

АНАЛИЗ ВХОДНЫХ СИЛОВЫХ СХЕМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ПЕРСПЕКТИВНЫХ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЛА

Юрий Юрьевич СКОРОХОД родился в 1976 г. в городе Москве. Начальник конструкторского бюро ООО «Транс-конвертер». Основные научные интересы — в области силовой электроники. Автор 14 научных работ. E-mail: yury.skorohod@mail.ru

Yury Yu. SKOROHOD was born in 1976 in Moscow. He is the Head of the Design Bureau at the Transconverter Enterprise. His research interests are in power electronics. He has published 14 technical papers. E-mail: yury.skorohod@mail.ru

Валерий Евгеньевич ШЕРГИН родился в 1983 г. в городе Черкесске. Аспирант МАИ. Основные научные интересы — в области силовой электроники. Автор пяти научных работ. E-mail shergin@transconverter.ru

Valery E. SHERGIN, was born in 1983 in Cherkessk. He is a Post-Graduate Student at the MAI. His research interests are in power electronics. He has published 5 technical papers. E-mail: shergin@transconverter.ru

Проведен анализ входных силовых схем и алгоритмов управления для осуществления стабилизации по напряжению в перспективных системах электроснабжения ЛА повышенного напряжения постоянного тока.

An analysis is carried out for input power circuits and control algorithms to stabilize voltage in advanced aircraft electrical systems operating with higher voltage level.

Ключевые слова: система электроснабжения ЛА, потери в полупроводниковых приборах, высокочастотное преобразование электроэнергии.

Key words: aircraft power-supply system, semiconductor losses, high-frequency electric energy conversion.

Введение

В последнее время в России и за рубежом интенсивно проводятся перспективные разработки бортовых систем электроснабжения для летательных аппаратов с магистральным номинальным напряжением 270—300 В постоянного тока [1, 2]. По предварительным оценкам зарубежных и отечественных специалистов, внедрение систем с повышенным магистральным напряжением по сравнению с традиционными системами позволит на 40—60% снизить удельную массу всего электрооборудования летательных аппаратов.

При разработке указанных систем электроснабжения возникает задача создания специальных подсистем, которые осуществляют электропитание потребителей с другими параметрами напряжения (например, 27 В постоянного тока, 36 В переменного тока частотой 1000 Гц и т.п.). Такая задача эффективно решается посредством применения силовых полупроводниковых преобразователей напряжения с промежуточным звеном повышенной частоты, имеющих трансформаторную гальваническую развязку.

С учетом возможного разброса уровня магистрального напряжения важным компонентом таких преобразователей становится входная силовая схема, которая осуществляет стабилизацию по напряжению. В связи с этим проанализированы типы и алгоритмы управления входных силовых схем на базе повышающих конверторов [3—11].

Следует отметить, что в последние годы за счет бурного развития полупроводниковой техники и технологии на мировом рынке появилась широкая гамма силовых приборов, выпускаемых ведущими производителями, такими, как Еурес (Германия), АВВ (Швейцария), Mitsubishi (Япония), Semikron (Германия), International Rectifier (США), Hitachi (Япония) и т. п.

Современные силовые полупроводниковые приборы, с одной стороны, имеют разнообразные граничные значения максимально допустимого напряжения в закрытом состоянии и протекающего тока в открытом состоянии, что является особенно актуальным при проектировании силовых преобразователей. С другой стороны, они обладают различными эксплуатационными характеристиками, ко-

которые в конечном итоге определяют уровень потерь мощности. При этом с каждым годом выпускаются все новые и новые силовые полупроводниковые приборы, имеющие различные сочетания граничных параметров и эксплуатационных характеристик.

Анализ технической литературы [3, 7–14] показывает, что конечным аргументом правильности выбора силовой схемы является тепловой расчет проектируемого преобразователя, который в значительной мере связан с потерями мощности в применяемых силовых полупроводниковых приборах. Таким образом, актуальность проведения анализа силовых схем определена широким спектром существующих и перспективных полупроводниковых приборов с учетом разнообразия схемных решений и алгоритмов управления.

