчитанные для мощности 2,2 кВт: дроссели  $L_1, L_2, L_3, L_4$  по 145 мкГн, конденсаторы  $C_1, C_4$  по 4400 мкФ, а  $C_2, C_3$  по 1100 мкФ. Параметры выходного LC-фильтра были подобраны эмпирически исходя из заданного качества фильтрации выходного напряжения:  $L_f = 2,2$  мГн,  $C_f = 0,15$  мкФ.

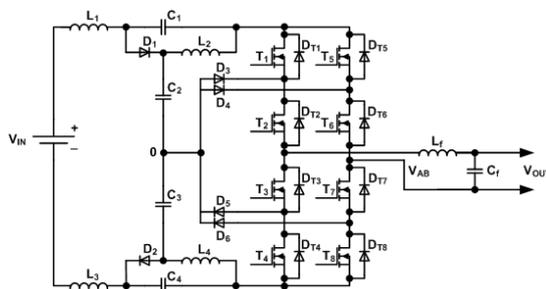


Рис. 1

Отдельного внимания заслуживают полупроводниковые компоненты, на базе которых был построен преобразователь. Как известно, широкозонные полупроводники, например, карбид кремния (SiC), обладают возможностью преодолевать ограничения как в блокирующих напряжениях, так и в рабочих температурах, свойственные полупроводникам на основе кремния (Si). Основываясь на экспериментальных результатах, представленных в работе [2], для квази-импедансного и инверторного звеньев были установлены диоды Шоттки C3D20060D на основе карбида кремния, которые имеют близкие к нулю динамические потери. При этом они рассчитаны на максимальное напряжение 600 В и максимальный средний ток 20 А. Рабочая температура р-п перехода до 175°C, а заряд барьерной ёмкости 50 нКл.

Силовые ключи, которые использовались в инверторе, – FCH47N60NF. Данные MOSFET рассчитаны на максимальное рабочее напряжение 600 В, а встроенный обратный диод на максимальный средний ток 47 А. Сопротивление канала транзистора в открытом состоянии 65 мОм. Сверхнизкий заряд ёмкости затвора (121 нКл) и достаточно низкий заряд барьерной ёмкости обратного диода (1,3 мкКл) вместе со сверхбыстрыми диодами C3D20060D сделали возможным использование рабочей частоты ШИМ на 50 и на 100 кГц. При этом было обеспечено максимальное качество выходного напряжения при высоком КПД преобразователя.

При реализации режима сквозной проводимости, когда все силовые ключи переводятся системой управления в открытое состояние, снижается входное сопротивление инвертора и повышается напряжение звена постоянного тока. Это позволяет получить значительное повышение амплитуды выходного напряжения, управляя изменением которой можно реализовать систему слежения за точкой максимума мощности. Однако для реализации режима сквозной проводимости инвертора требуется изменение подходов к построению алгоритма ШИМ для управления силовыми ключами.

В использовавшихся ранее алгоритмах ШИМ для управления такими преобразователями режим сквозной проводимости включался в моменты, когда выходное напряжение равно нулю [10]. В результате напряжение звена постоянного тока содержит пульсации с удвоенной частотой

выходного напряжения, что вызывает ухудшение гармонического состава напряжения на выходе. Решением может быть увеличение ёмкости в звене постоянного тока, но это приводит к росту массогабаритных параметров. В работе [11] был произведён анализ возможных методов реализации ШИМ для ЗУ-КИИ-ФНТ и был предложен метод, при котором вектор сквозной проводимости накладывается на вектора управления силовых ключей. В результате, состояния сквозной проводимости силовых ключей распределены по времени всего периода напряжения, что заметно повышает качество выходного напряжения. Именно такой метод ШИМ использовался в данной работе для управления инвертором.

**Описание экспериментального макета системы.** Лабораторный макет всей системы реализован по блочному принципу. Функциональная схема системы приведена на рис. 2. Массивными стрелками показано направление передачи энергии: входное напряжение постоянного тока +210...330 В, квази-импедансный блок, драйверно-инверторный блок, выходной фильтр, выходное синусоидальное напряжение нагрузки ~ 230 В. Пунктиром показаны направления передачи данных (управляющие сигналы или результаты измерений).

