

Продолжение. Начало в № 1–2'2004, 2'2005

# Опыт моделирования систем силовой электроники в среде ORCAD 9.2

## Часть IV

**Несмотря на широкие возможности, предоставляемые современными средствами анализа электронных систем, моделирование схем силовой электроники в ряде случаев встречает существенные затруднения или вообще невозможно. В статье приводятся приемы, позволяющие без внесения существенных погрешностей упростить модели, что гарантирует получение приемлемых конечных результатов.**

**Юрий Болотовский,**  
к. т. н.

eltech@ufacom.ru

**Георгий Таназлы,**  
к. т. н.

g\_thanazly@mail.ru

В статье рассмотрены приемы упрощения моделей схем силовой электроники, суть которых сводится к тому, что устанавливается как можно более тесное соответствие между решаемой при моделировании задачей и степенью детализации модели.

Самый простой и неэффективный метод моделирования сводится к «слепому» копированию силовой принципиальной схемы, иногда с дополнением в виде модели реальной системы управления силовыми вентилями. Все это делается безотносительно к решаемой задаче, что, естественно, почти всегда неэффективно с точки зрения расхода машинного времени моделирования, а иногда и просто невозможно из-за ограничений на размеры входных и выходных файлов применяемой для анализа системы.

Суть предлагаемых приемов сводится к установлению соответствия между сложностью модели и решаемой при моделировании задачей, то есть исключению элементов или блоков исходной принципиальной схемы, или их замене упрощенными аналогами, что не приводит к получению недостоверных (в контексте решаемой задачи) результатов.

Проще всего пояснить применение предлагаемых приемов на примерах. В качестве первого примера рассмотрим анализ электромагнитных процессов в силовой схеме преобразователя частоты для индукционного нагрева металлов [1] (рис. 1). На ри-

сунке сохранены авторские обозначения элементов схемы. Из схемы видно, что преобразователь частоты состоит из трех блоков: блока коммутационной аппаратуры АК, блока выпрямителя В и блока инвертора И. При моделировании требуется определить мгновенные, действующие и средние значения токов и напряжений на элементах схемы инвертора и мощность, выделяемую в нагрузочном сопротивлении в установившемся режиме работы.

При такой постановке задачи моделирования принципиальная электрическая схема модели (далее — Модель 1, рис. 2) преобразователя частоты для индукционного нагрева металлов может быть получена следующим образом.

1. Блок коммутационной аппаратуры АК заменяется на модель трехфазной сети, реализованную с помощью трех источников типа VSIN (V3, V4, V7) с амплитудами синусоид  $VAMPL = 310$  В, значениями постоянных составляющих  $VOFF = 0$  и частотой  $FREQ = 50$  Гц. Начальные фазы источников равны соответственно  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  и  $240^\circ$ . Индуктивности фаз принимаются равными нулю.
2. Блок выпрямителя В состоит из мостового трехфазного выпрямителя, выполненного по схеме Ларионова на диодах VD1, VD2, VD3 и тиристорах VS1, VS2, VS3. Кроме этого, в блок В входит система конденсаторного аварийного выключателя силовых вентилях выпрямителя, выпол-

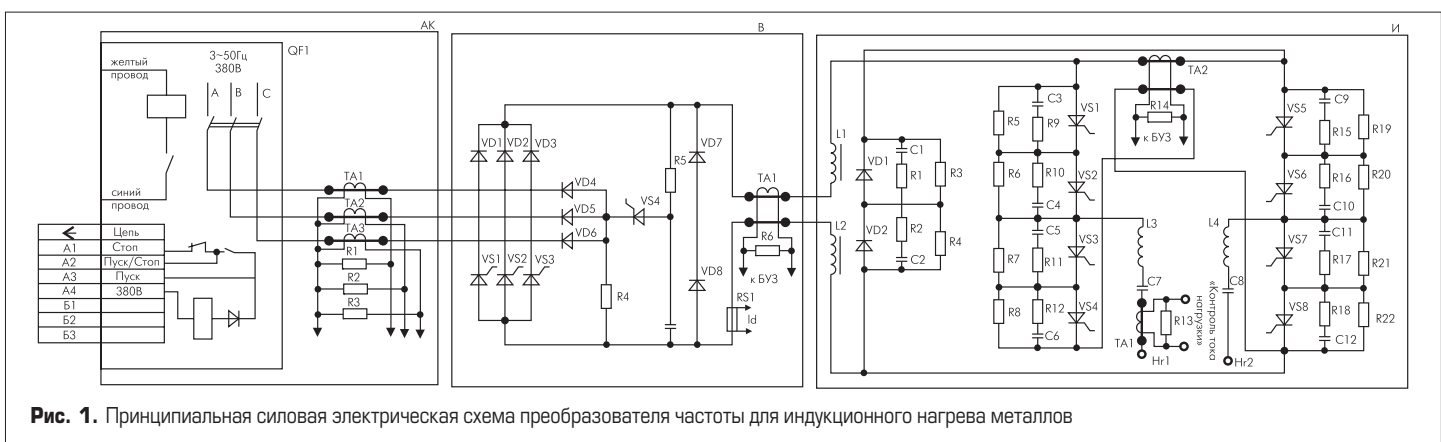


Рис. 1. Принципиальная силовая электрическая схема преобразователя частоты для индукционного нагрева металлов