С целью повышения наглядности полученных при анализе результатов приняты следующие допущения:

- нагрузка входной силовой схемы имеет активный характер благодаря последующему выпрямлению высокочастотного напряжения;
- при расчете потерь мощности в силовых полупроводниковых приборах отношение амплитуды пульсаций входного тока к его среднему значению принимается равным нулю, что вытекает из требований к спектру входного тока;
- динамические потери в современных силовых диодах принимаются равными нулю.

1. Входная силовая одноуровневая схема

Входная силовая одноуровневая схема, приведенная на рис. 1, функционирует следующим образом. На рис. 2, а показана временная диаграмма сигналов управления транзистора VT1; на рис. 2, б — соответствующая данному закону управления форма кривой тока реактора L1. На интервале времени t_{pVT1} (рис. 2) открытый силовой транзистор

VT1 подключает входное напряжение U_{in} к входному реактору L1, благодаря чему ток в цепи начинает нарастать. При этом силовой диод VD1 находится в закрытом состоянии, а питание нагрузки Z1 осуществляется за счет электростатической энергии, накопленной в конденсаторе C1. На следующем интервале времени транзистор VT1 закрывается, а диод VD1 переходит в открытое состояние. При этом спадающий ток реактора L1 за счет накопленной в индуктивности энергии поддерживает диод VD1 в открытом состоянии, обеспечивая заряд конденсатора C1 и питание нагрузки Z1.

Из литературы [7–11] известно, что коэффициент заполнения γ открытого состояния транзистора в данной схеме определяется как

$$\gamma = 1 - \frac{U_{in}}{U_{outsum}}, \quad (1)$$

а размах пульсации тока входного реактора вычисляется из выражения

$$\begin{aligned} \Delta I_{mL1S(n=1)} &= \\ &= U_{in} \cdot \frac{\gamma}{f_c S(n=1) \cdot L1} = (U_{outsum} - U_{in}) \cdot \frac{1 - \gamma}{f_c S(n=1) \cdot L1}, \quad (2) \end{aligned}$$

где U_{in} — значение входного напряжения силовой схемы;

U_{outsum} — значение выходного напряжения преобразователя;

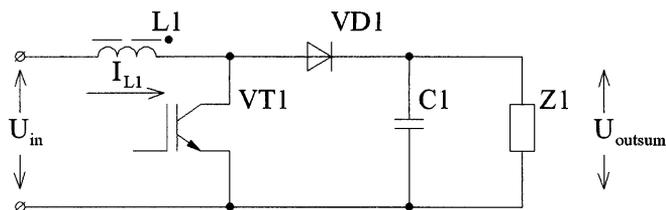


Рис. 1. Входная силовая одноуровневая схема

$$0 \leq \gamma < 1$$

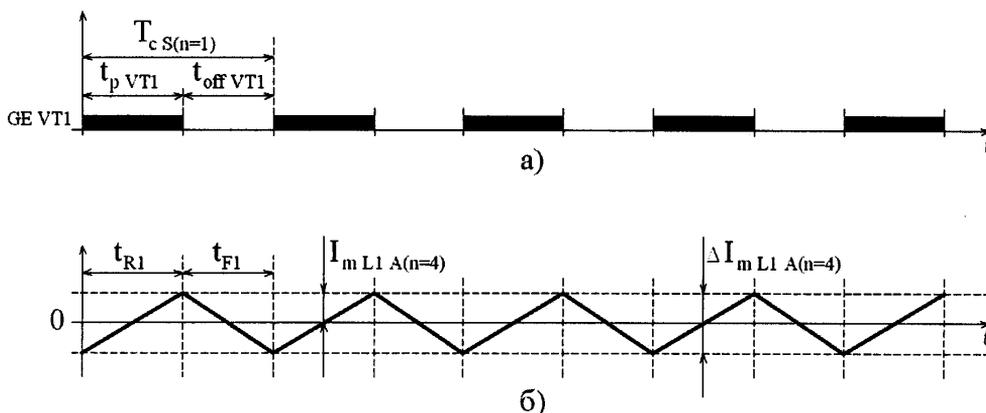


Рис. 2. Диаграммы рабочих процессов в одноуровневой схеме

$f_{c S(n=1)}$ — частота коммутации транзистора VT1;

L1 — значение индуктивности входного реактора.