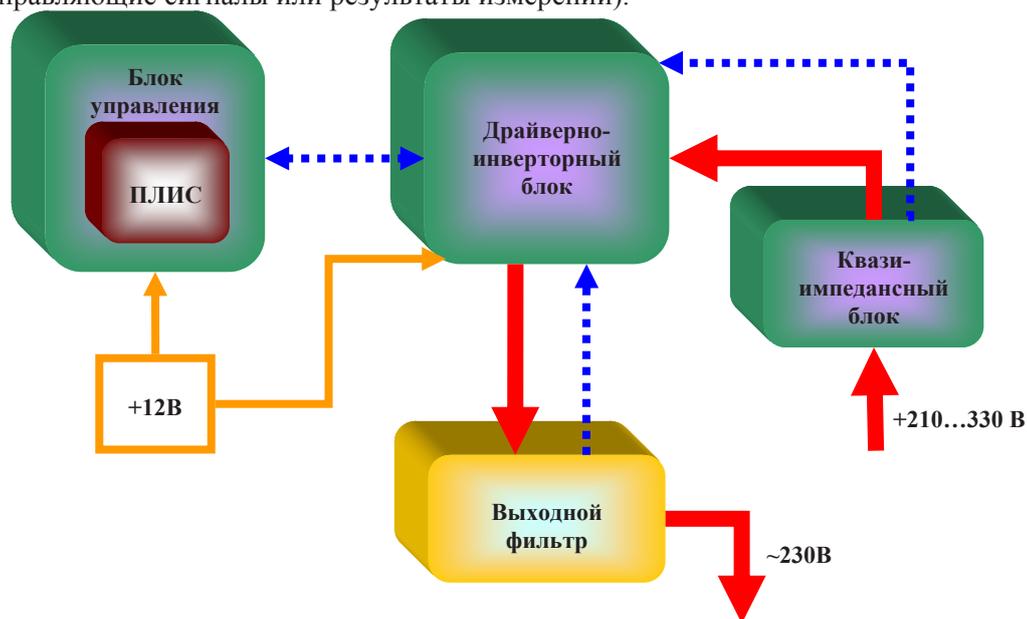


Рис. 2

Блок управления реализован на отдельной плате. Основным управляющим элементом является программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС). Преимущества использования ПЛИС в такой системе управления детально описаны в работе [12]. В данной работе использовалась ПЛИС EP4CE15E22C8 семейства Cyclone IV от фирмы Altera. Выходные буферы SN74LVCC3245A расположены на этой же плате. Приходящие сигналы управления ПЛИС с уровнем 2,5 В трансформируются в сигналы с уровнем 3,3 В и далее передаются в драйверно-инверторный блок. Кроме того, существует возможность получения и обработки сигналов обратной связи с драйверно-инверторного блока. Для дальнейшего включения инвертора в сеть SmartGrid и удалённого управления на плате предусмотрена связь по технологии Ethernet. Для питания платы используется постоянное напряжение 12 В. Потребляемая мощность платы управления составляет 4 Вт.

Драйверно-инверторный блок является центральным функциональным блоком системы. В отличие от работы [4] в данном случае решено было отказаться от оптоволоконной передачи сигналов с блока управления, что позволило снизить стоимость системы. Драйверно-инверторный блок содержит драйверно-измерительную плату, силовые транзисторы FCH47N60NF, закреплённые на радиаторе, вентилятор для охлаждения радиатора. Для управления транзисторами используются оптически развязанные драйверы ACPL-H342. Конструктивной особенностью драйверно-измерительной платы является минимизация путей для аналоговых сигналов за счёт расположения всей драйверной цепи непосредственно вблизи выводов MOSFET.

Сигналы управления в цифровом виде, поступающие из блока управления, а также сигналы обратной связи в цифровом виде после АЦП, являются более надёжными с точки зрения помехозащищённости. На драйверно-измерительной плате предусмотрено 5 каналов измерений (входное напряжение, входной ток, напряжение в звене постоянного тока, выходное напряжение, выходной ток). Однако в данной работе внимание уделяется исследованию разомкнутой системы.

Для питания драйверно-измерительной платы используется постоянное напряжение 12 В. Потребляемая мощность составляет 6 Вт.

Квази-импедансный блок содержит плату с установленными на ней конденсаторами квази-импедансного звена, фиксирующие нейтральную точку диоды, квази-импедансные диоды, все закреплённые на радиаторе, и вентилятор для охлаждения радиатора. Потребляемая мощность всех вентиляторов (драйверно-инверторного и квази-импедансного блока) составляет 4 Вт. Также в квази-импедансный блок входят четыре силовых дросселя Rayton Planar по 145 мкГн каждый, объединённых двумя общими радиаторами. Максимальный средний ток дросселей составляет 30 А. Выходной LC-фильтр установлен между выходом инвертора и нагрузкой. Предусмотрена возможность измерения выходного напряжения после фильтрации и тока нагрузки.

