УДК 621.396.41

А. Нурханов, А.В. Осипов, И.В. Калашников, М.М. Поддубный

Вольтодобавочный резонансный *LLC*-преобразователь с двухполярным выходным напряжением

Проведен сравнительный анализ вольтодобавочной и изолированной топологий резонансного *LLC*-преобразователя с двухполярным выходным напряжением. Установлено, что вольтодобавочная топология позволяет снизить массогабаритные параметры и потери трансформатора, сохраняя при этом требуемые выходные параметры при колебаниях нагрузки. Проведена оценка действующих значений тока резонансных контуров, определяющая статические потери, показывающая увеличение действующего тока резонансного контура вольтодобавочной топологии в 1,5 раза относительно изолированного аналога. Результаты работы свидетельствуют о значительном улучшении массогабаритных показателей с сохранением прежней энергоэффективности предложенного преобразователя по сравнению с классическими изолированными решениями.

Ключевые слова: резонансный *LLC*-преобразователь, push-pull-преобразователь, автотрансформатор, ZVS, мягкая коммутация.

DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-3-155-162

В чрезвычайных ситуациях бесперебойная работа систем оповещения имеет особую важность, так как обеспечивает безопасность людей. В разработанной НИИ АЭМ ТУСУРа системе оповещения применяются сирены и громкоговорители со звуковым усилителем D-класса суммарной мощностью, достигающей 1 кВт [1]. Питание усилителя осуществляется двухполярным напряжением ±85 В, которое формируется как от промышленной сети, так и от аккумулятора, и с помощью двух автономных резонансных *LLC*-преобразователей [2–4].

В таких преобразователях реализуется мягкое включение транзисторов Zero Voltage Switching (ZVS) при небольшой добротности резонансного контура, что обеспечивает им высокий КПД с приемлемыми массогабаритными показателями [5, 6].

В обоих случаях преобразователь построен по изолированной топологии, хотя при питании от аккумулятора гальваническая развязка не требуется (аккумулятор и D-усилитель имеют общую точку), трансформатор необходим для формирования двухполярного напряжения с помощью выпрямителя по схеме Латура. Такое решение ухудшает массогабаритные показатели преобразователя из-за наличия трансформатора полной мощности [7–9].

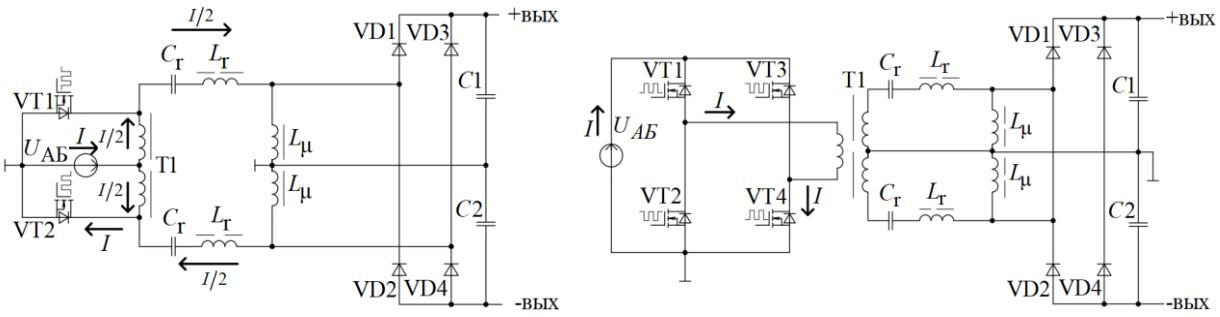
В работе поставлена задача разработки эффективного неизолированного резонансного *LLC*-преобразователя с двухполярным выходным напряжением.

Режимы работы резонансных *LLC*-преобразователей разных **топологий**

В резонансном *LLC*-преобразователе стабилизация выходного напряжения происходит в повышающем режиме с помощью частотного регулирования в диапазоне ниже резонансной частоты. *LLC*-преобразователь с двухполярным выходным напряжением в изолированном варианте, применяемый в системах оповещения, представлен на рис. 1, *а* [10]. В такой схеме двухполярное питание формируется за счет двух симметричных *LC*-контуров, подключаемых к схеме Латура.

В вольтодобавочной push-pull топологии *LLC*-преобразователя (рис. 1, *б*) применение автотрансформатора с симметричной отпайкой позволяет уменьшить ток обмоток трансформатора и массогабаритные параметры трансформатора в сравнении с изолированной схемой. Данный подход обеспечивает разгрузку трансформатора по току, что особенно важно в низковольтных системах с большим током входного источника.

Для сравнения режимов работы *LLC*-преобразователей разных топологий проведены расчеты частотной зависимости коэффициента передачи путем анализа импеданса резонансного контура по первой гармонике [11, 12].



а *б*

Рис. 1. *LLC*-преобразователи: изолированный – *а*; вольтодобавочный – *б*

$$Z(\omega) = j\omega \cdot L_r - j\frac{1}{\omega \cdot C_r} + \frac{j\omega \cdot L_\mu \cdot R_{ac}}{j\omega \cdot L_\mu + R_{ac}}, \quad (1)$$

$$\mathrm{Re}(\omega) = R_{ac} \cdot \frac{Q^2 \cdot \Omega^2 \cdot m^2}{1 + Q^2 \cdot \Omega^2 \cdot m^2}, \quad (2)$$

$$\mathrm{Im}(\omega) = \rho \cdot \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + \frac{\Omega \cdot m}{1 + Q^2 \cdot \Omega^2 \cdot m^2} \right), \quad (3)$$

где R_{ac} – сопротивление нагрузки по переменному току; L_r – резонансный дроссель; C_r – резонансный конденсатор; L_μ – шунтирующий дроссель; $\rho = \sqrt{L_r / C_r}$ – волновое сопротивление контура; $Q = \rho / R_{ac}$ – добротность резонансного контура; $\Omega = \omega \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}$ – относительное изменение частоты; $m = L_\mu / L_r$ – отношение индуктивностей контура.