При этом амплитуда пульсаций тока входного реактора вычисляется как

$$I_{m L1 S(n=1)} = \frac{\Delta I_{m L1 S(n=1)}}{2} = U_{in} \cdot \frac{\gamma}{2 \cdot f_{c S(n=1)} \cdot L1} = (U_{outsum} - U_{in}) \cdot \frac{1 - \gamma}{2 \cdot f_{c S(n=1)} \cdot L1} \quad (3)$$

Подстановкой выражения (1) в (3) выведена зависимость амплитуды пульсаций тока входного реактора от значения входного напряжения:

$$I_{m L1 S(n=1)}(U_{in}) = U_{in} \cdot \frac{1 - \frac{U_{in}}{U_{outsum}}}{2 \cdot f_{c S(n=1)} \cdot L1} = \frac{1}{2 \cdot f_{c S(n=1)} \cdot L1} \cdot \left(U_{in} - \frac{U_{in}^2}{U_{outsum}} \right) \quad (4)$$

Определим значения входного напряжения, при котором амплитуда пульсаций тока входного реактора имеет максимальное значение, после дифференцирования (4) и приравнивания полученного выражения нулю значение входного напряжения будет

$$U_{in}(I_{m(max) L1 S(n=1)}) = \frac{U_{outsum}}{2}, \quad (5)$$

при котором амплитуда пульсаций тока имеет максимальное значение:

$$I_{m(max) L1 S(n=1)}(U_{in}) = \frac{1}{2 \cdot f_{c S(n=1)} \cdot L1} \times \left(\frac{U_{outsum}}{2} - \frac{\left(\frac{U_{outsum}}{2} \right)^2}{U_{outsum}} \right) = \frac{1}{8} \cdot \frac{U_{outsum}}{f_{c S(n=1)} \cdot L1} \quad (6)$$

Из (6) выведено выражение для определения частоты коммутации транзистора VT1 в зависимости от заданной максимальной амплитуды пульсаций тока входного реактора:

$$f_{c S(n=1)}(I_{m(max) L1 S(n=1)}) = \frac{U_{outsum}}{8 \cdot L1 \cdot I_{m(max) L1 S(n=1)}} \quad (7)$$

Известно, что в закрытом состоянии современных IGBT-транзисторы и диоды имеют малые по-

тери мощности сравнительно с открытым состоянием приборов. С учетом данного фактора в обобщенном виде статические потери в IGBT-транзисторе и диоде рассматриваемой силовой схемы вычислены с использованием следующих выражений:

$$S_{VT} = f_{c VT} \cdot \int_0^{t_{p VT}} i_{VT} \cdot v_{CE(sat)VT}(i_{VT}) dt; \quad (8)$$

$$S_{VD} = f_{c VT} \cdot \int_0^{t_{off VT}} i_{VD} \cdot v_{FVD}(i_{VD}) dt, \quad (9)$$

где i_{VT} — ток, протекающий через транзистор на этапе импульса;

i_{VD} — ток, протекающий через диод на этапе паузы транзистора;

$v_{CE(sat)}(i_{VT})$ — напряжение насыщения транзистора при токе i_{VT} ;

$v_{FVD}(i_{VD})$ — напряжение открытого состояния диода при токе i_{VD} ;

$t_{p VT}$ и $t_{off VT}$ — длительности открытого и закрытого состояния транзистора.

Динамические потери IGBT-транзистора с учетом положений технической литературы [3, 7—11, 14] в обобщенном виде имеют вид

$$P_{VT} = \left(\frac{E_{onVT} I_{onVT} U_{onVT}}{I_{CnVT} V_{CEnVT}} + \frac{E_{offVT} I_{offVT} U_{offVT}}{I_{CnVT} V_{CEnVT}} \right) f_{c VT}, \quad (10)$$

где E_{onVT} , E_{offVT} — справочные значения энергии потерь, которые выделяются при включении и выключении транзистора;

I_{CnVT} , V_{CEnVT} — справочные значения тока и напряжения, при которых приводятся значения E_{onVT} , E_{offVT} ;

I_{onVT} , I_{offVT} — значения токов в рассматриваемой силовой схеме, при которых происходит включение и выключение транзистора;

U_{onVT} , U_{offVT} — значения напряжений в рассматриваемой силовой схеме, при которых происходит включение и выключение транзистора.