Фотография экспериментального макета системы представлена на рис. 3. Цифровые обозначения блоков следующие: 1 – блок управления, 2 – драйверно-инверторный блок, 3 – квази-импедансный блок, 4 – выходной фильтр, 5 – блок питания +12 В.

**Результаты экспериментальных исследований.** В соответствии с целью работы для оценки возможности использования трёхуровневого инвертора с квази-импедансным звеном на входе в системе электропитания на основе фотоэлектрических преобразователей, проведены экспериментальные исследования его работы при различных режимах модуляции в нескольких точках мощности.

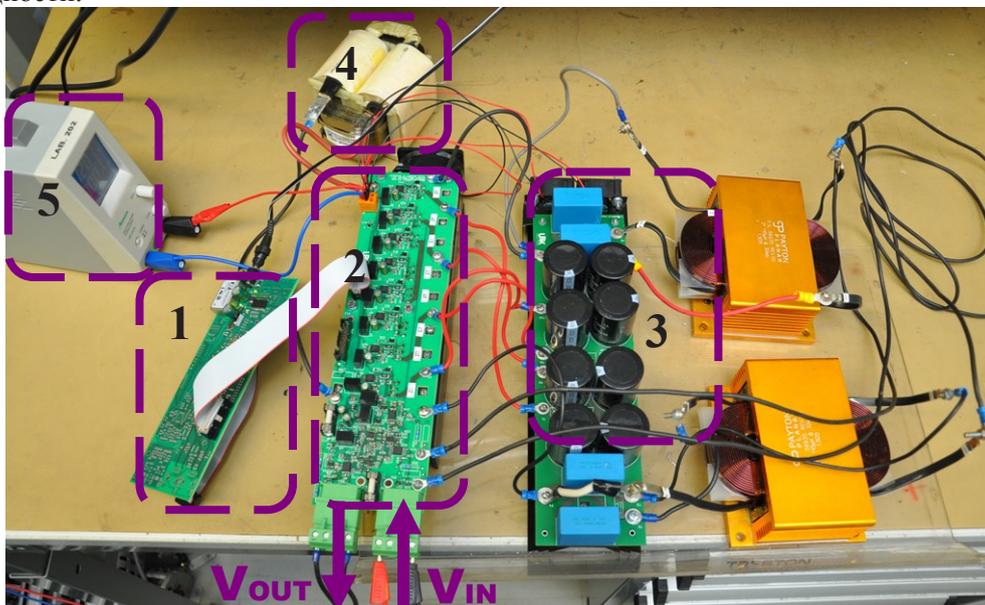


Рис. 3

На рис. 4а и 4в показаны управляющие напряжения на транзисторах T1, T2, T3, T4, T5, T6, T7, T8 при использовании системой управления модуляции без генерации состояний сквозной проводимости силовых ключей. В этом случае относительный коэффициент сквозной проводимости  $D_s = 0$ . На рис. 4б и 4г показаны управляющие напряжения на транзисторах T1, T2, T3, T4, T5, T6, T7, T8 при использовании системой управления невысокого значения коэффициента сквозной проводимости  $D_s = 0,04$ . Видно, что на стандартные управляющие импульсы накладываются генерируемые высокочастотные импульсы сквозной проводимости, равномерно распределенные по периоду синусоидального напряжения. Следует отметить, что управляющие сигналы являются инвертирующими, то есть при увеличении значения коэффициента сквозной проводимости  $D_s$  возрастает относительное время открытого состояния транзистора.

На рис. 4д и 4е показаны управляющие напряжения верхних транзисторов в каждом плече инвертора (T1 и T5), а также напряжение на выходе инвертора перед фильтром ( $V_{AB}$ ) и напряжение на нагрузке после фильтра ( $V_{OUT}$ ), при значениях  $D_s = 0$  и  $D_s = 0,04$  соответственно. Повышение значения  $D_s$  позволяет получить более высокий коэффициент усиления преобразователя, а также более качественное синусоидальное напряжение на выходе (за счёт лучшей стабилизации напряжения в звене постоянного тока). Однако увеличение  $D_s$  приводит к возрастанию потерь при переключении в полупроводниковых приборах, что снижает коэффициент полезного действия преобразователя.

Работа преобразователя исследовалась для двух значений относительного коэффициента сквозной проводимости:  $D_s = 0,04$  (для  $V_{IN} = 313...331$  В) и  $D_s = 0,25$  (для  $V_{IN} = 208...224$  В). Частота

работы системы управления 50 кГц. Выходное синусоидально напряжение с действующим значением 230 В. Активная нагрузка (96 Ом, 48 Ом, 32 Ом, 24 Ом) соответствовала четырём точкам выходной мощности (550 Вт, 1100 Вт, 1650 Вт, 2200 Вт). В таблице 1 представлены значения входного и выходного напряжений, а также получаемый коэффициент усиления преобразователя для двух значений относительного коэффициента сквозной проводимости  $D_s$ .