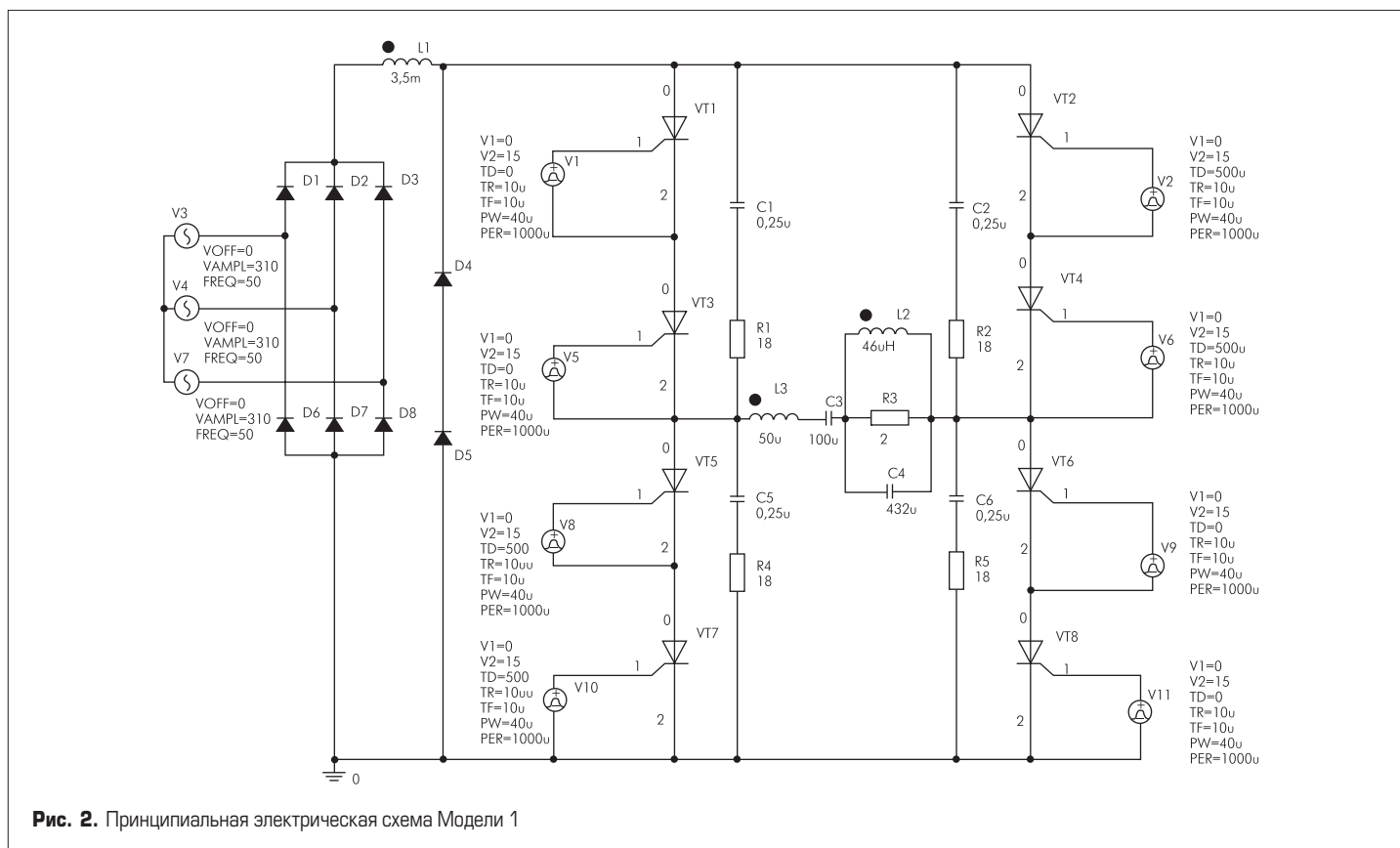


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема Модели 1

ненная на тиристоре VS4, диодах VD4, VD5, VD6, VD7, VD8 и резисторах R4, R5. В блоке выпрямителя В также установлены шунт RS1 и датчик TA1. На тиристоры VS1, VS2, VS3 подаются высокочастотные импульсы управления, которые в случае аварии снимаются, что при включении тиристора VS4 обеспечивает ускоренное выключение выпрямителя. Очевидно, что аварийными процессами выключения выпрямителя при определении установившихся режимов работы инвертора можно пренебречь. В штатном режиме тиристоры VS1, VS2, VS3 работают как диоды. Это дает основание представить модель блока выпрямителя в виде диодной схемы трехфазного мостового выпрямителя, которая в Модели 1 выполнена на диодах V1, V2, V3, V6, V7, V8. В качестве моделей диодов выпрямителя используется модель DCH143-800-20 [2].