Частотно-импедансные характеристики позволяют определить коэффициент передачи по напряжению

$$K_U(\Omega) = \sqrt{\frac{R_{ac}}{\mathrm{Re}\, Z_{вх}(\omega)}} \cdot \cos\varphi = \frac{\sqrt{R_{ac} \cdot \mathrm{Re}\, Z_{вх}(\omega)}}{Z_{вх}(\omega)} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2 m} + 1 \right)^2 + \left(Q \frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} \right)^2}} \quad (4)$$

и фазо-частотную характеристику (ФЧХ)

$$\varphi(\Omega) = \mathrm{arctg} \frac{\mathrm{Im}\, Z_{вх}(\omega)}{\mathrm{Re}\, Z_{вх}(\omega)} = \mathrm{arctg}\left(Q \left(\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega} + \frac{\Omega m}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right) \cdot \left(1 + \frac{1}{1 + Q^2 \Omega^2 m^2} \right) \right). \quad (5)$$

На резонансной частоте $\Omega = 1$ контур обеспечивает единичный коэффициент передачи, не зависящий от нагрузки. Повышение напряжения реализуется на участке с частотными расстройками $\Omega < 1$.

В изолированной схеме преобразователя коэффициент трансформации рассчитывается на максимальное входное напряжение, это позволяет получить стабилизируемое выходное напряжение на резонансной частоте $\Omega = 1$ (при $K_U = 1$) в условиях максимальной эффективности. При уменьшении входного напряжения коэффициент передачи увеличивается за счет смещения частоты в область ниже резонансной $\Omega < 1$, что сопровождается искажением формы тока и уменьшением эффективности. Для случая $U_{вых} = \pm 85$ В, при напряжении АБ $U_{вх} = 42, \ldots, 54$ В, согласно такому подходу, коэффициент трансформации должен составлять $K_{тр} = 0{,}33$, а в точке $U_{вх} = 42$ В для обеспечения выходного напряжения необходим коэффициент передачи контура $K_U = 1{,}35$.

Вольтодобавочная схема резонансного преобразователя не позволяет реализовать представленный режим работы из-за отсутствия возможности произвольного гибкого согласования напряжений аккумулятора и нагрузки. В точке максимального входного напряжения $U_{вх_max} = 54$ В вольтодобавочная топология реализует только двукратное увеличение напряжения, поэтому для формирования $U_{вых} = \pm 85$ В необходимо дополнительное усиление $K_U = 1{,}58$, которое обеспечивается резонансным контуром при смещении частоты. Тогда в точке минимального входного напряжения $U_{вх_min} = 42$ В коэффициент передачи составит $K_U = 1{,}58 \cdot 1{,}3 = 2{,}05$.

Для обеих схем проведены расчеты при фиксированной емкости резонансного конденсатора $C_r = 300$ нФ на плечо резонансного контура $f_0 = 200$ кГц для изолированной и $f_0 = 350$ кГц для вольтодобавочной топологии, что обусловливает работу в области больших относительных расстроек.

При сопротивлении нагрузки $R_н = 25$ Ом были определены следующие приведенные параметры контура: $Q = 0{,}2$, $m = 7{,}5$ – изолированная топология; $Q = 0{,}12$, $m = 10$ – вольтодобавочная топология.

Из рис. 2 видно, что диапазон частотного регулирования изолированной топологии находится в пределах $f = 110 \ldots 170$ кГц, а вольтодобавочная топология работает в диапазоне $f = 130 \ldots 155$ кГц, обеспечивая необходимые коэффициенты передачи. При этом диапазон частотного регулирования вольтодобавочной топологии находится существенно ниже резонансной частоты, что приводит к увеличению относительных частотных расстроек [14].

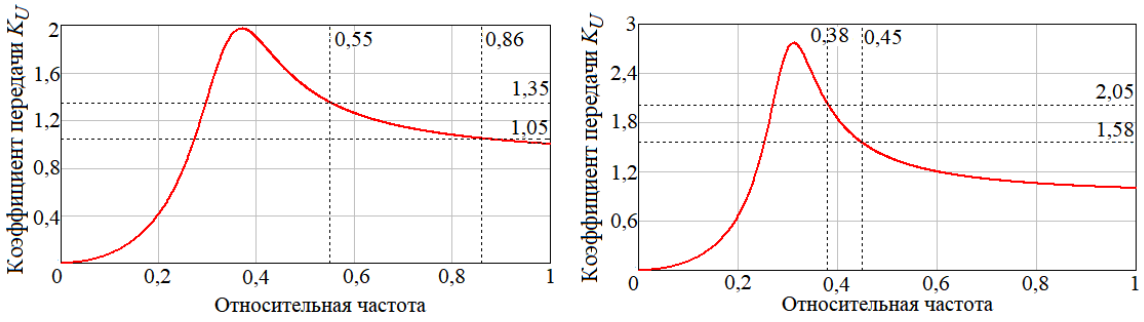


Рис. 2. АЧХ *LLC*-преобразователя: изолированного ($Q = 0{,}2$ и $m = 7{,}5$) – *а*; вольтодобавочного ($Q = 0{,}12$ и $m = 10$) – *б*

Имитационное моделирование топологий

Для количественной оценки энергетических потерь проведено моделирование в среде LTspice с целью определения действующего значения тока контура и уточнения диапазонов частотного регулирования топологий.

