

Рис. 2. Упрощенная идеализированная схема ячейки преобразователя, идеальные эпюры сигналов

Частота преобразования для описываемой схемы равна 10 кГц, такая частота является оптимальной с точки зрения минимизации потерь как IGBT-ключей, так и реальных силовых трансформаторов.

На рис. 2 приведена упрощенная схема ячейки преобразователя. Она состоит из конвертора напряжения Sv и конвертора тока Sc, работающих в цепи переменного тока на частоте fc. Конвертор питается от источника постоянного напряжения E, а элементы Lc, ec образуют источник переменного тока, работающий на частоте fm. Tr представляет собой идеальный единичный трансформатор, поэтому для токов и напряжений справедливы соотношения ia1 = ia2 = ia и va1 = va2 = va. Ключи Sv способны проводить прямой и обратный ток, а ключи Sc — работать при прямом и обратном напряжении и пропускать ток в обоих направлениях. Таким образом, описываемая ячейка является 4-квadrантной, форма токов и напряжений схемы показана на рис. 2.

Для того чтобы обеспечить корректный режим плавного переключения, все ключи в конверторах тока и напряжения должны коммутироваться с одинаковой частотой fc, но с временной задержкой τ. Это необходимо для того, чтобы обеспечить запаздывание тока ia относительно напряжения ua (0 < τ < 1/2fc). Типичной реализацией ключа Sv является транзистор IGBT с антипараллельным диодом, работающий в режиме ZVS (Sv на рис. 2), а коммутаторы Sc, работающие в режиме ZCS, могут быть построены на основе двух встречно параллельно включенных ключей, состоящих из последовательного соединения IGBT и высоковольтного диода (Sc(a) на рис. 2). Несмотря на повышенные потери проводимости последовательного включения транзистора и диода, благодаря отсутствию потерь

переключения (при коммутации ZCS) суммарная эффективность преобразования ключа такого типа находится на приемлемом уровне. Для реализации Sc(b), показанной на рис. 2, требуется меньшее количество компонентов, так как обратное напряжение здесь блокируется внутренним диодом оппозитного ключа.

Изменяя время задержки, можно регулировать среднее значение выходного напряжения конвертора <Vc> (рис. 2) в соответствии с выражением:

$$V_c = E(1 - 4\tau f_c)$$

$$\text{при } i_c > 0 \text{ и } V_c = E(1 - 4\tau f_c)$$

$$\text{при } i_c < 0$$

Таким образом, для получения требуемого закона изменения Vc и поддержания запаздывания тока ia относительно напряжения va необходимо изменять значение τ при изменении знака тока ic. Управление инвертором реализуется с помощью обычной ШИМ-модуляции, использующей в качестве опорного пилообразный сигнал. Такой простейший способ управления позволяет производить реверсивный обмен энергией между источниками напряжения и тока и независимо управлять знаком напряжения Vc и тока ic.

Для обеспечения синусоидальной формы изменения Vc параметры источников тока и напряжения должны удовлетворять следующим законам:

$$i_c = I \times \sin(2\pi f_m t)$$

$$e_c = E_c \times \sin(2\pi f_m t + \psi)$$

$$v_c = \langle V_c \rangle = mE \times \sin(2\pi f_m t + \psi)$$

На основе приведенных выражений можно вывести формулу для задержки τ:

$$\tau = (1 - \text{sgn}(i_c) \times m \times \sin(2\pi f_m t + \psi)) / (4f_c)$$

где sgn(ic) равен 1 при ic > 0; -1 при ic < 0; 0 при ic = 0

На рис. 3 показана векторная диаграмма и упрощенная модель описываемой ячейки конвертора. Диаграмма и схема модели, описывающей поведение конвертора, помогают установить связь между членами приведенных выше формул:

$$mE \times \cos\psi = E_c \times \cos\varphi$$

$$mE \times \sin\psi = L_c \omega_m I + E_c \times \sin\varphi$$

Для того чтобы получить единичный коэффициент мощности в цепи переменного тока, угол φ должен быть равен π. Приведенная выше система уравнений позволяет определить значения параметров m и ψ. На рис. 3 показаны эпюры, полученные в результате моделирования идеальной ячейки, выполненного для следующих условий: Ec = 1000 В, I = 50 А, fm = 50 Гц, fc = 10 кГц, Lc = 5 мГн.