3. Блок инвертора И состоит из тиристорного моста, в каждое плечо которого включены два последовательно соединенных тиристора. В одной из диагоналей моста последовательно с нагрузочным контуром включены коммутирующие индуктивности L3, L4 и коммутирующие емкости C7, C8. Вторая диагональ через входные дроссели L1 и L2 подключена к блоку выпрямителя. Встречно-параллельно мосту включены диоды VD1 и VD2. Последовательное включение силовых вентилях в мосту определяется высоким напряжением, прикладываемым к плечам моста и ко всему мосту в целом. Защитные цепочки, расположение которых хорошо видно из рис. 1, предназначены для снятия пиков перенапряжений и выравнивания напряжений между последовательно включенными вентилями.

Блок инвертора И при разработке модели упрощается следующим образом. Индуктивности L1 и L2 (рис. 1), работающие последовательно, заменяются индуктивностью L1 (Модель 1). Поскольку при моделировании не учитывается разброс параметров силовых вентилях, резисторы R3, R4, R5, R6, R7, R8, R19, R20, R21, R22 (рис. 1), предназначенные для выравнивания напряжений между последовательно соединенными вентилями, исключаются. Защитные цепочки C1R1, C2R2 (рис. 1) исключаются. Вместо двух защитных цепочек, включенных параллельно каждому из силовых тиристоров инвертора (рис. 1), используется общая цепочка, включенная параллельно тиристорам каждого плеча моста, соединенным последовательно (Модель 1). Последовательно включенные коммутирующие индуктивности L3, L4 и коммутирующие емкости C7, C8 (рис. 1) заменены соответственно индуктивностью L3 и емкостью C3 (Модель 1). Индуктор с компенсирующим конденсатором представлен в виде параллельного контура, состоящего из индуктивности L2, резистора R3 и конденсатора C4. Система управления тиристорами моделируется с применением источников напряжения V1, V2, V5, V6, V8, V9, V10, V11 типа VPULSE. Параметры всех элементов Модели 1 приведены на рис. 2.

Данная схема моделировалась при следующих значениях управляющих опций, определяющих режимы работы блока численного интегрирования [3]:

- RELTOL — 0.0010485;
- VNTOL — 1.0m;
- ABSTOL — 1.0m;
- CHGTOL — 0.01m;
- ITL4 — 20;
- TSTOP — 100 ms;
- $h_{\max}$  (Maximum Step Size) —  $10^{-7}$ .

Флажки STEPGMIN и SKIPBP находились во включенном состоянии.

Значения остальных управляющих опций — по умолчанию.

Отметим, что для достижения лучшей сопоставимости полученных при моделировании с помощью разных моделей одной и той же схемы результатов, крайне желательно реализовать все модели с одним и тем же набором управляющих опций, что и было сделано в этой статье.

На рис. 3 приведены осциллограммы мгновенных, средних и действующих значений токов, напряжений и мощностей на элементах схемы Модели 1, расшифровка которых дана в таблице 1. Отметим, что провести моделирование до времени TSTOP не удалось из-за достижения ограничения на размер выходного файла (Probe file size exceeds 2000000000). Это произошло в момент времени  $K \times TSTOP = 59,91$  мс. Для сопоставления с результатами моделирования по последующим моделям результаты, приведенные в таблице 1 в строке «Модель 1», будут считаться точными, а все параметры токов, напряжений и мощностей, приведенные в таблице 1, будут соответствовать времени 59,91 мс.

В таблице 1 для соответствующих номеров моделей приведены следующие результаты моделирования:

- P(R3) — средняя мощность, выделяемая в сопротивлении R3.
- I(L1) — мгновенное значение тока через индуктивность L1.
- $V_{\text{выпр}}$  — мгновенное значение напряжения на трехфазном мостовом выпрямителе (для Модели 1, для остальных моделей — скорректированное напряжение источника питания).
- $V_{\text{инв}}$  — мгновенное значение напряжения на инверторном мосту.

