

Анализ способов управления резонансным инвертором

ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В статье представлен анализ и выбор способов регулирования напряжения источника постоянного тока на базе резонансного инвертора, обеспечивающих высокую эффективность в широком диапазоне изменения нагрузки.

Валерий Поляков
promel2000@yandex.ru

При проектировании источника постоянного тока (ИППТ) автономных систем электропитания основными условиями являются высокая эффективность в широком диапазоне изменения нагрузки при выполнении заданных технических требований по статическим и динамическим характеристикам, а также малые габариты изделия. Известно, что хорошие массогабаритные показатели и высокий КПД могут быть достигнуты повышением частоты преобразования при использовании современной элементной базы и технических решений, обеспечивающих «мягкую» коммутацию силовых полупроводниковых ключей.

Хорошим решением для источников постоянного тока средней мощности становится применение резонансных LLC-инверторов при построении DC/DC-преобразователя ИППТ [1–4]. В LLC-инверторе на частоте резонанса индуктивность рассеяния трансформатора полностью скомпенсирована емкостью последовательного конденсатора, что обеспечивает высокий коэффициент использования источника питания по напряжению. В традиционных ШИМ-преобразователях коммутационные процессы «съедают» часть напряжения, что приводит к необходимости компенсации напряжения за счет уменьшения коэффициента трансформации и, соответственно, увеличения тока первичной обмотки.

При построении силовой части ИППТ малой и средней мощности обычно устанавливается полумостовая схема. Типовая схема при низковольтном выходе приведена на рис. 1. Схема содержит полумостовой инвертор с согласующим трансформатором, индуктивностью рассеяния которого используется в последовательном контуре с конденсатором. Для снижения мощности потерь в силовых вентилях на стороне низкого напряжения применяют синхронный выпрямитель.

Регулирование напряжения в резонансных источниках постоянного тока обычно осуществляется изменением частоты, как правило в сторону ее увеличения по мере снижения нагрузки.

Такой способ регулирования позволяет получить высокий КПД при нагрузке более 30% от номинальной. Однако при изменении нагрузки ниже указанного значения КПД резко ухудшается.

Исследуется возможность применения, помимо частотного, других способов регулирования, дается их сравнительный анализ исходя из эффективности в зависимости от нагрузки.

Возможные способы регулирования приведены в таблице 1.

Анализ способов управления проведен с помощью имитационного моделирования для силовой конфигурации преобразователя с синхронным выпрямителем (рис. 1). Номинальная мощность 2000 Вт, выходное напряжение 27 В.

Таблица 1. Способы регулирования резонансных LLC-инверторов

Способ регулирования		Схема инвертора	
		полумост	мост
Частотный	Изменение частоты выше (или ниже) резонансной	+	+
Амплитудный	Изменение напряжения на входе инвертора	+	+
ШИМ	Изменение коэффициента заполнения на полупериоде, при постоянстве частоты	-	+
Асимметричная ШИМ (АШИМ)	Изменение коэффициента заполнения на периоде, при постоянстве частоты	+	-
Прерывистое питание (НЧ ШИМ)	Чередование режимов включенного и отключенного состояния инвертора	+	+

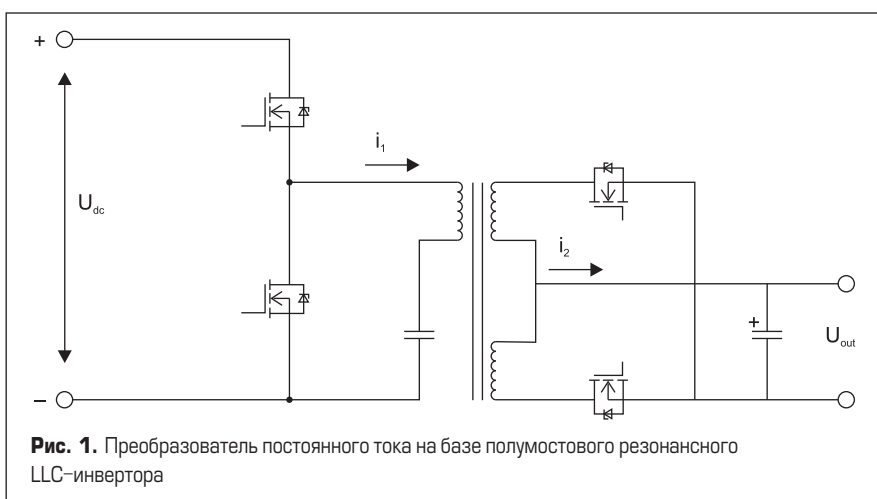


Рис. 1. Преобразователь постоянного тока на базе полумостового резонансного LLC-инвертора

Питание производится от трехфазного активного выпрямителя с номинальным выходным напряжением $U = 700$ В. Резонансная частота $f_0 = 125$ кГц. Последовательная индуктивность $L = 42$ мкГн, параллельная индуктивность 200 мкГн, емкость последовательного конденсатора $C = 40$ нФ. Коэффициент трансформации $K_m = 12$.