Таблица 1

$P_{OUT}$ , Вт	$D_s = 0,04$				$D_s = 0,25$			
	$V_{IN}$ , В	$V_{OUT RMS}$ , В	$V_{OUT MAX}$ , В	$K_U$	$V_{IN}$ , В	$V_{OUT RMS}$ , В	$V_{OUT MAX}$ , В	$K_U$
550	313	231	327	1,04	208	229	324	1,56
1100	322	231	327	1,01	218	231	327	1,50
1650	327	231	327	1,00	222	230	325	1,47
2200	331	232	328	0,99	224	230	325	1,45

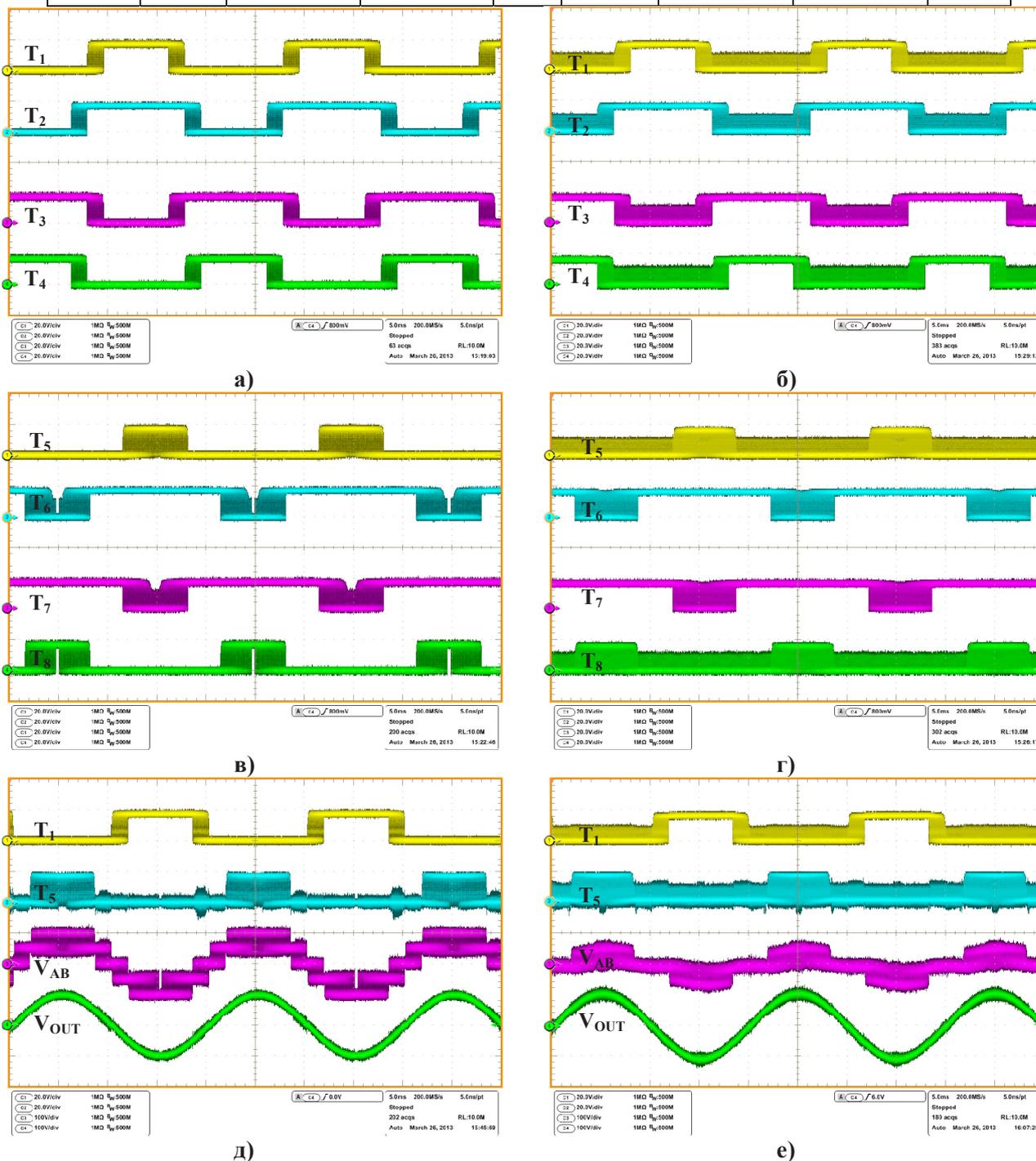


Рис. 4

Входное напряжение  $V_{IN}$ , входной ток  $I_{IN}$ , выходное напряжение  $V_{OUT}$ , выходной ток  $I_{OUT}$  для точки мощности 2,2 кВт показаны на рис. 5а ( $D_s = 0,04$ ) и рис. 5б ( $D_s = 0,25$ ). Следует отметить, что в случае использования минимального коэффициента сквозной проводимости  $D_s = 0,04$ , имеет место режим граничной проводимости входного тока (значение входного тока падает до нуля). Однако при высоком значении коэффициента сквозной проводимости  $D_s = 0,25$  можно чётко видеть режим непрерывного входного тока. Кроме того, низкочастотные пульсации входного тока с удвоенной частотой выходного напряжения, вероятно, вызваны пульсациями выходной мощности, о чём более подробно говорилось в работе [8]. Относительный уровень высокочастотных пульсаций входного тока снижается с ростом мощности, что будет показано ниже. Выходное синусоидальное напряжение, является достаточно качественным – коэффициент гармонических искажений (THD – total harmonic distortion) при двух значениях  $D_s$  находится в пределах от 1,5% до 3%, что соответствует стандартам.