При выводе выражения для вычисления статических потерь мощности в силовом транзисторе

учтено, что ток, протекающий на интервале времени t_p VT_1 через открытый транзистор, равен входному току силовой схемы. Соответственно с использованием (8) применительно к рассматриваемой входной силовой схеме получено выражение для вычисления статических потерь мощности в силовом IGBT-транзисторе:

$$S_{SUM\ VTS(n=1)} = \frac{Q \cdot V_{CE(SAT)VT1_{12}}(I_{in})}{U_{in} \cdot \eta} \cdot \gamma, \quad (11)$$

где Q — выходная мощность нагрузки силовой схемы;

I_{in} — среднее значение входного тока силовой схемы;

η — коэффициент полезного действия силовой схемы;

$V_{CE(SAT)VT1_{12}}$ — напряжение коллектор-эмиттер силового IGBT-транзистора 12-го класса в открытом состоянии при протекании тока I_{VT_1} , равного входному току I_{in} силовой схемы.

Динамические потери мощности в транзисторе базисной силовой схемы с учетом выражения (10) определены как

$$P_{SUM\ VTS(n=1)} = \frac{f_c S(n=1) \cdot U_{outsum}}{V_{CC\ VT1_{12}}} \times$$

$$\times (E_{on\ VT_{12}}(I_{in}, V_{CC\ VT1_{12}}) + E_{off\ VT_{12}}(I_{in}, V_{CC\ VT1_{12}})), \quad (12)$$

где $V_{CC\ VT1_{12}}$ и I_{in} — справочные значения напряжения и протекающего тока IGBT-транзистора 12-го класса, для которых приведены справочные значения энергий потерь $E_{on\ VT_{12}}(I_{in}, V_{CC\ VT1_{12}})$ и $E_{off\ VT_{12}}(I_{in}, V_{CC\ VT1_{12}})$, выделяемых при включении и выключения данного силового прибора.

При выводе выражения для расчета статических потерь мощности в силовом диоде принято во внимание, что ток, протекающий через диод во время закрытого состояния силового транзистора, также равен входному току силовой схемы. Соответственно с использованием (9) получено выражение для вычисления статических потерь мощности в силовом диоде:

$$S_{SUM\ VD\ S(n=1)} = \frac{Q \cdot V_{F\ VD1_{12}}(I_{in})}{U_{in} \cdot \eta} \cdot (1 - \gamma), \quad (13)$$

где $V_{F\ VD1_{12}}(I_{VD1})$ — значение падения напряжения на диоде 12-го класса при протекании тока I_{VD1} , равного входному току I_{in} базисной силовой схемы.

В результате с учетом (11)—(13) выведено выражение для расчета суммарных потерь мощности в полупроводниковых приборах силовой схемы:

$$W_{SUM\ S(n=1)} = \frac{Q \cdot V_{CE(SAT)VT1_{12}}(I_{in})}{U_{in} \cdot \eta} \cdot \gamma + \frac{Q \cdot V_{F\ VD1_{12}}(I_{in})}{U_{in} \cdot \eta} \cdot (1 - \gamma) + \frac{f_c S(n=1) \cdot U_{outsum}}{V_{CC\ VT1_{12}}} \times (E_{on\ VT_{12}}(I_{in}, V_{CC\ VT1_{12}}) + E_{off\ VT_{12}}(I_{in}, V_{CC\ VT1_{12}})). \quad (14)$$

2. Силовая двухуровневая схема с синхронным алгоритмом управления

Входная силовая двухуровневая схема с синхронным алгоритмом управления приведена на рис. 3. На рис. 4,а показаны временные диаграммы сигналов управления транзисторов VT_1 и VT_2 при синхронном алгоритме управления; на рис. 4,б — соответствующая данному закону управления форма кривой тока реактора L_1 . Особенность синхронного алгоритма управления заключается в том, что сигналы управления на транзисторы VT_1 и VT_2 поступают одновременно, как показано на рис. 4.