Осциллограммы первичного тока для исследуемых способов управления приведены на рис. 2. При реализации амплитудного управления использовалась замкнутая система регулирования выходного напряжения ИППТ путем изменения выходного напряжения активного выпрямителя. Для реализации НЧ ШИМ применена гистерезисная система регулирования напряжения.

Загрузка силовых элементов по току

Эффективность преобразователя определяется мощностью потерь в силовых ключах и обмотках трансформатора, которая пропорциональна квадрату протекающего тока, и мощностью потерь в магнитопроводе.

В качестве первого шага выполнена оценка загрузки по току силовых элементов преобразователя во всем диапазоне изменения нагрузки (0–100%), при частотном, амплитудном управлении, асимметричной ШИМ и НЧ ШИМ [5].

На рис. 3 отражены графические зависимости квадрата действующего тока в силовых ключах, которые даны в относительных единицах, что позволяет оценить активные потери независимо от мощности преобразователя. В качестве базовых значений приняты действующие значения токов в силовых элементах в номинальном режиме. По оси абсцисс — относительная выходная мощность $P_r = P/P_{ном}$, по оси ординат — относительное значение квадрата тока через силовые элементы $I_s^2 = (I/I_{ном})^2$.

Как следует из рис. 3, минимальную загрузку по току обеспечивает частотное и амплитудное управление, что говорит о неоспоримом преимуществе этих способов управления в широком диапазоне изменения мощности за исключением области малой нагрузки.

Асимметричная и НЧ ШИМ неприемлемы для максимальной и средней загрузки, однако имеют хорошие показатели для малых нагрузок (условно менее 30% от номинальной). Наиболее эффективной в области малых нагрузок является НЧ ШИМ, поскольку обеспечивает режим мягкого переключения вплоть до режима холостого хода. При асимметричной ШИМ из-за малого значения коммутационного тока будут возрастать динамические потери по мере снижения нагрузки из-за малого значения переключаемого тока.

Потери в магнитопроводе

Современные магнитные материалы (ферриты N87, N97, магнитопроводы из аморфных и нанокристаллических сплавов) обеспечивают низкие удельные потери на ча-

стотах до 300 кГц и выше и оптимальны для резонансных инверторов. Потери при использовании этих магнитопроводов в диапазоне частот 100–200 кГц составляют в номинальном режиме не более 1% [6, 7].

Расчеты потерь в тороидальном магнитопроводе ГМ 54 ДС K80×40×20 с относительной магнитной проницаемостью $\mu = 1000$ при частоте 125 кГц и амплитуде индукции 0,08 Тл дали значение 0,9% от номиналь-