Классический многоуровневый инвертор (называемый в иностранной литературе N-multilevel inverter) состоит из n независимых ШИМ-инверторов напряжения с одинаковым законом управления каждой ячейкой. Между импульсами управления ячеек должна быть временная задержка, равная T/n, где T — период ШИМ.

Выходное напряжение такого инвертора представляет собой n-уровневый сигнал, имеющий частоту пульсаций, в n раз превышающую частоту ШИМ. Основной сложностью аппаратной реализации подобной схемы яв-

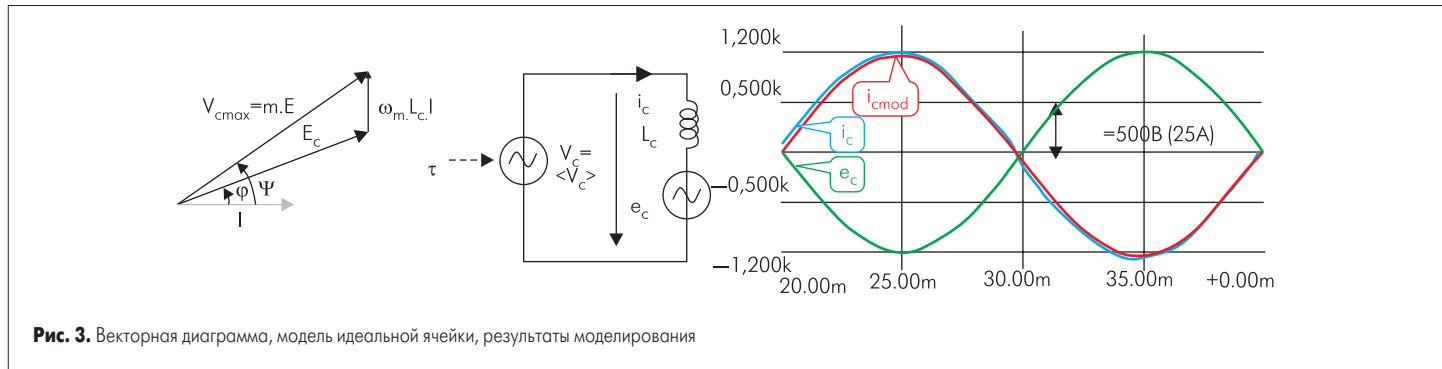


Рис. 3. Векторная диаграмма, модель идеальной ячейки, результаты моделирования

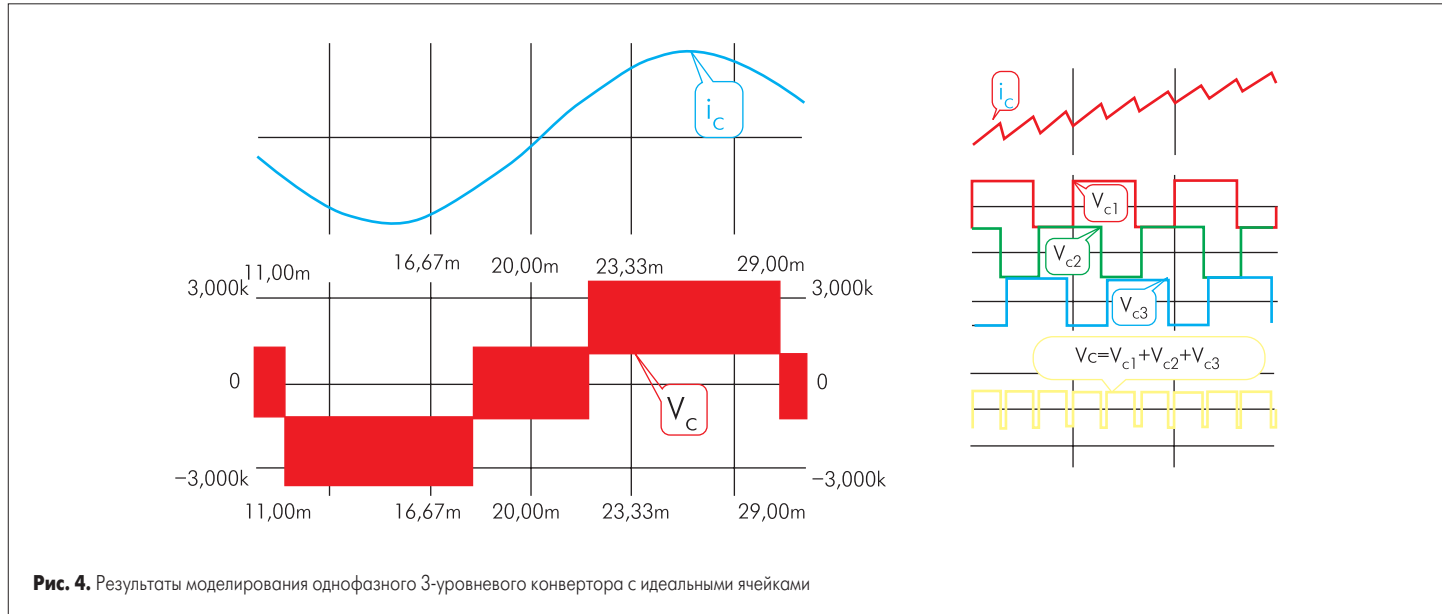


Рис. 4. Результаты моделирования однофазного 3-уровневого конвертора с идеальными ячейками

ляется необходимость наличия независимых источников постоянного напряжения для питания каждой ячейки.

В схеме, рассматриваемой в настоящей статье, осуществляется прямое DC/AC-преобразование посредством трансформатора, а получаемая форма напряжения аналогична получаемой при обычном ШИМ-преобразовании, так как в обоих случаях используются аналогичные законы управления. Временная задержка между импульсами управления в данном случае составляет  $t_{cn} = 1/2nf_c$ , поскольку рабочая частота равна  $2f_c$ . Эпюры напряжения, полученные при моделировании конвертора, состоящего из 3 ячеек, показаны на рис. 4. На том же рисунке показаны формы напряжений  $V_c$  и тока  $i_c$  за 1 период модуляции.