Рассматриваемая силовая схема функционирует следующим образом. На интервале времени t_p VT_1 силовые транзисторы VT_1 и VT_2 подключают входное напряжение U_{in} к входному реактору L_1 , благодаря чему ток в цепи начинает нарастать. При этом силовые диоды VD_1 и VD_2 находятся в закрытом состоянии, а питание нагрузок Z_1 и Z_2 осуществляется за счет электростатической энергии, накопленной в конденсаторах C_1 и C_2 . На следующем интервале времени транзисторы VT_1 и VT_2 закрываются, а диоды VD_1 и VD_2 переходят в от-

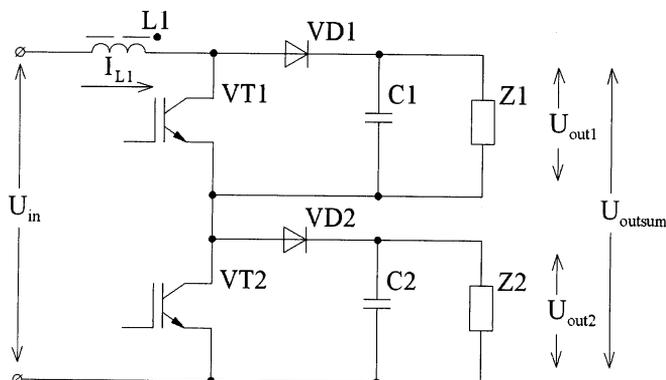


Рис. 3. Входная силовая двухуровневая схема

$$0 \leq \gamma < 1$$

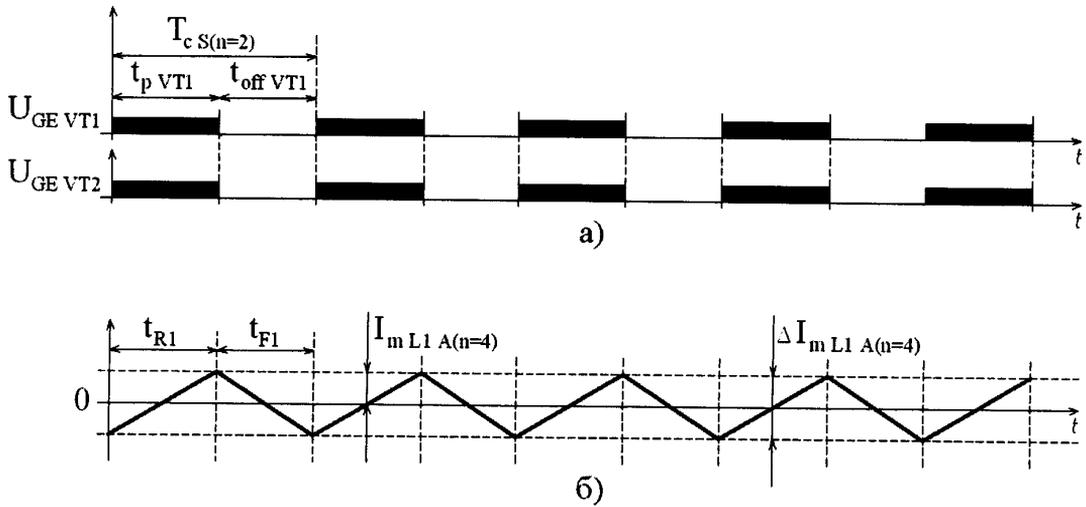


Рис. 4. Диаграммы рабочих процессов в двухуровневой схеме с синхронным алгоритмом управления

крытое состояние. При этом спадающий ток реактора L1 за счет накопленной в индуктивности энергии поддерживает силовые диоды VD1 и VD2 в открытом состоянии, обеспечивая заряд конденсаторов C1, C2 и питание нагрузок Z1, Z2.

Анализ рассматриваемой силовой схемы показал, что коэффициент заполнения γ , размах, амплитуда и максимальное значение амплитуды пульсаций тока входного реактора, а также частота коммутации силового транзистора определяются по тем же выражениям (1)–(7), что и для входной силовой одноуровневой схемы.