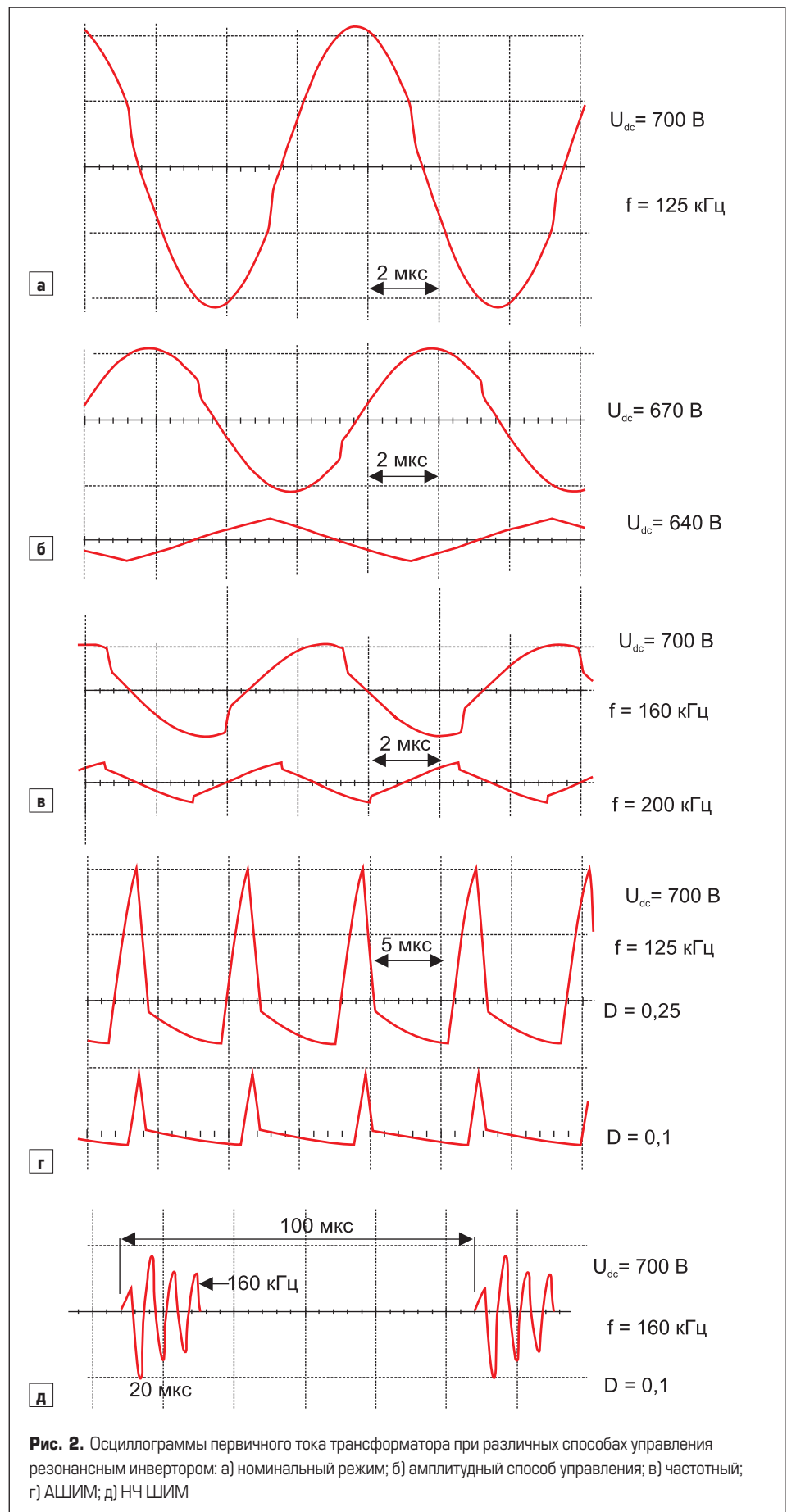
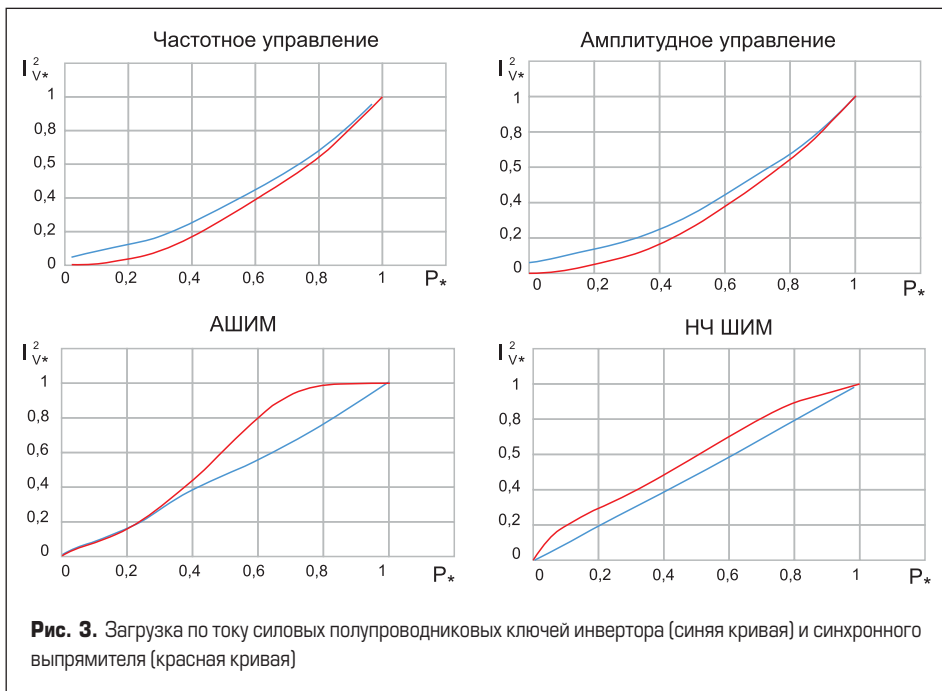


Рис. 2. Осциллограммы первичного тока трансформатора при различных способах управления резонансным инвертором: а) номинальный режим; б) амплитудный способ управления; в) частотный; г) АШИМ; д) НЧ ШИМ



ной мощности 2000 Вт при использовании воздушного охлаждения трансформатора с перегревом $\Delta T = 50^\circ$.