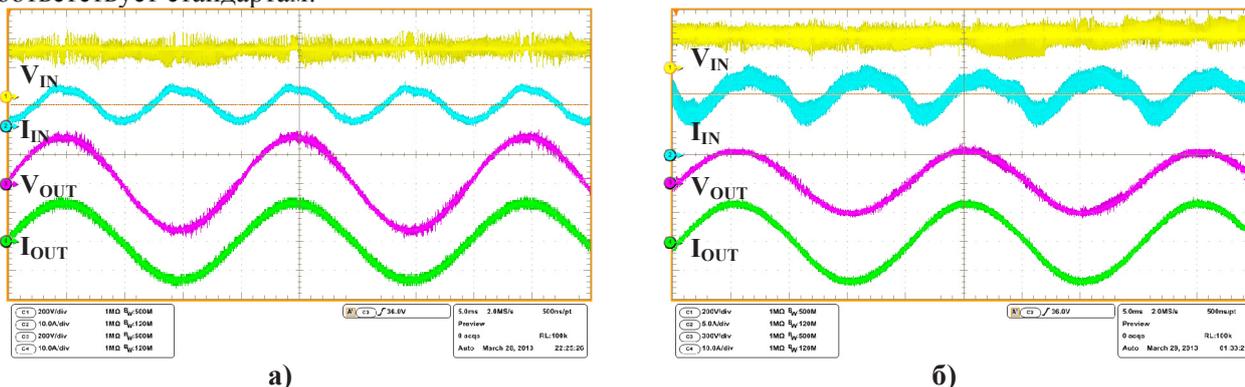


Рис. 5

Анализ экспериментальных результатов

Работа преобразователя оценивалась по критериям качества выходного напряжения (THD) и эффективности (КПД). Кроме того, отдельное внимание следует уделить характеристикам входного тока исследуемого преобразователя.

Усреднённые значения коэффициента гармонических искажений THD, замеренные для каждой точки мощности представлены на рис. 6а. Видно, что при значении коэффициента сквозной проводимости  $D_s = 0,25$  качество выходного напряжения незначительно хуже, чем при использовании  $D_s = 0,04$ . Кроме того, как было показано в табл. 1, при  $D_s = 0,25$  получаемый коэффициент усиления  $K_U = 1,45...1,56$ , а при значении  $D_s = 0,04$   $K_U = 0,99...1,04$ . Это означает, что в первом случае для обеспечения заданного значения выходного напряжения 230 В потребуется меньшее количество соединяемых последовательно солнечных панелей, которые смогут обеспечивать нужный уровень входного напряжения. С другой стороны, при использовании высокого значения  $D_s$ , на несколько процентов снижается КПД преобразователя (рис. 6б).