Для того чтобы обеспечить режим плавного переключения в схеме ячейки инвертора, показанной на рис. 5, параллельно каждому из транзисторов установлены конденсаторы  $C1 \dots C4$ , а между вторичной обмоткой трансформатора и конвертором тока включена индуктивность  $L_f$ . Таким образом, реализуются режимы ZVS и ZCS. Кроме того, параллельно первичной обмотке трансформатора подключена индуктивность  $L_m$ , необходимая для того, чтобы поддерживать необходимый ток даже в случае если конденсаторы разрядятся. Элементы  $L_f$  и  $L_m$  могут рассматриваться как индуктивность рассеяния и индуктивность намагничивания трансформатора, а вместе с емкостями  $C1 \dots C4$  они образуют снабберную цепь. Как было показано выше, наличие конденсаторов и индуктивности  $L_f$  позволяет независимо управлять зна-

чениями тока и напряжения схемы, а значения этих компонентов влияют на характеристики конвертора. Во-первых, они ограничивают потери переключения, обеспечивая режим плавного переключения и исключая одновременную коммутацию полного тока и напряжения. Во-вторых, ограничение скорости нарастания сигналов способствует снижению уровня перенапряжений на паразитных индуктивностях, снижению токовых перегрузок из-за паразитных емкостей и улучшает электромагнитную совместимость. Наличие паразитных распределенных индуктивностей и емкостей является серьезной проблемой для мощных импульсных преобразователей, а присутствие в схеме трансформатора делает задачу еще более сложной, так как емкость между обмотками может иметь существенную величину.