В качестве параметров моделирования изолированной топологии резонансного *LLC*-преобразователя были выбраны следующие значения: выходное напряжение $U_{вых} = \pm 85$ В; входное напряжение $U_{вх} = 42...54$ В; сопротивление нагрузки $R_н$ = 25 Ом; коэффициент трансформации $K_{тр} = 0{,}33$; исходя из $Q = 0{,}2$ и $m = 7{,}5$, определены параметры элементов плеча резонансного *LLC*-контура: $L_г$ = 2 мкГн; $C_г$ = 300 нФ; $L_μ$ = 15 мкГн (рис. 3, 4).

Исходя из $Q = 0{,}12$ и $m = 10$, определены параметры элементов плеча резонансного контура вольтодобавочного *LLC*-преобразователя при тех же значениях входного и выходного напряжения и сопротивления нагрузки: $L_г = 0{,}7$ мкГн, $C_г$ = 300 нФ, $L_μ$ = 7 мкГн (рис. 5, 6).

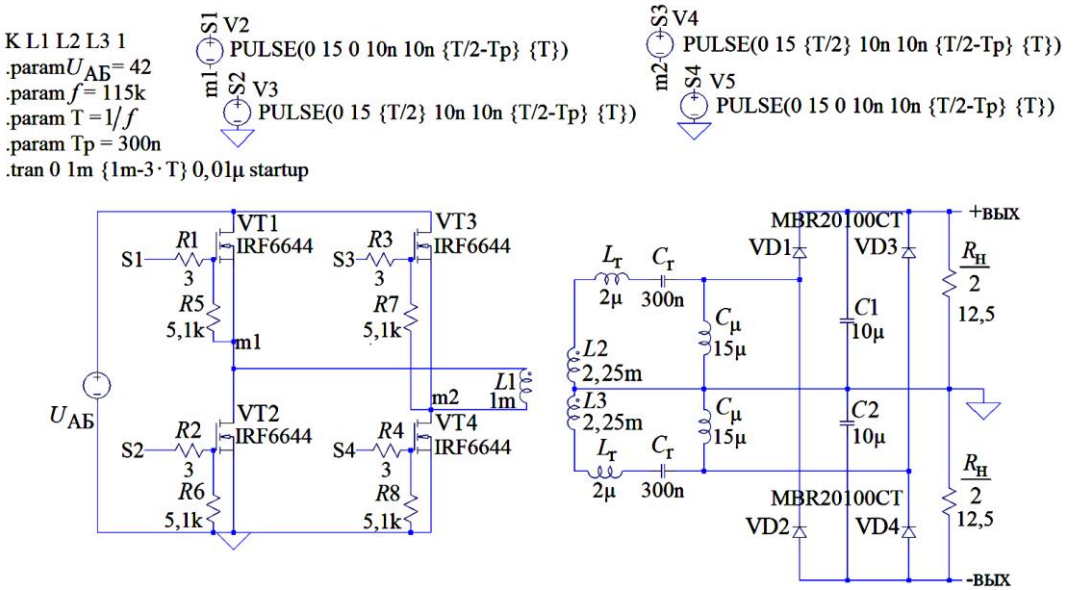
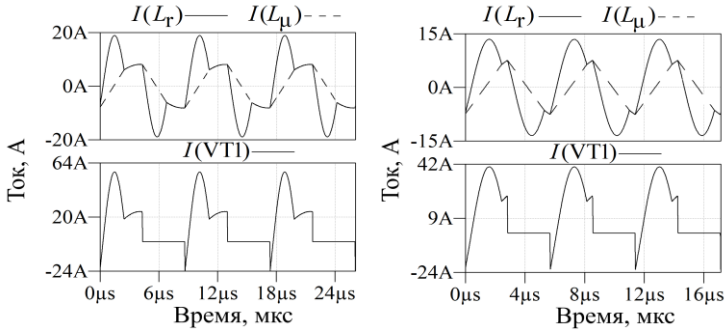


Рис. 3. Имитационная модель изолированного резонансного *LLC*-преобразователя



а *б*

Рис. 4. Диаграммы имитационной модели изолированного *LLC*-преобразователя: $U_{вх}$ = 42 В, f = 115 кГц – *а*; $U_{вх}$ = 54 В, f = 175 кГц – *б*