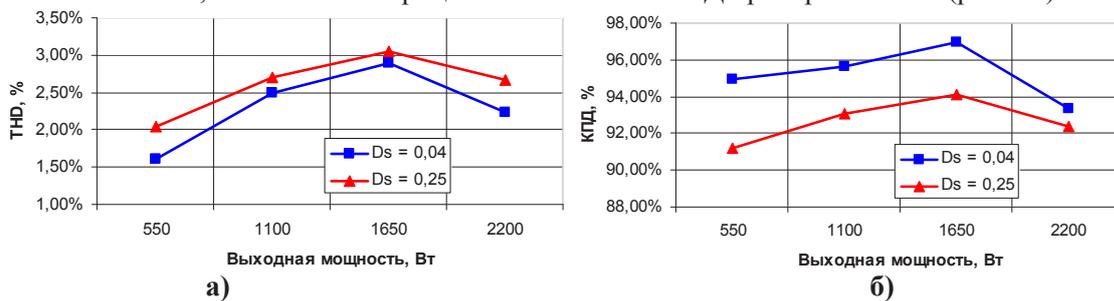


Рис. 6

На рис. 7а показаны полученные зависимости относительного уровня низкочастотных пульсаций входного тока (вызванных пульсациями выходной мощности) от выходной мощности преобразователя. В первых трёх точках мощности обе кривые проходят близко друг к другу. Однако следует отметить, что в случае, когда  $D_s = 0,25$ , при повышении выходной мощности (а значит и среднего значения входного тока) амплитуда низкочастотных пульсаций входного тока возросла незначительно, а потому относительный уровень пульсаций снижался с ростом мощности.

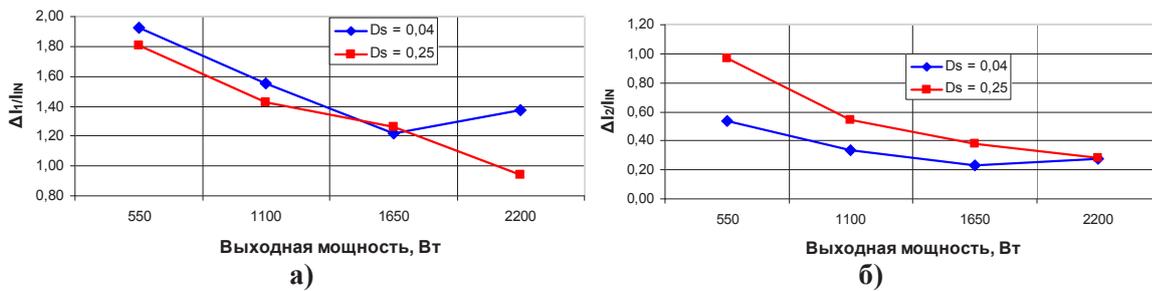


Рис. 7

В случае, когда  $D_s = 0,04$ , на кривой существует точка минимума относительного уровня пульсаций при нагрузке 1650 Вт, а затем амплитуда низкочастотных пульсаций растёт быстрее, чем среднее значение входного тока, что вызывает повышение относительного уровня пульсаций. Таким образом, на большей мощности более отчётливо сказывается переход в режим непрерывного входного тока, когда постоянная составляющая входного тока при  $D_s = 0,25$  намного больше, чем при  $D_s = 0,04$ .

Подобная ситуация наблюдается на рис. 7б, где показаны зависимости относительного уровня высокочастотных пульсаций входного тока (вызванных коммутацией полупроводниковых приборов) от выходной мощности преобразователя. Во-первых, во всех точках мощности относительный уровень высокочастотных пульсаций при  $D_s = 0,25$  заметно выше, чем при  $D_s = 0,04$ . Во-вторых, при  $D_s = 0,25$  амплитуда высокочастотных пульсаций растёт медленнее, чем при  $D_s = 0,04$ , что приводит к более резкому спаду относительного уровня высокочастотных пульсаций при  $D_s = 0,25$ . С дальнейшим ростом мощности для  $D_s = 0,25$  относительный уровень высокочастотных пульсаций продолжает снижаться, в то время как для  $D_s = 0,04$  вновь можно видеть наличие точки минимума при мощности 1650 Вт.

### Выводы

По результатам экспериментальных исследований следует отметить три следующих момента.

1. Благодаря свойствам исследуемой топологии и методу модуляции с включением режима сквозной проводимости силовых ключей, удалось достичь качества выходного напряжения, которое соответствует международным стандартам (THD = 1,5-3%). Конструктивные особенности драйверно-измерительной платы свели к минимуму искажения управляющих сигналов, что позволило достичь хорошего качества управления.

2. Эффективность преобразователя, оцениваемая по критерию коэффициента полезного действия достаточно высокая (КПД = 91-97%), что удалось достичь благодаря использованию современной элементной базы, в частности, сверхбыстрых диодов Шоттки на основе карбида кремния и силовых ключей с низким зарядом затвора и барьерной ёмкости обратного диода.