Таблица 1. Результаты моделирования схемы преобразователя частоты для индукционного нагрева металлов, полученные на моделях различной сложности

№ модели	P(R3), кВт	I(L1), А	V <sub>выпр., мн.</sub> , В	V <sub>инв., мн.</sub> , В	V <sub>выпр., дейст.</sub> , В	I(L3) <sub>мн.</sub> , А	I(L3) <sub>ампл.</sub> , А	K×TSTOP, мс
1	360,9	908,7	525,7	856,4	510,9	908,1	1320,8	59,9
2	362,16	909,8	511	868,9	511	909,4	1285,6	60,9
3	363,5	910,8	511	872,8	255,5	910,4	1290	100
4	360	906,8	511	874	127,75	907,5	1276	100
5	353,3	901,6	511	871,2	63,875	900,8	1259,2	100
6	340,2	889,6	511	870,4	31,937	889	1219,2	100

- V<sub>выпр. дейст.</sub> — действующее значение напряжения на трехфазном мостовом выпрямителе (для Модели 1, для остальных моделей — напряжение источника питания).
- I(L3) — мгновенное значение тока через индуктивность L3 для момента времени 59,91 мс.
- I(L3)<sub>ампл.</sub> — максимальное значение тока через индуктивность L3, ближайшее к моменту времени 59,91 мс.
- K×TSTOP — время, когда анализ схемы был прекращен из-за достижения ограничения на размер выходного файла (Probe file size exceeds 2000000000).

Модель 1 является слишком сложной, поскольку применяемая версия OrCAD 9.2 не может обеспечить анализ всего переходного процесса из-за большого объема выходного файла. Очевидно, крайне желательно упрощение модели, которое при приемлемой точности полученных результатов позволит осуществить моделирование в течение заданного времени TSTOP (в случае, если время затухания переходного процесса не больше TSTOP).

При построении упрощенной Модели 2 (рис. 4) принималась во внимание следующая информация, полученная при анализе Модели 1:

- пульсации на выходе выпрямителя незначительны;

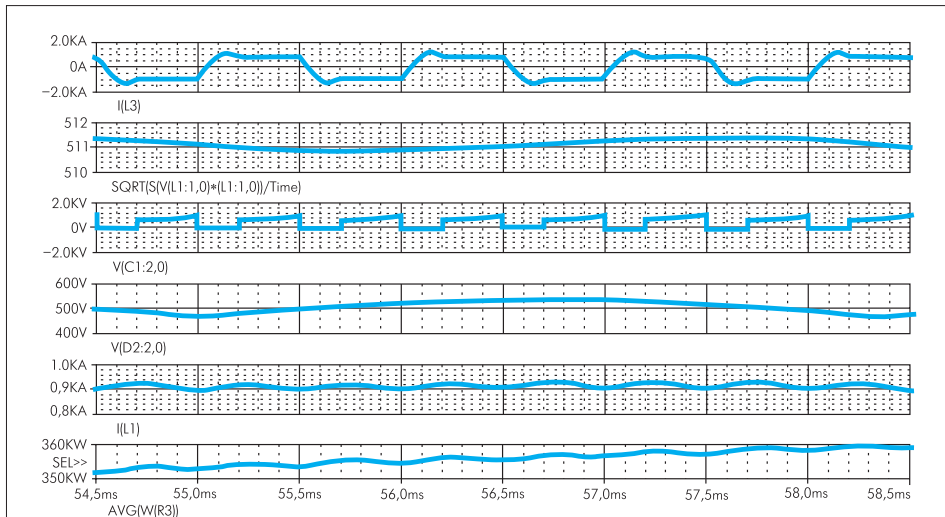


Рис. 3. Осциллограммы мгновенных, средних и действующих значений токов, напряжений и мощностей на элементах схемы Модели 1

- ток через дроссель L1 не меняет своего направления.

Учет этого позволяет заменить выпрямитель по схеме Ларионова и три источника, моделирующих трехфазную сеть источником постоянного напряжения, величина которого выбрана равной 511 В, то есть к при-

ближенной величине действующего значения напряжения выпрямителя для Модели 1 (для времени K×TSTOP = 59,91 мс).

Результаты моделирования, полученные для Модели 2, приведены во второй строке таблицы 1. Очевидно, что получена вполне удовлетворительная точность, однако время