Для данной входной силовой схемы определен класс по напряжению силовых транзисторов, который принят равным 6. Следует заметить, что в силовой двухуровневой схеме на интервале времени t_{pVT1} ток протекает последовательно через два силовых транзистора VT1 и VT2, а на следующем интервале времени, он протекает последовательно через два силовых диода VD1 и VD2. С учетом данных обстоятельств получены выражения для расчета статических потерь мощности в силовых транзисторах:

$$S_{SUM VTS(n=2)} = 2 \cdot \frac{Q \cdot V_{CE(SAT)VT1_6}(I_{in})}{U_{in} \cdot \eta} \cdot \gamma \quad (15)$$

и в силовых диодах:

$$S_{SUM VD S(n=2)} = 2 \cdot \frac{Q \cdot V_{FVD1_6}(I_{in})}{U_{in} \cdot \eta} \cdot (1 - \gamma), \quad (16)$$

где $V_{CE(SAT)VT1_6}(I_{VT1})$ — напряжение коллектор-эмиттер силового IGBT-транзистора 6-го класса в открытом состоянии при протекании тока I_{VT1} , равного входному току I_{in} ;

$V_{FVD1_6}(I_{VD1})$ — падение напряжения на диоде 6-го класса при протекании тока I_{VD1} , равного входному току I_{in} .

При выводе выражения для расчета динамических потерь мощности в рассматриваемой силовой схеме было учтено следующие обстоятельства. С одной стороны, к закрытым силовым транзисторам VT1 и VT2 прикладывается напряжения в два раза меньше, чем выходное напряжение U_{outsum} . С другой стороны, количество силовых транзисторов по сравнению с одноуровневой схемой увеличилось в два раза. В результате динамические потери мощности в силовых транзисторах определяются как

$$P_{SUM VT S(n=2)} = 2 \cdot \frac{f_c S(n=2) \cdot \frac{U_{outsum}}{2}}{V_{CC VT1_6}} \times \\ \times (E_{on VT1_6}(I_{in}, V_{CC VT1_6}) + E_{off VT1_6}(I_{in}, V_{CC VT1_6})) = \\ = \frac{f_c S(n=2) \cdot U_{outsum}}{V_{CC VT1_6}} \cdot (E_{on VT1_6}(I_{in}, V_{CC VT1_6}) + \\ + E_{off VT1_6}(I_{in}, V_{CC VT1_6})), \quad (17)$$

где $f_c S(n=2)$ — частота коммутации IGBT-транзисторов; $V_{CC VT1_6}$ и I_{in} — справочные значения на-

пряжения и протекающего тока IGBT-транзистора 6-го класса, для которых приведены справочные значения энергий потерь $E_{on VT1_6}(I_{in}, V_{CC VT1_6})$ и $E_{off VT1_6}(I_{in}, V_{CC VT1_6})$, выделяемых при включении и выключения данных силовых приборов.

С учетом (15)—(17) получено выражение для вычисления суммарных потерь мощности в силовых полупроводниковых приборах силовой двухуровневой схемы с синхронным алгоритмом управления:

$$W_{SUM S(n=2)} = 2 \cdot \frac{Q \cdot V_{CE(SAT)VT1_6}(I_{in})}{U_{in} \cdot \eta} \cdot \gamma + 2 \cdot \frac{Q \cdot V_{FVD1_6}(I_{in})}{U_{in} \cdot \eta} \cdot (1 - \gamma) + \frac{f_{c S(n=1)} \cdot U_{outsum}}{V_{CC VT1_6}} \times (E_{on VT1_6}(I_{in}, V_{CC VT1_6}) + E_{off VT1_6}(I_{in}, V_{CC VT1_6})). \quad (18)$$

3. Силовая двухуровневая схема с асинхронным алгоритмом управления

Силовые двухуровневые схемы с асинхронным так же, как и синхронным алгоритмами управления, имеют одинаковый вид (см. рис. 3). На рис. 5,а и 6,а показаны временные диаграммы сигналов управления транзисторов VT1 и VT2 для двух возможных режимов работы двухуровневой схемы с асинхронным алгоритмом управления. На рис. 5,б и 6,б показаны соответствующие данным режимам работы формы кривой тока реактора L1. Особенность асинхронного алгоритма управления заключается в том, что сигналы управления на силовые транзисторы VT1 и VT2 поступают в противофазе

по отношению друг к другу с частотой $f_{c A(n=2)}$, как показано на рис. 5 и 6. При этом силовые транзисторы VT1 и VT2 имеют одинаковый период коммутации $T_{c A(n=2)}$ и коэффициент заполнения γ открытого состояния прибора.