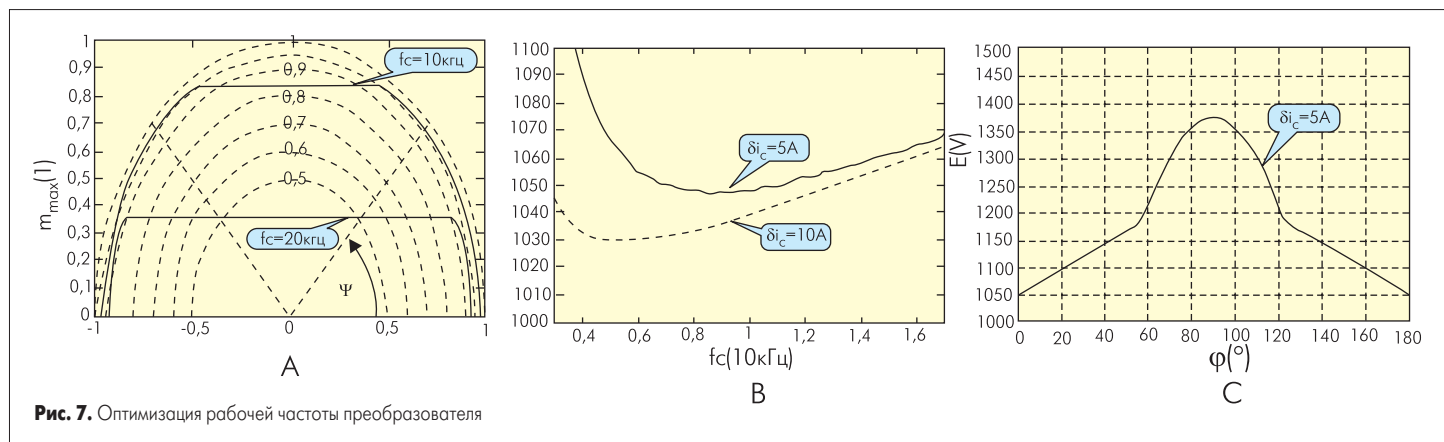
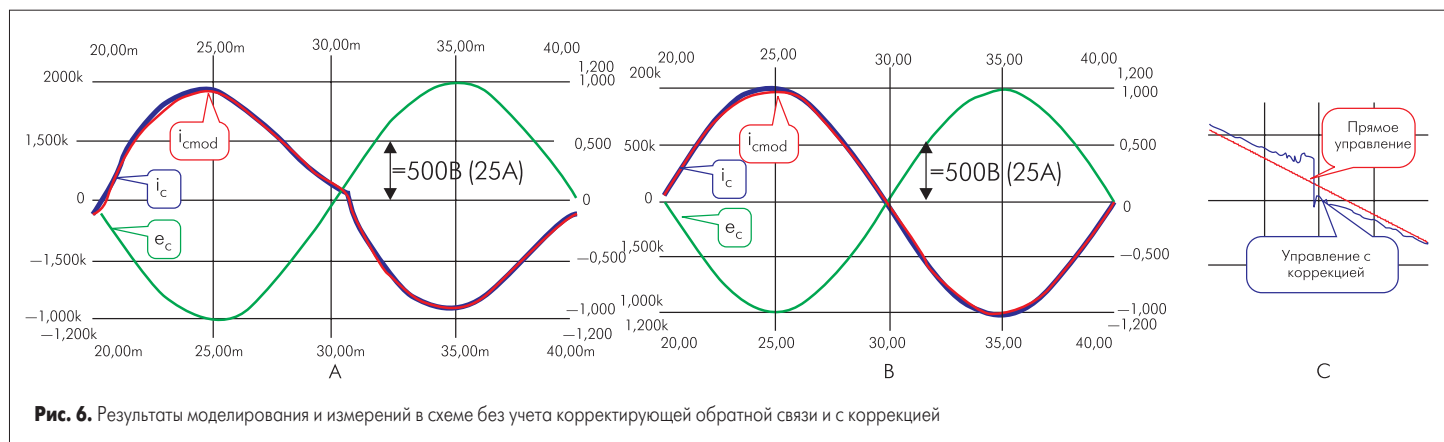
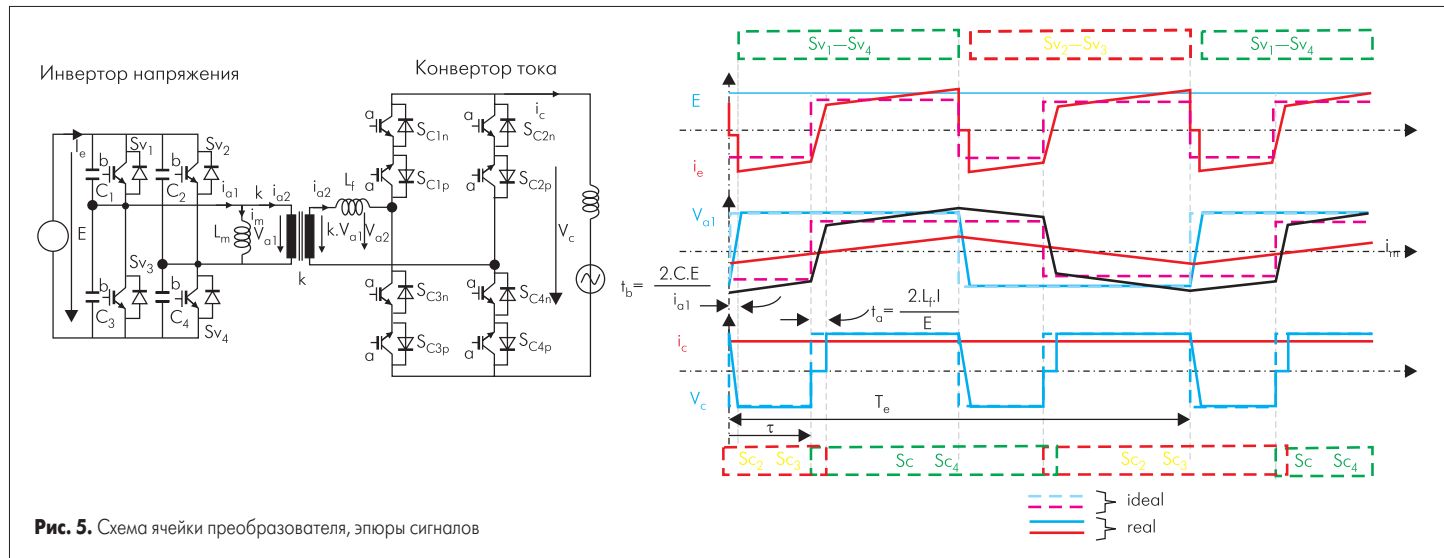
В рассматриваемой топологии двухуровневого конвертора входной инвертор напряжения работает в режиме коммутации при нулевом напряжении (ZVS), а выходной конвертор тока — в режиме коммутации при нулевом токе (ZCS). В данной схеме снабберные цепи оказывают на форму выходного напряжения смешанное воздействие. Эпюры, приведенные на рис. 5, показывают разницу реальных и идеальных сигналов, вызванную наличием снабберов.