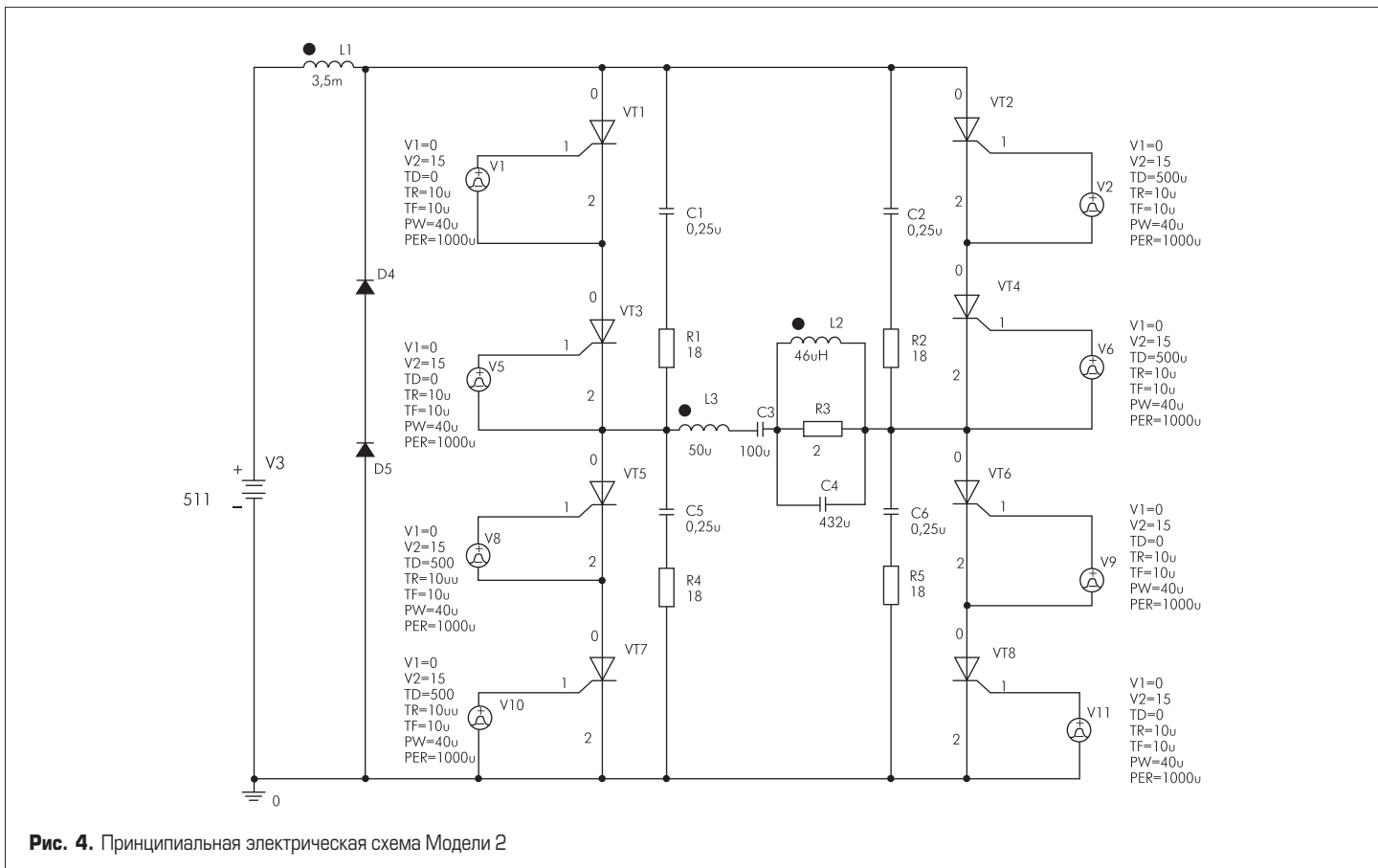


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема Модели 2

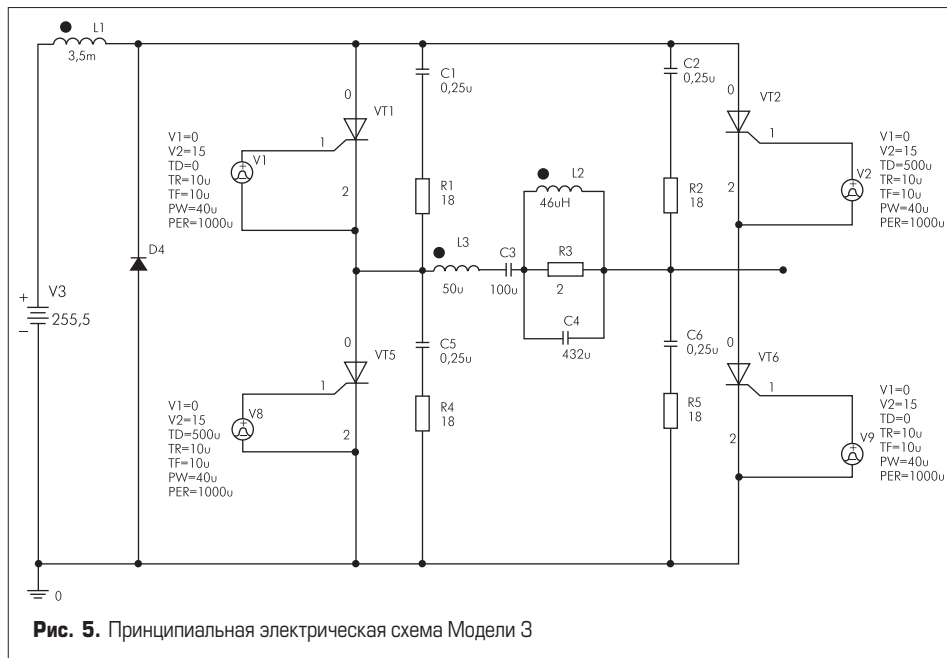


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема Модели 3

К×TSTOP выросло незначительно и требует дальнейшее упрощение модели при сохранении точности полученных результатов.