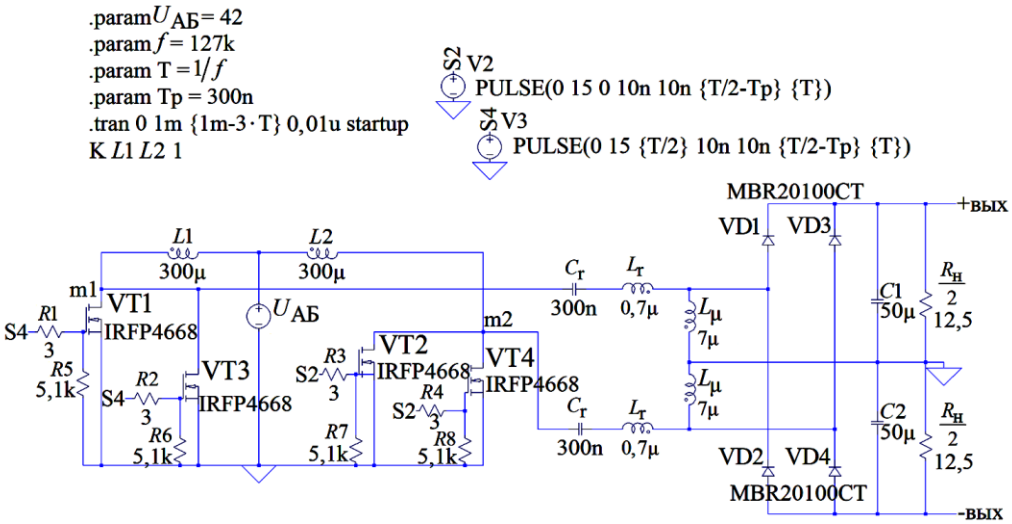
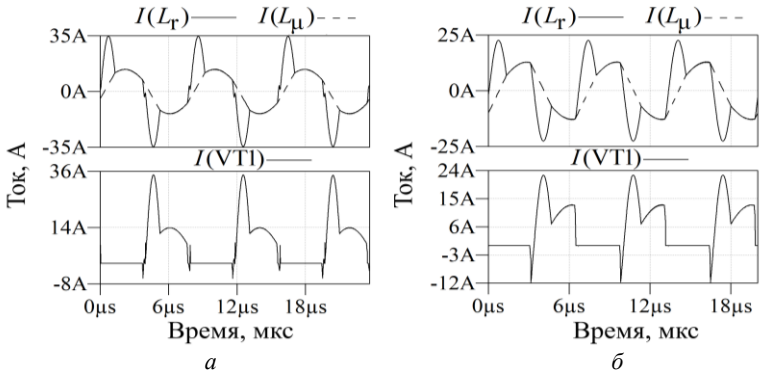


Рис. 5. Имитационная модель вольтодобавочного резонансного *LLC*-преобразователя



а *б*

Рис. 6. Диаграммы имитационной модели вольтодобавочного *LLC*-преобразователя:
$U_{вх} = 42$ В, $f = 127$ кГц – *а*; $U_{вх} = 54$ В, $f = 150$ кГц – *б*

Для снижения токовой нагрузки при сохранении прежнего количества транзисторов ключ может состоять из двух параллельно включенных транзисторов.

Для обеспечения симметрии выходного напряжения и уменьшения габаритов резонансный и шунтирующий дроссели плеч *LLC*-контура выполнены в магнитосвязанном исполнении.

Шунтирующий дроссель имеет отпайку, его эквивалентная индуктивность при симметрии обмоток ($L_{μ1} = L_{μ2}$) имеет вид [15]:

$$L_{μ\ экв} = L_{μ1} + L_{μ2} + 2k_μ\sqrt{L_{μ1}\,L_{μ2}} = ,$$
$$= L_{μ\ экв} = 2L_μ + 2k_μ\,L_μ , \qquad (6)$$

где $k_μ$ – коэффициент связи шунтирующих дросселей.

Коэффициент связи рассчитывается по следующей формуле, при этом $k < 1$:

$$k = 1 - \frac{L_s}{L}, \qquad (7)$$

где L_s – индуктивность рассеяния дросселя; L – собственная индуктивность дросселя.

Индуктивность магнитосвязанного шунтирующего дросселя, выраженная из формулы (6):

$$L_μ = \frac{L_{μ\ экв}}{2k_μ + 2}. \qquad (8)$$

Обмотки резонансного дросселя соединены параллельно, для симметрии выходного напряжения $L_{г1} = L_{г2}$, его эквивалентная индуктивность рассчитывается по формуле [15]

$$L_{r\ экв} = \frac{L_{г1}L_{г2} - M^2}{L_{г1} + L_{г2} + 2M} = \frac{L_г{}^2 - M^2}{2L_г + 2\cdot M}, \qquad (9)$$

где M – индуктивность взаимоиндукции.

$$M = k_г \cdot \sqrt{L_{г1}\cdot L_{г2}}\,. \qquad (10)$$

Тогда индуктивность магнитосвязанного резонансного дросселя, выраженная из формулы 9:

$$L_{r\ экв} = -L_г\,\frac{k_г - 1}{2}. \qquad (11)$$

Отсюда, индуктивность магнитосвязанного шунтирующего дросселя на плечо, согласно формуле (8), при эквивалентной индуктивности обмоток которого $L_{μ\ экв} = 7 + 7 = 14$ мкГн, и $k_μ = 0{,}93$, составляет $L_{μ1} = 3{,}6$ мкГн на плечо.

Индуктивность резонансного дросселя на плечо 0,7 мкГн, тогда общая эквивалентная индуктивность резонансного дросселя составляет $L_{г\ экв} = 0{,}7/2 = 0{,}35$ мкГн, и при $k_г = 0{,}85$ индуктивность магнитосвязанного резонансного дросселя на плечо, согласно формуле (11), $L_{г1} = 4{,}7$ мкГн.

Параметры элементов плеча резонансного контура вольтодобавочного *LLC*-преобразователя с магнитосвязанными дросселями: $L_г = 4{,}7$ мкГн, $C_г = 300$ нФ, $L_μ = 3{,}6$ мкГн (рис. 7, 8).