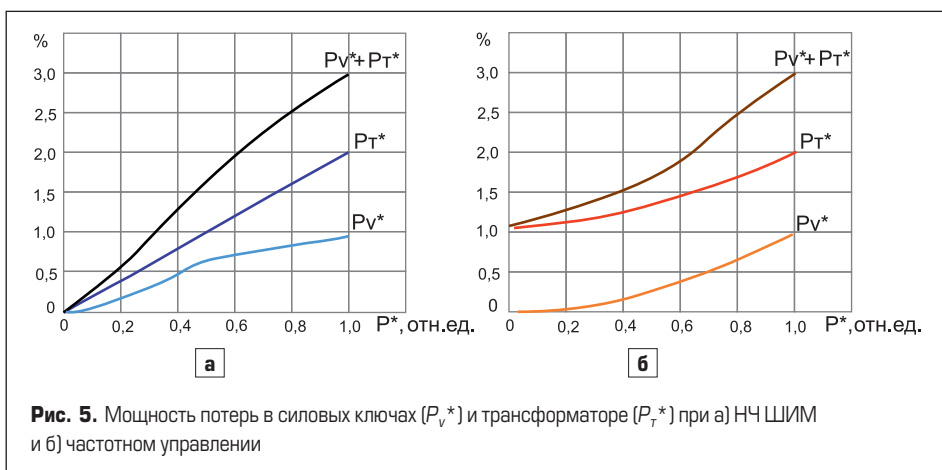
Для расчета удельных магнитных потерь $P_{уд}$ (Вт/м³) для частоты 3–200 кГц использовалась формула [7]:

$$P_{уд} = 75(\ln\mu)^{-2,3} \times f^{1,48} \times (B_m)^{1,85},$$

где μ — номинальная начальная магнитная проницаемость магнитопровода; f — частота, Гц; B_m — максимальная магнитная индукция, Тл.

Полагая, что в оптимальном трансформаторе потери мощности в обмотках равны потерям в сердечнике [6], определены зависимости потерь мощности в трансформаторе (в относительных единицах) для различных способов управления, которые приведены на рис. 4.

Как видно на рис. 4, суммарная мощность потерь в трансформаторе уменьшается с уменьшением нагрузки. В случае использования НЧ ШИМ и мощность потерь стремится к нулю. В случае частотного и амплитудного управления остается мощность потерь намагничивания (1%).



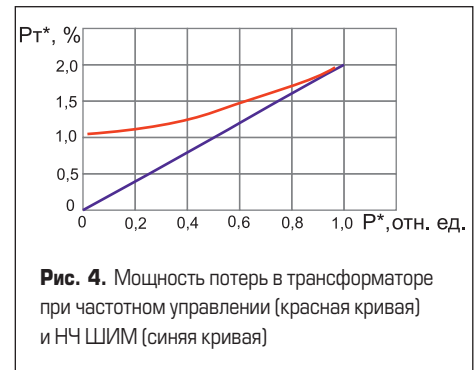
Эффективность резонансного ИППТ

Более детально были исследованы потери в преобразователе при использовании современных карбидокремниевых транзисторов C3M0075120D на первичной стороне трансформатора и HEXFET Power MOSFET IRFB7730 транзисторов на его вторичной стороне. На рис. 5 приведены кривые потерь мощности в резонансном источнике питания.

На рис. 6 показана зависимость эффективности преобразователя при частотном управлении и НЧ ШИМ. Кривая эффективности при амплитудном управлении практически совпадает с приведенной для частотного управления, поэтому на рис. 6 отсутствует. При расчете не учитывались потери в последовательном конденсаторе и потери на управление.

Выводы

Анализ полученных зависимостей позволяет сделать вывод, что в диапазоне мощности выше 30% номинальной базовым способом управления резонансным последовательным полумостовым инвертором является частотное управление или амплитудное.



В зоне малых мощностей целесообразно переходить в режим прерывистого питания нагрузки (НЧ ШИМ). Конкретная зона перехода определяется разработчиком в зависимости от используемых полупроводниковых ключей и магнитных материалов. Граница перехода существенно зависит от соотношения потерь в силовых ключах и согласующем трансформаторе.

На эффективность ИППТ определяющим образом влияет мощность потерь согласующего трансформатора, а именно мощность потерь в магнитопроводе. Поэтому следует уделять особое внимание выбору типа магнитопровода и оптимизации его конструкции.

Литература

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника М.: Техносфера, 2005.
2. Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter. www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf
3. Optimization of LLC Resonant Converters. www.vtechworks.lib.vt.edu/bitstream/handle/10919/83206/Fei_C_D_2018.pdf?sequence=1
4. Design and Control of Series Resonant Converters for DC Current Power Distribution Applications. www.digitalcommons.usu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=8271&context=etd
5. Поляков В., Ошурков И. Высокодинамичный квазирезонансный инвертор для регулируемых источников питания светодиодных светильников // Полупроводниковая светотехника. 2011. № 6.
6. Легостаев Н. С. Магнитные элементы электронных устройств. Учебн. пособие. Томск, 2014.
7. www.gammamet.ru/index.php/ru/gm/comp-fix