Дальнейшее упрощение модели будет получено за счет снижения напряжения источника питания и замены последовательного включения вентиля на один вентиль того же типа. Схема Модели 3, полученная таким образом за счет снижения питающего напряжения в два раза ( $511/2 = 255,5$ ), приведена на рис. 5.

Очевидно, что схемы рассматриваемого типа в диапазоне корректного поведения модели нелинейных элементов (тиристоры, диоды) обладают следующим свойством: при понижении напряжения питающего источника в  $n$  раз токи и напряжения, получаемые в результате моделирования, понижаются в  $n$  раз, а мощность, выделяемая на сопротивлении нагрузки, уменьшается в  $n^2$  раз. Отсюда следует, что значения токов и напряжений, полученные при использовании

Модели 3, для получения реальных значений необходимо увеличить в два раза, а мощность — в четыре раза.

Результаты моделирования, полученные на Модели 3 и скорректированные соответствующим образом (кроме значения  $V_{\text{выпр., действ.}}$ ), приведены в строке 3 таблицы 1.

Модель 3 при вполне приемлемой точности полученных результатов позволила осуществить анализ для TSTOP = 100 мс. Оценка времени просчета показывает заметное уменьшение времени счета, соответствующего К×TSTOP = 59,91 мс.

Для определения диапазона корректного применения данного приема были построены Модель 4 (напряжение питания — 127,75 В), Модель 5 (напряжение питания — 63,875 В), Модель 6 (напряжение питания — 31,937 В). Результаты моделирования, скорректированные вышеописанным образом, приведены в соответствующих строках таблицы 1.

Очевидно, что если задача моделирования будет сформулирована иначе, возможна другая последовательность построения модели, в которой применяются эти же приемы. Например, в случае необходимости анализа фазных токов питающей сети можно использовать Модель 3, заменив в ней источник постоянного напряжения трехфазным мостовым выпрямителем по схеме Ларионова с моделированием питающей сети тремя источниками синусоидального напряжения с амплитудой 155 В.

В качестве второго примера рассмотрим модель автономного мостового транзисторного инвертора с включением нагрузки в цепь разделительной емкости (далее Модель 7). Схема Модели 7 приведена на рис. 6.

Схема реализована на IGBT-транзисторах типа IRG4PH50UD со встроенными обратными диодами. Для увеличения выходной мощности инвертора транзисторы включены параллельно. Для того чтобы избежать проблем, связанных с выравниванием токов между параллельно включенными транзисторами при их одновременной работе, транзисторы включаются поочередно. Для снятия перенапряжений параллельно каждой паре транзисторов стоит защитная RC-цепочка. Модель источника питания реализована с использованием источника постоянного напряжения и диода. Модель системы управления реализована на источниках типа VPULSE. Параметры элементов схемы приведены на рис. 7.

Данная схема моделировалась при следующих значениях управляющих опций, определяющих режимы работы блока численного интегрирования [3]:

- RELTOL — 0.0010485;
- VNTOL — 1.0m;
- ABSTOL — 1.0m;
- CHGTOL — 0.01m;
- ITL4 — 22;
- TSTOP — 25 ms;
- h<sub>max</sub> (Maximum Step Size) — 10<sup>-7</sup>.