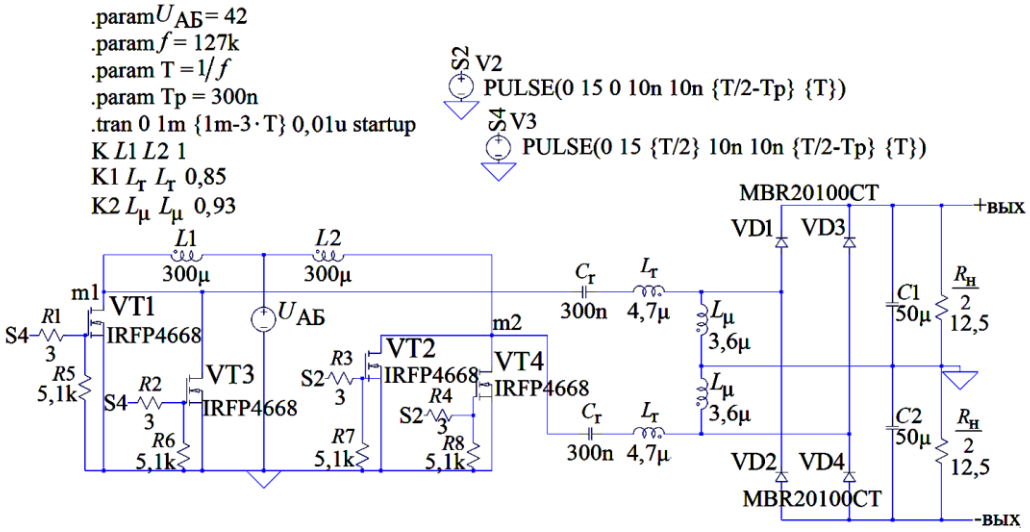
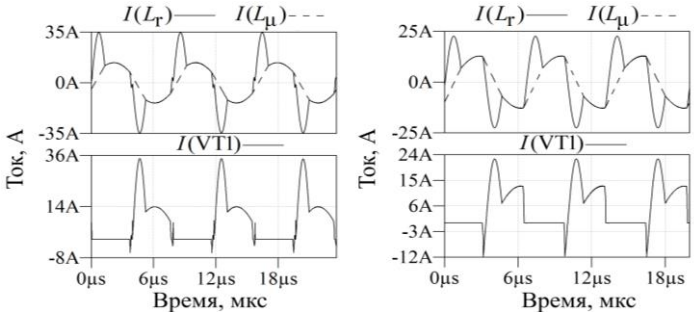


Рис. 7. Имитационная модель вольтодобавочного резонансного *LLC*-преобразователя с магнитосвязанными дросселями



а *б*

Рис. 8. Диаграммы имитационной модели вольтодобавочного *LLC*-преобразователя с магнитосвязанными дросселями: $U_{вх} = 42$ В, $f = 127$ кГц – *а*; $U_{вх} = 54$ В, $f = 150$ кГц – *б*

Из временных диаграмм на рис. 6 и 8 видно полное соответствие имитационных моделей вольтодобавочного *LLC*-преобразователя с магнитосвязанными и эквивалентными индуктивностями.

В табл. 1 представлены значения действующего тока резонансного контура силовых транзисторов и выпрямителя I_{RMS}, показано, что действующий ток (определяющий потери) контура вольтодобавочной топологии в 1,5 раза превышает ток изолированной топологии. Это видно по форме тока на рис. 4 и 8, что согласуется с данными табл. 1.

Таблица 1

Действующий ток резонансного контура, силовых транзисторов и выпрямителя *LLC*-преобразователя

Топология	Изолированная		Вольтодобавочная	
$U_{вх}$, В	42	54	42	54
f, кГц	115	175	127	150
$I_{RMS\ res.}$, А	11,24	9,25	16,5	12,95
$I_{RMS\ rect.}$, А	10,02	8,13	12,15	11,07
$I_{RMS\ vt.}$, А	23,77	19,21	12,11	9,36

Как видно из данных табл. 1, параллельное включение транзисторов позволило значительно снизить статические потери транзисторов в инверторе вольтодобавочного *LLC*-преобразователя. Частотный диапазон регулирования топологий приблизительно соответствует АЧХ на рис. 2. Таким образом, можно заключить, что ток резонансного контура в вольтодобавочном преобразователе имеет большую рекуперацию, чем в изолированной топологии. Действующее значение тока резонансного контура в вольтодобавочной топологии в среднем в 1,5 раза превышает аналогичное в изолированном варианте. При этом величина тока транзисторов в 2 раза ниже.

Эксперимент

На основе данных имитационных моделей разработан экспериментальный образец вольтодобавочного резонансного *LLC*-преобразователя с магнитосвязанными дросселями (рис. 9).

В качестве силовых транзисторов инвертора используются IRFP4668PBF, резонансный и шунтирующий дроссели выполнены на магнитопроводе ETD34. Технические параметры транзисторов представлены в табл. 2, моточные данные трансформатора и дросселей – в табл. 3.

Как видно из данных табл. 2, сопротивление открытого канала транзисторов вольтодобавочного преобразователя в 2 раза выше, что обусловлено высоким уровнем напряжения сток-исток относительно изолированной топологии.