3. При использовании близкого к нулю коэффициента сквозной проводимости имеет место режим граничного входного тока. При повышении коэффициента сквозной проводимости растёт постоянная составляющая входного тока и обеспечивается режим непрерывного входного тока. При этом снижается уровень низкочастотных пульсаций, однако возрастает уровень высокочастотных пульсаций входного тока.

Полученные результаты эксперимента доказывают возможность использования трёхуровневого инвертора с квази-импедансным звеном на входе в системе электропитания на базе фотоэлектрических преобразователей. В дальнейшем планируется произвести детальный анализ оптимального выходного фильтра и реализацию системы слежения за точкой максимума мощности.

**Благодарность.** Данная научно-исследовательская работа была выполнена при поддержке European Social Fund's Doctoral Studies and Internationalisation Programme DoRa, а также Министерства образования и науки Эстонии (проект SF0140016s11) и научного фонда (грант ETF8538).

### Список литературы

1. Баховцев И.А. Анализ входных и выходных интегральных характеристик трехфазного трехуровневого инвертора напряжения с ШИМ // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2012. – Ч.3. – С. 39-44.

2. Блинов А., Винников Д., Ранг Т. SiC и GaAs диоды в устройствах силовой электроники // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2012. – Ч.1. – С. 42-46.

3. Винников Д., Гусев А., Блинов А. Двухтактный квази-импедансный повышающий DC/DC преобразователь // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силовая электроника та енергоефективність». – 2012. – Ч.4. – С. 36-42.
4. Гусев А.А., Степенко С.А., Клементе К.Р., Кадавал Э.Р., Винников Д.В. Трёхуровневый квази-импедансный инвертор с новым методом модуляции // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силовая электроника та енергоефективність». – 2012. – Ч.1. – С. 47-52.
5. Сенько В.І., Сенько С.В., Юрченко М.М., Твердохліб Ю.О. Один із способів поліпшення енергетичних і якісних показників інверторів напруги // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силовая электроника та енергоефективність». – 2012. – Ч.1. – С. 21-23.
6. Сокол Е.И., Гончаров Ю.П., Ересько А.В., Замаруев В.В., Ивахно В.В., Кривошеев С.Ю., Зражевец Е.М., Лобко А.В., Маляренко Е.А., Стысло Б.А. Интеграция объектов распределённой генерации электроэнергии в низковольтные электрические сети // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силовая электроника та енергоефективність». – 2012. – Ч.2. – С. 113-116.
7. Andrijanovits A., Rankis I., Zakis Ja. Performance comparison of boost and quasi-Z-source converters // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силовая электроника та енергоефективність». – 2012. – Ч.4. – С. 30-35.
8. Husev O., Roncero-Clemente C., Stepenko S., Vinnikov D., Romero-Cadaval E. CCM Operation Analysis of the Single-Phase Three-Level Quasi-Z-Source Inverter // Proceedings of the 15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe (Novi Sad, Serbia, 3-6 September 2012). – Novi Sad: University of Novi Sad, 2012. – P. DS1b.21-1-DS1b.21-6.
9. Husev O., Stepenko S., Roncero-Clemente C., Romero-Cadaval E., Vinnikov D. Single Phase Three-Level Quasi-Z-Source Inverter With a New Boost Modulation Technique // Proceedings of the 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON' 2012 (Montreal, Canada, 25-28 October 2012). – Montreal: IEEE Press, 2012. – P. 5852-5857.
10. Ott S., Roasto I., Vinnikov D., Lehtla T. Analytical and Experimental Investigation of Neutral Point Clamped Quasi-Impedance-Source Inverter // Scientific Journal of RTU. 4. series., Energetika un elektrotehnika. – Vol. 29. – 2011. – P. 113-118.
11. Roncero-Clemente C., Romero-Cadaval E., Husev O., Vinnikov D. Simulation Study of Different Modulation Techniques for Three-Level Quasi-Z-Source Inverter // Scientific Journal of RTU. 20. series., Electrical, Control and Communication Engineering. – Vol. 1. – 2012. – P. 11-17.
12. Stepenko S., Husev O., Vinnikov D., Ivanets S. FPGA Control of the Neutral Point Clamped Quasi-Z-Source Inverter // Proceedings of the 13th Biennial Baltic Electronics Conference (Tallinn, Estonia, 3-5 October 2012). – Tallinn: TUT, 2012. – P. 263-266.