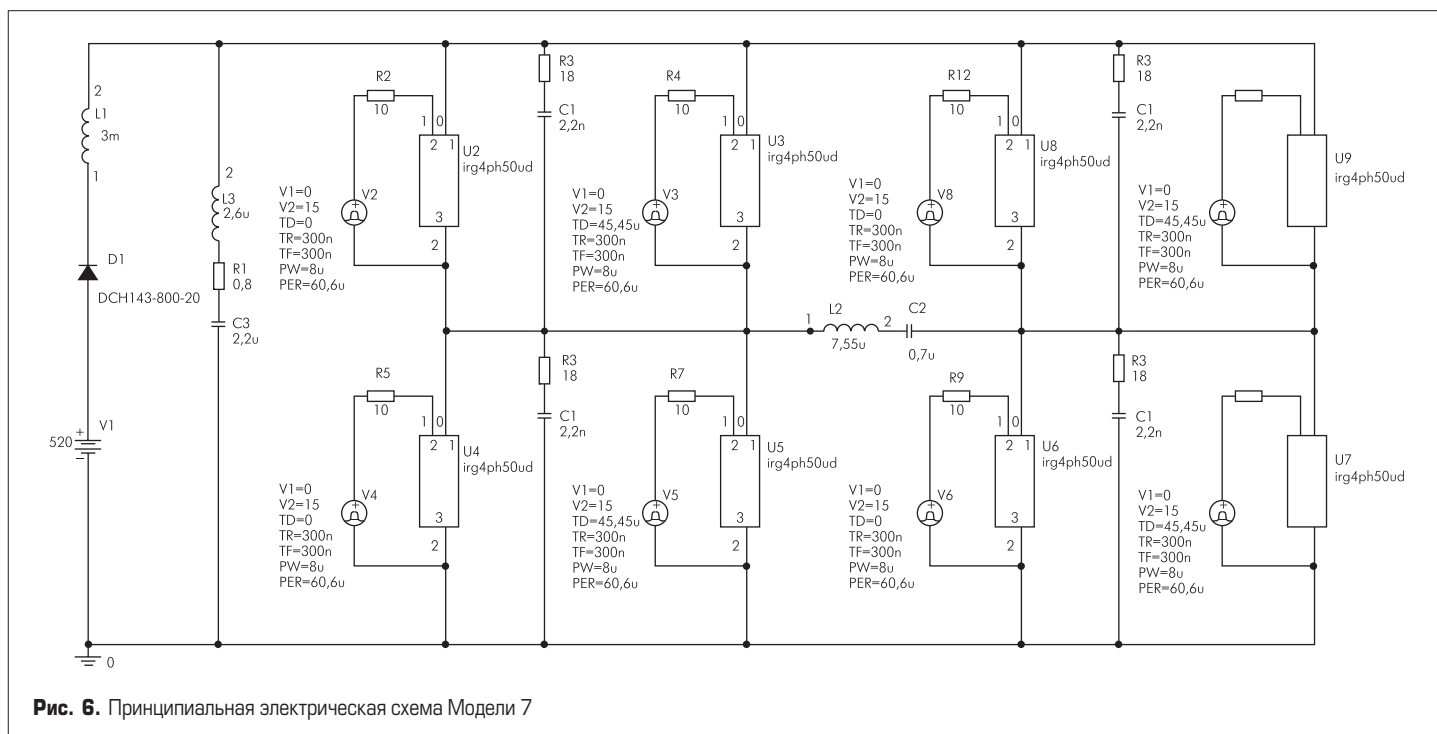
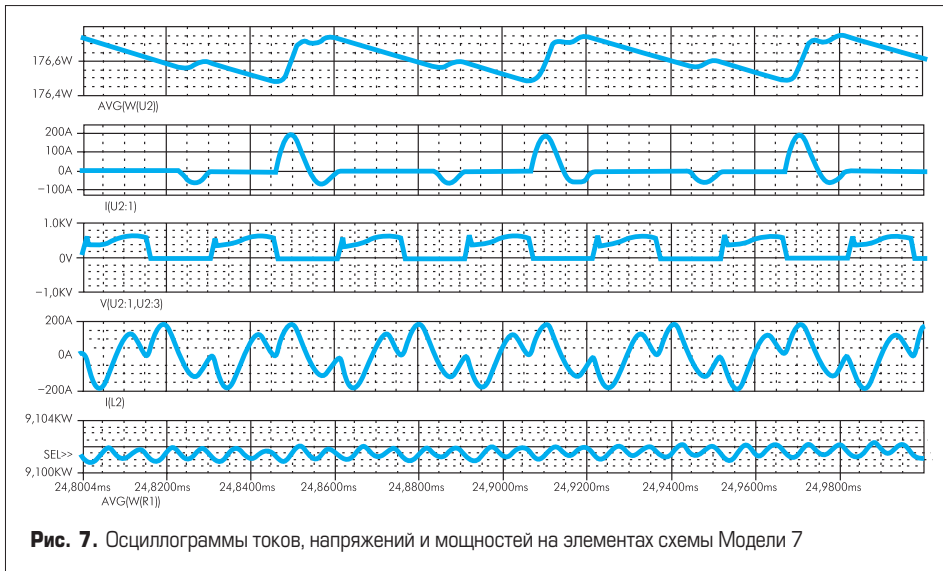
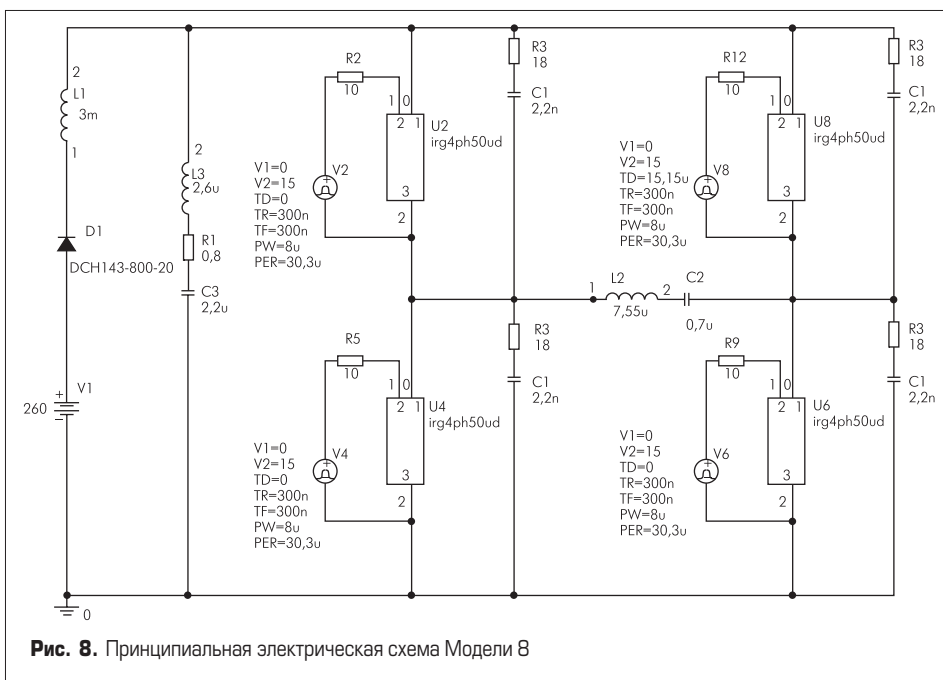