Существуют два режима работы силовой двухуровневой схемы с асинхронным алгоритмом управления, которые характеризуются диапазонами изменения $\gamma - 0-0,5$ (рис. 5) и $0,5-1$ (рис. 6).

При коэффициенте заполнения γ в диапазоне $0 \leq \gamma < 0,5$ рассматриваемая силовая схема функционирует следующим образом. На интервале времени t_{R1} (см. рис. 5) силовой транзистор VT1 находится в открытом состоянии, а силовой транзистор VT2 — в закрытом состоянии. В этом случае к входному реактору L1 приложена разность входного напряжения U_{in} и напряжения конденсатора C2, благодаря чему входной ток в цепи начинает нарастать. При этом силовой диод VD2 находится в открытом состоянии, обеспечивая заряд конденсатора C2 и питание нагрузки Z2. В тоже время силовой диод VD1 закрыт, а питание нагрузки Z1 осуществляется за счет электростатической энергии, накопленной в конденсаторе C1.

На следующем интервале времени t_{F1} силовой транзистор VT1 закрывается, а силовой диод VD1 переходит в открытое состояние. При этом спадающий ток входного реактора L1 за счет накопленной в индуктивности энергии поддерживает диоды VD1 и VD2 в открытом состоянии, обеспечивая заряд конденсаторов C1, C2 и питание нагрузок Z1, Z2.

На интервале времени t_{R2} силовой транзистор VT2 находится в открытом состоянии, а силовой

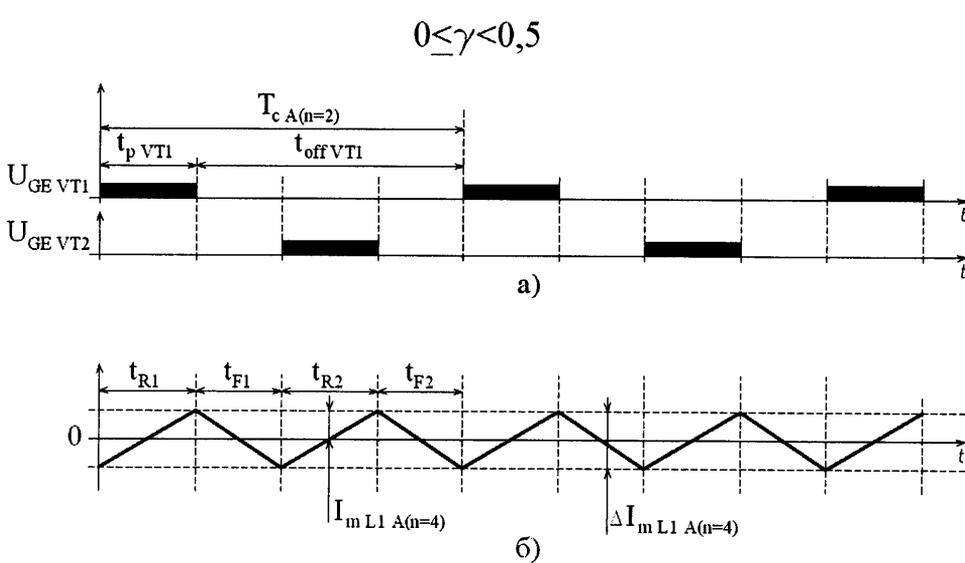


Рис. 5. Диаграммы рабочих процессов в двухуровневой схеме с асинхронным алгоритмом управления при $0 \leq \gamma < 0,5$