## EXPERIMENTAL INVESTIGATION OF THREE-LEVEL VOLTAGE INVERTER WITH QUASI-Z-SOURCE INPUT NETWORK

S. A. Stepenko

Department of Electrical Engineering, Tallinn University of Technology

Ehitajate tee, 5, Tallinn, 19086, Estonia

stepenko.sergey@gmail.com

*The results of experimental investigation of three-level voltage inverter with quasi-impedance-source input network are presented in this work. The application of modern semiconductor element base allowed high efficiency and low total harmonic distortion to be achieved in a wide range of input voltage. Due to high switching frequency of transistors it became possible substantially reduce weight and size parameters under continuous input current mode. References 12, figures 7.*

**Key words:** *three-level voltage inverter, quasi-impedance-source network, high efficiency, low THD, continuous input current mode.*

1. Bakhovtsev I.A. Analysis of input and output integral characteristics of three-phase three-level inverter with PWM // Tekhnichna elektrodynamika. Thematic issue "Power electronics and energy efficiency". – 2012. – Vol. 3. – P. 39-44 (Rus).

2. Blinov A., Vinnikov D., Rang T. SiC and GaAs diodes in the power electronic devices // Tekhnichna elektrodynamika. Thematic issue "Power electronics and energy efficiency". – 2012. – Vol. 1. – P. 42-46 (Rus).

3. *Vinnikov D., Husev A., Blinov A.* Push-pull quasi-impedance-source boost DC/DC converter // *Tekhnichna elektrodynamika. Thematic issue "Power electronics and energy efficiency"*. – 2012. – Vol. 4. – P. 36-42 (Rus.).
4. *Husev A.A., Stepenko S.A., Clemente K.R., Cadaval E.R., Vinnikov D.V.* Three-level quasi-impedance-source inverter with new modulation technique // *Tekhnichna elektrodynamika. Thematic issue "Power electronics and energy efficiency"*. – 2012. – Vol. 1. – P. 47-52 (Rus.).
5. *Senko V.I., Senko Y.V., Yurchenko M.M., Tverdokhlib Y.O.* One method of improvement of energy and quality indicators of voltage inverters // *Tekhnichna elektrodynamika. Thematic issue "Power electronics and energy efficiency"*. – 2012. – Vol. 1. – P. 21-23 (Ukr.).
6. *Sokol E.I., Honcharov Y.P., Yeresko A.V., Zamaruiev V.V., Ivakhno V.V., Krivosheiev S.Y., Zrazhevets E.M., Lobko A.V., Malyarenko E.A., Styslo B.A.* Integration of distributed power generation facilities into low-voltage electrical network // *Tekhnichna elektrodynamika. Thematic issue "Power electronics and energy efficiency"*. – 2012. – Vol. 2. – P. 113-116 (Rus.).
7. *Andriyanovits A., Rankis I., Zakis Ja.* Performance comparison of boost and quasi-Z-source converters // *Tekhnichna elektrodynamika. Thematic issue "Power electronics and energy efficiency"*. – 2012. – Vol. 4. – P. 30-35 (Eng.).
8. *Husev O., Roncero-Clemente C., Stepenko S., Vinnikov D., Romero-Cadaval E.* CCM Operation Analysis of the Single-Phase Three-Level Quasi-Z-Source Inverter // *Proceedings of the 15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe (Novi Sad, Serbia, 3-6 September 2012)*. – Novi Sad: University of Novi Sad, 2012. – P. DS1b.21-1-DS1b.21-6 (Eng.).
9. *Husev O., Stepenko S., Roncero-Clemente C., Romero-Cadaval E., Vinnikov D.* Single Phase Three-Level Quasi-Z-Source Inverter With a New Boost Modulation Technique // *Proceedings of the 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON' 2012 (Montreal, Canada, 25-28 October 2012)*. – Montreal: IEEE Press, 2012. – P. 5852-5857 (Eng.).
10. *Ott S., Roasto I., Vinnikov D., Lehtla T.* Analytical and Experimental Investigation of Neutral Point Clamped Quasi-Impedance-Source Inverter // *Scientific Journal of RTU. 4. series., Energetika un elektrotehnika*. – Vol. 29. – 2011. – P. 113-118 (Eng.).
11. *Roncero-Clemente C., Romero-Cadaval E., Husev O., Vinnikov D.* Simulation Study of Different Modulation Techniques for Three-Level Quasi-Z-Source Inverter // *Scientific Journal of RTU. 20. series., Electrical, Control and Communication Engineering*. – Vol. 1. – 2012. – P. 11-17 (Eng.).
12. *Stepenko S., Husev O., Vinnikov D., Ivanets S.* FPGA Control of the Neutral Point Clamped Quasi-Z-Source Inverter // *Proceedings of the 13th Biennial Baltic Electronics Conference, BEC'2012 (Tallinn, Estonia, 3-5 October 2012)*. – Tallinn: TUT, 2012. – P. 263-266 (Eng.).