Выбор номиналов элементов снабберов должен определяться оптимальным балансом между достижением максимальной мощности и обеспечением безопасных режимов работы ключевых элементов. Для заданных выше условий эксплуатации этим требованиям удовлетворяет следующее сочетание номиналов:

- $C = 15$  нФ (снабберный конденсатор для обеспечения режима ZVS);
- $L_f = 10$  мкГн (снабберная индуктивность для обеспечения режима ZCS);
- $L_m = 10$  мГн.

Приведенные номиналы индуктивностей обеспечивают устойчивую работу в режиме плавного переключения при использовании в качестве  $T_r$  обычного среднечастотного трансформатора. Кроме того, благодаря наличию индуктивности  $L_m$  токовые перегрузки при заряде конденсаторов не превышают номинального значения тока  $i_c$  более чем на 10%. Для типового значения времени выключения IGBT  $t_f = 100$  нс указанное значение емкости позволяет более чем на 98% снизить потери выключения. Однако эти значения в любом случае являются усредненными, базовыми, и при разработке реальной схемы, как правило, требуется их коррекция.

Результаты моделирования эквивалентной схемы и измерений, произведенных на реальном устройстве без корректирующей обратной связи и с ней, приведены на рис. 6. Эпюры токов  $i_{cmod}$  и  $i_c$  на рис. 6а показывают влияние снабберов, которое особенно заметно при переходе тока через нулевое значение. Для улучшения формы выходного сигнала применяется соответствующая корректирующая цепь, изменяющая время задержки по определенному закону. При этом необходимо учесть, что такая обратная связь вносит запаздывание, которое может отразиться на устойчивости системы. Алгоритм формирования корректирующего сигнала является достаточ-



но сложным [2]. Форма корректирующего сигнала управления в районе нулевого тока показана на рис. 6с.

Как было указано в начале статьи, одной из главных задач при разработке данного преобразователя являлось повышение рабочей частоты, что необходимо для улучшения формы сигнала и уменьшения номиналов пассивных компонентов фильтров. Однако повышение рабочей частоты приводит также к ограничению рабочей области преобразователя (зона, ограничивающая значение максимального коэффициента модуляции  $m_{max}$ ). В результате основной целью разработки становится достижение оптимальной выходной характеристики, определяемой амплитудой тока  $i_c$ , углом задержки  $\phi$  между током  $\delta i_c$  и напряжением  $e_c$  и амплитудой тока пульсаций  $i_c$ . Результаты

подбора оптимального сочетания параметров, произведенные с помощью программы Matlab, показаны на рис. 7. На эпюрах рис. 7а показана рабочая область при двух значениях рабочей частоты. Графики на рис. 7б демонстрируют, как изменение значения частоты в пределах 0,4–1,6 от номинального значения (10 кГц) позволяет минимизировать параметр E при  $E_c = 1000$  В,  $\phi = \pi$ ,  $\delta i_c / i_c = 10\%$  и 20%. И наконец, на рис. 7с показана зависимость параметра E от угла  $\phi$  при постоянном значении  $\delta i_c$ .

**Заключение**

В данной статье описаны теоретические основы реализации двухуровневого инвертора с широтно-импульсной модуляцией. Мы убедились, что использование режима мягкого

переключения, сочетающего коммутацию силовых ключей при нулевом напряжении и нулевом токе, позволяет резко снизить потери переключения и использовать повышенную рабочую частоту.

**Литература**

1. A. Rufer, N. Schibli, Ch. Briguet. A direct coupled 4-Quadrant multilevel converter for 16 2/3 Hz traction systems. IEE. 1996. No. 429.
2. C. Chabert, A. Rufer. Multilevel converter with 2-stage conversion. Institut de recherche de l'Ecole navale. 2002.
3. N. Schibli, T. Nguyen, A. Rufer. A three-phase multilevel converter for high power induction motors // IEEE on Power Electronic. 1998. Vol. 13. No 5.