Рис. 6. Принципиальная электрическая схема Модели 7



**Таблица 2.** Результаты моделирования схемы автономного мостового транзисторного инвертора с включением нагрузки в цепь разделительной емкости, полученные на моделях различной сложности

№ модели	AVG(W(U2)), Вт	I(U2:1), А	V(U2:1, U2:3), В	I(L2), А	AVG(W(R1)), кВт	T <sub>jt</sub> , с	Объем файла .dat, Мб
7	176,7	183,7	629,4	183,7	9,1	549	574
8	510	186,4	640	187	9,76	91,3	67,1



Флажки STEPGMIN и SKIPBP находились во включенном состоянии.

Значения остальных управляющих опций — по умолчанию.

На рис. 7 приведены осциллограммы токов, напряжений и мощностей на элементах схемы.

На осциллограммах приведены следующие результаты моделирования:

- AVG(W(U2)) — средняя мощность, выделяемая в корпусе вентиля U2;
- I(U2:1) — ток вентиля U2;
- V(U2:1, U2:3) — напряжение на вентиле U2;
- I(L2) — ток в диагонали моста;
- AVG(W(R1)) — средняя мощность, выделяемая в нагрузке.

Моделирование данной схемы потребовало использования следующих ресурсов: время счета  $T_{jt} = 549$  с, объем выходного файла (.dat) — 574 Мбайт.

В таблице 2 приведены амплитудные значения вышеперечисленных переменных (в установившемся режиме), полученных в результате моделирования, а также время счета  $T_{jt}$  и объем выходного файла (.dat).

Для понижения сложности Модели 7 предпринято следующее:

- исключены четыре транзистора;
- в два раза повышена рабочая частота оставшихся в схеме транзисторов;
- в два раза снижена величина напряжения источника питания.

В результате этого получена Модель 8, приведенная на рис. 8.

Результаты моделирования приведены на рис. 9 и во второй строке таблицы 2.

Характерной особенностью данной модели является высокая точность, полученная при моделировании всех переменных кроме мощности, выделяемой в корпусе вентиля (как и в предыдущем примере, за точный принимается результат, полученный на полной модели). При этом расходование вычислительных ресурсов было существенно снижено. Данная модель может быть с успехом применена для анализа электромагнитных процессов в инверторе для случая, когда можно пренебречь КПД и потерями в вентиле.

Таким образом, на рассмотренных примерах продемонстрирована возможность существенного упрощения моделей схем силовой электроники при сохранении приемлемой точности получаемых результатов.

## Литература

1. Белкин А., Исаков И., Таназлы И., Чепайкин А., Шуляк А. Индукционная установка для разогрева крайних ниппелей кронштейнов анододержателей // Силовая электроника. 2005. № 1.
2. Болотовский Ю., Таназлы Г. Опыт моделирования систем силовой электроники в среде OrCAD 9.2 // Силовая электроника. 2004. № 1.
3. Болотовский Ю., Таназлы Г. Способ определения значений ряда опций, задающих параметры численных методов в OrCAD // Силовая электроника. 2005. № 3.