Рис. 9. Экспериментальный образец вольтодобавочного резонансного *LLC*-преобразователя

Таблица 2

Технические параметры транзисторов инвертора *LLC*-преобразователя

Топология	Изолированная	Вольтодобавочная
Транзистор	IRFP4110PBF	IRFP4668PBF
$U_{с\text{-}и\ макс.}$, В	100	200
$I_{с\ макс.}$, А	120	130
R_{DS}, мОм	4,5	9,7

Таблица 3

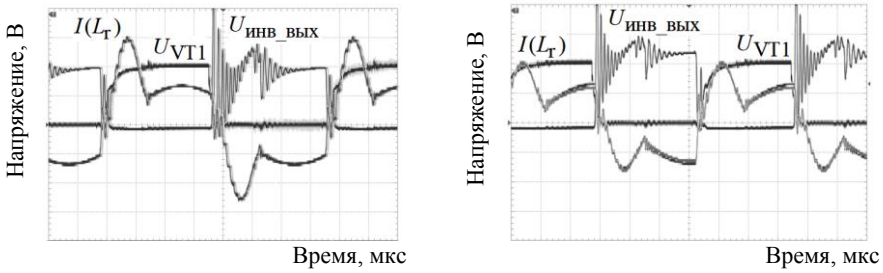
Моточные данные трансформатора и дросселей

Топология	Изолированная	Вольтодобавочная
Трансформатор		
Сердечник	ETD 59/31/22 A_L = 5300 нГн	ETD 44/22/15 A_L = 3500 нГн
	ETD 59/31/22 A_L = 508 нГн	ETD 44/22/15 A_L = 262 нГн
Обмотка	I	I
Число витков	8	16
Провод	4× ЛЭЛО 175×0,1 мм	2× ЛЭЛО 175×0,1 мм
Обмотка	II	–
Число витков	12	–
Провод	2× ЛЭЛО 175×0,1 мм	–
Резонансный дроссель		
Сердечник	DR2W 18X22	ETD 34/17/11 A_L = 2600 нГн
		ETD 34/17/11 A_L = 251 нГн
Провод	2× ЛЭЛО 175×0,1 мм	2× ЛЭЛО 175×0,1 мм
Число витков	5	10
Шунтирующий дроссель		
Сердечник	ETD 29/16/10 A_L = 2200 нГн	ETD 34/17/11 A_L = 2600 нГн
	ETD 29/16/10 A_L = 124 нГн	ETD 34/17/11 A_L = 153 нГн
Провод	ЛЭЛО 175×0,1 мм	2× ЛЭЛО 175×0,1 мм
Число витков	11	12

Согласно данным табл. 3, трансформатор в классической изолированной топологии резонансного *LLC*-преобразователя отличается увеличенными габаритами, а также требуется применение двух резонансных и шунтирующих дросселей, размещенных на магнитопроводах типа DR2W 18X22 и ETD 29/16/10. Магнитосвязанный резонансный дроссель вольтодобавочной топологии состоит из 2 обмоток по 5 витков, индуктивность обмотки $L_г = 3{,}9$ мкГн, индуктивность рассеяния $L_{г\,рас} = 0{,}4$ мкГн, отсюда, согласно формуле (7), коэффициент связи $k_г = 0{,}9$. Магнитосвязанный шунтирующий дроссель состоит из 2 обмоток по 6 витков, индуктивность обмотки $L_г = 3{,}3$ мкГн, индуктивность рассеяния $L_{μ\,рас} = 0{,}2$ мкГн, тогда, согласно формуле (7), $k_μ = 0{,}94$.

Осциллограмма работы вольтодобавочного резонансного *LLC*-преобразователя при 42 и 54 В входного напряжения представлена на рис. 10. Осциллограф RIGOL DS1104, датчик тока Talema AS-101.

Экспериментальный образец настроен на величину 170 В выходного напряжения при входном напряжении 42, …, 54 В, величины КПД при минимальном и максимальном значениях входного напряжения представлены в табл. 4 и проведено сравнение с изолированной топологией.



а *б*

Рис. 10. Осциллограмма тока контура экспериментального образца вольтодобавочного *LLC*-преобразователя: $U_{вх} = 42$ В, $f = 129$ кГц – *а*; $U_{вх} = 54$ В, $f = 149$ кГц – *б*.
Время деления шкалы осциллографа – 1 мкс/дел; 1-й канал – сигнал управления транзисторами – U_{VT1} (5 В/дел);
2-й канал – сигнал на выходе инвертора – $U_{инв_вых}$ (50 В/дел);
3-й канал – ток резонансного дросселя *LLC*-преобразователя – $I(L_г)$ (1 В/дел)

Данные из табл. 4 показывают, что применение автотрансформаторной схемы в сочетании с параллельным включением силовых ключей позволяет эффективно сгладить негативное влияние значительной частотной расстройки в вольтодобавочной топологии.

Таблица 4

Сравнение КПД различных топологий

Топология	$U_{вх}$, В	КПД, %
Изолированная	42	90,4
	54	91,6
Вольтодобавочная	42	92,6
	54	93,1

Заключение

Предложенное схемотехническое решение вольтодобавочного резонансного *LLC*-преобразователя, обеспечивающего снижение массогабаритов транформатора по сравнению с традиционными изолированными схемами, привело к увеличению действующего тока из-за больших относительных расстроек, данные приведены в табл. 1.

Магнитосвязанное исполнение резонансного и шунтирующего дросселей обеспечивает симметрию выходного напряжения и дополнительно снижает габариты резонансного контура.

Таким образом, достигнуто уменьшение габаритов трансформатора и всего устройства при сохранении прежнего КПД, данные приведены в табл. 4.

Литература

1. Осипов А.В. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов / А.В. Осипов, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, Е.В. Ярославцев, И.С. Шемолин // Доклады ТУСУР. – 2017. – Т. 20, № 2. – С. 103–110.

2. Zhang G. Application of Improved Linear Active Disturbance Rejection Control in LLC Converters for Battery Formation / G. Zhang, X. Zhang, C. Fu, B. Qi // Proceedings of the 3rd International Conference on Energy Engineering and Power Systems (EEPS). – Guangzhou, China: IEEE PES, 2023. – P. 680–684.

3. Wu S.-T. Design and implementation of full-bridge LLC converter with wireless power transfer for dual mode output load / S.-T. Wu, Ch.-H. Han // IEEE Access. – 2021. – Vol. 9. – P. 120392–120406.

4. Rocha J. Design and Implementation of a DC-DC Resonant LLC Converter for Electric Vehicle Fast Charges / J. Rocha, S. Amin, S. Coelho, G. Rego, J.L. Afonso, V. Monteiro // Energies. – 2025. – Vol. 18, No. 1099. – P. 1–26.

5. Israr R. Study and Design of DC-DC LLC Full Bridge Converter for Electric Vehicle Charging Application / R. Israr, P. Samuel // Proceedings of the 5th International Conference on Power, Control & Embeded Systems (IPSCES). – Allahabad, India: IEEE, 2023. – P. 1–6. DOI: 10.1109/ICPCES57104.2023.10076234.

6. Белов Г.А. Анализ резонансного преобразователя постоянного напряжения типа LLC методом основной гармоники / Г.А. Белов, А.А. Павлова // Практическая силовая электроника. – 2018. – № 1. – С. 2–10.

7. Столярова А.А. Математическая модель резонансного LLC-преобразователя / А.А. Столярова, С.Г. Михальченко, В.И. Апасов // Доклады ТУСУР. – 2020. – Т. 23, № 3. – С. 86–91.

8. Gupta P.P. Design and Analysis of LLC Resonant Converter and CCCV Topology for Battery Charging / P.P. Gupta, N. Kumar, U. Nangia // Proceedings of the 2nd Asian Conference on Innovation in Technology (ASIANCON). – Ravet, India: IEEE, 2022. – P. 1–5. DOI: 10.1109/ASIANCON 55314.2022.9909135.

9. Rocha J. Step-by-Step Design of a LLC Resonant Converter for EV Fast Charging Applications / J. Rocha, S. Amin, G. Rego, V. Monteiro // Proceedings of the 8th International Young Engineers Forum on Electrical and Computer Engineering (YEF-ECE). – Caparica / Lisbon, Portugal: IEEE, 2024. – P. 45–50. DOI: 10.1109/YEF-ECE62614.2024.10625506.

10. Dayling S. A Constant Current Digital Control Method for Primary-Side Regulation Half-Bridge LLC Resonant Converter / S. Daying, C. Lihui, Y. Yu, D. Mian, W. Chong, G. Wenhua // Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). – Nashville, TN, USA: IEEE, 2023. – P. 3104–3108. DOI: 10.1109/ECCE53617.2023. 10362727.

11. Bhuvaneswari C. A review on *LLC*-Resonant Converter / C. Bhuvaneswari, R.S.R. Babu // Proceedings of 2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC). – Melmaruvathur, India: IEEE, 2016. – P. 620–623. DOI: 10.1109/iccpeic.2016. 7557268.

12. Шемолин И.С. Резонансный низковольтный преобразователь / И.С. Шемолин, А.В. Осипов, И.В. Калашников, А.И. Зазыгин // 1-я Междунар. конф. «Проблемы информатики, электроники и радиотехники» (ПИЭР). – Новосибирск: НГТУ, 2020. – С. 121–127.

13. Осипов А.В. Сопоставление энергетических характеристик резонансных *LLC*- и *LCC*-преобразователей постоянного напряжения // Доклады ТУСУР. – 2024. – Т. 27, № 4. – С. 153–159.

14. Jovanović M.M. On-the-Fly Topology-Morphing Control-Efficiency Optimization Method for LLC Resonant Converters Operating in Wide Input– and/or Output-Voltage Range / M.M. Jovanović, B.T. Irving // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2016. – Vol. 31, No. 3. – P. 2596–2608.

15. Попов В.П. Основы теории цепей: учебник для вузов. – 7-е изд., перераб. и доп. – М.: Юрайт, 2025. – 602 с.

Нурханов Абилкайр
Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ)
Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-952-54-25-38
Эл. почта: abilkayr.nurkhan@mail.ru

Осипов Александр Владимирович
Д-р техн. наук, доцент каф. ПрЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 41-44-75
Эл. почта: ossan@mail.ru

Калашников Игорь Викторович
Зав. отд. № 15 Научно-исследовательского института автоматики и электромеханики ТУСУРа
Белинского ул., 53, г. Томск, Россия, 634034
Тел.: +7 (382-2) 55-83-38
Эл. почта: cygnal@mail.ru

Поддубный Михаил Михайлович
Магистрант каф. ПрЭ ТУСУРа
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7-996-205-06-01
Эл. почта: podsubnuy609@gmail.com

Поступила в редакцию: 10.09.2025.
Принята к публикации: 05.11.2025.

Nurkhanov A., Osipov A.V.,
Kalashnikov I.V., Poddubniy M.M.

Voltage-boost resonant *LLC*-converter with bipolar output voltage

This paper presents a comparative analysis of voltage-boost and isolated topologies of a resonant *LLC*-converter with a bipolar output voltage. It is shown that the voltage-boost topology can reduce size and weight and decrease transformer losses while maintaining the required output parameters under load variations. An assessment of the root mean square (RMS) current values in the resonant circuits, which determine static losses, revealed a 1.5-fold increase in the resonant circuit current of the voltage-boost topology compared to the isolated counterpart. The results demonstrate a significant improvement in size- and- weight metrics while maintaining comparable energy efficiency of the proposed converter relative to conventional isolated solutions.

Keywords: resonant *LLC*-converter, push-pull converter, autotransformer, ZVS, soft switching.
DOI: 10.21293/1818-0442-2025-28-3-155-162

References

1. Osipov A.V., Shkol'nyy V.N., Shinyakov Yu.A., Yaroslavtsev E.V., Shemolin I.S. [Series Resonant Converter for discharge of Battery Power Supply Systems]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 103–110 (in Russ.).

2. Zhang G., Zhang X., Fu C., Qi B. Application of Improved Linear Active Disturbance Rejection Control in LLC-Converters for Battery Formation. Proceedings of the 3rd International Conference on Energy Engineering and Power Systems (EEPS). Guangzhou, China, IEEE PES, 2023, pp. 680–684.

3. Wu S.-T., Han Ch.-H. Design and implementation of full-bridge LLC converter with wireless power transfer for dual mode output load. *IEEE Access*, 2021, vol. 9, pp. 120392–120406.

4. Rocha J., Amin S., Coelho S., Rego G., Afonso J.L., Monteiro V. Design and Implementation of a DC-DC Resonant LLC Converter for Electric Vehicle Fast Charges. *Energies*, 2025, vol. 18, no. 1099, pp. 1–26.

5. Israr R., Samuel P. Study and Design of DC-DC LLC-Full Bridge Converter for Electric Vehicle Charging Application. Proceedings of the 5th International Conference on Power, Control & Embeded Systems (IPSCES). Allahabad, India, IEEE, 2023, pp. 1–6. DOI: 10.1109/ICPCES57104.2023. 10076234.

6. Belov G.A., Pavlova A.A. *Analiz rezonansnogo preobrazovatelya postoyannogo napryazheniya tipa LLC metodom osnovnoi garmoniki* [LLC type resonant DC-DC converter analysis by fundamental harmonic method] *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2018, no. 1, pp. 2–10 (in Russ.).

7. Stolyarova A.A., Mikhalchenko S.G., Apasov V.I. [Mathematical model of the LLC resonant converter] *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2020, vol. 23, no. 3, pp. 86–91 (in Russ.).

8. Gupta P.P., Kumar N., Nangia U. Design and Analysis of LLC Resonant Converter and CCCV Topology for Battery Charging. Proceedings of the 2nd Asian Conference on Innovation in Technology (ASIANCON). Ravet, India, IEEE, 2022, pp. 1–5. DOI: 10.1109/ASIANCON55314.2022.9909135.

9. Rocha J., Amin S., Rego G., Monteiro V. Step-by-Step Design of a LLC Resonant Converter for EV Fast Charging Applications. Proceedings of the 8th International Young Engineers Forum on Electrical and Computer Engineering (YEF-ECE). Caparica / Lisbon, Portugal, IEEE, 2024, pp. 45–50. DOI: 10.1109/YEF-ECE62614.2024.10625506.

10. Dayling S., Lihui C., Yu Y., Mian D., Chong W., Wenhua G. A Constant Current Digital Control Method for Primary-Side Regulation Half-Bridge LLC Resonant Converter. Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Nashville, TN, USA, IEEE, 2023, pp. 3104–3108. DOI: 10.1109/ECCE53617.2023.10362727.

11. Bhuvaneswari C., Babu R.S.R. A review on LLC-Resonant Converter. Proceedings of 2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC). Melmaruvathur, India, IEEE, 2016, pp. 620–623. DOI: 10.1109/iccpeic.2016.7557268.

12. Shemolin A.S., Osipov A.V., Kalashnikov I.V., Zazygin A.I. *Rezonansnyi nizkovol'tnyi preobrazovatel* [Resonant LLC Low Voltage Converter] 1 *mezhdunarodnaya konferentsiya «Problemy informatiki, elektroniki i radiotekhniki*» [1st International Conference Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering]. Novosibirsk, NSTU, 2020, pp. 121–127 (in Russ.)

13. Osipov A.V. [A Comparative Study of Energy Characteristics in Resonant LLC– and LCC- DC-DC-Converters]. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki*, 2024, vol. 27, no. 4, pp. 153–159 (in Russ.).

14. Jovanović M.M., Irving B.T. On-the-Fly Topology-Morphing Control-Efficiency Optimization Method for LLC-Resonant Converters Operating in Wide Input– and/or Output-Voltage Range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, vol. 31, no. 3, pp. 2596–2608.

15. Popov V.P. *Osnovy teorii tsepei: uchebnik dlya vuzov* [Fundamentals of Circuit Theory. Textbook for universities]. 7th ed., revised and enlarged. Moscow, Yurait Publishing House, 2025, 602 p. (in Russ.).

Abilkayr Nurhanov
Postgraduate student, Department of Industrial Electronics (IE), Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-154-25-38
Email: abilkayr.nurkhan@mail.ru

Alexander V. Osipov
Doctor of Science in Engineering, Associate Professor, Department of IE, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 41-44-75
Email: ossan@mail.ru

Igor V. Kalashnikov
Head of the Department No. 15, Research Institute of Automation and Electromechanics of TUSUR
53, Belinskogo st., Tomsk, Russia, 634034
Phone: +7 (382-2) 55-83-38
Email: cygnal@mail.ru

Mikhail M. Poddubnuy
Graduate student, Department of IE, TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-996-205-06-01
Email: podsubnuy609@gmail.com

Received: 10.09.2025.
Accepted: 05.11.2025.