$$0,5 \leq \gamma < 1$$

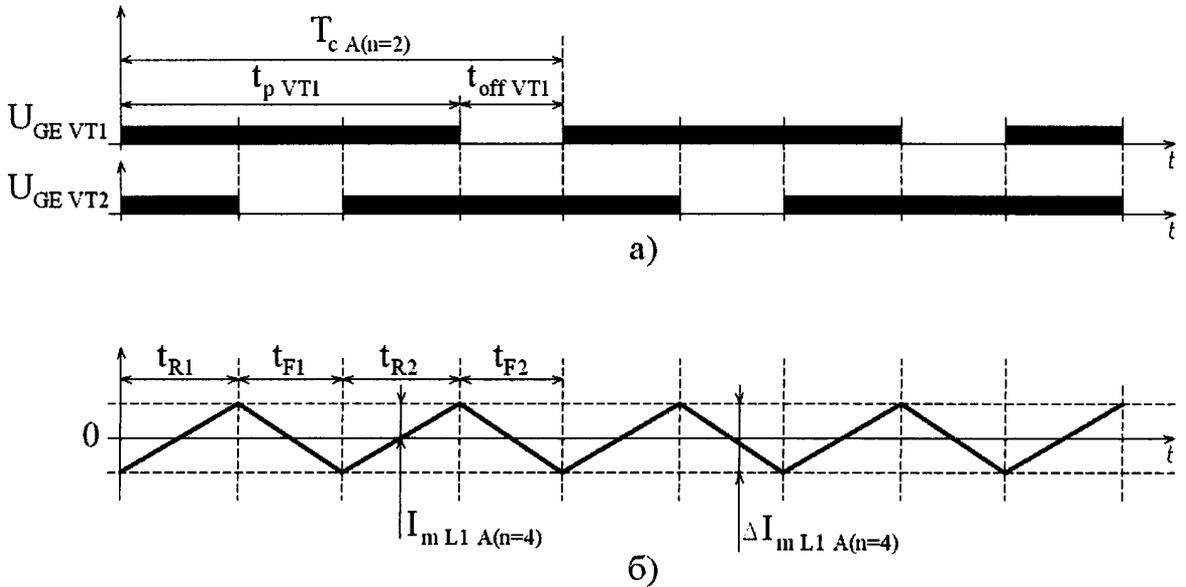


Рис. 6. Диаграммы рабочих процессов в двухуровневой схеме с асинхронным алгоритмом управления при $0,5 \leq \gamma < 1$

транзистор VT2 — в закрытом состоянии. В этом случае к входному реактору L1 приложена разность входного напряжения U_{in} и напряжения конденсатора C1, благодаря чему входной ток в цепи начинает нарастать. При этом силовой диод VD1 находится в открытом состоянии, обеспечивая заряд конденсатора C1 и питание нагрузки Z1. В тоже время силовой диод VD2 закрыт, а питание нагрузки Z2 осуществляется за счет электростатической энергии, накопленной в конденсаторе C2.

На следующем интервале времени t_{F2} транзистор VT2 закрывается, а силовой диод VD2 переходит в открытое состояние. При этом спадающий ток реактора L1 за счет накопленной в индуктивности энергии поддерживает силовые диоды VD1 и VD2 в открытом состоянии, обеспечивая заряд конденсаторов C1, C2 и питание нагрузок Z1, Z2. Затем электрические процессы повторяются аналогичным образом с периодом $T_{c A(n=2)}$.

При коэффициенте заполнения γ в диапазоне $0,5 \leq \gamma < 1$ на интервале времени t_{R1} (рис. 6) открытые силовые транзисторы VT1 и VT2 подключают входное напряжение U_{in} к входному реактору L1, благодаря чему входной ток в цепи начинает нарастать. При этом силовые диоды VD1 и VD2 находятся в закрытом состоянии, а питание нагрузок Z1 и Z2 осуществляется за счет электростатической энергии, накопленной в конденсаторах C1 и C2.

На следующем интервале времени t_{F1} транзистор VT2 закрывается. В этом случае вследствие того, что напряжение на конденсаторе C2 превышает

входное напряжение U_{in} , входной ток в цепи начинает уменьшаться. При этом силовой диод VD2 переходит в открытое состояние, обеспечивая заряд конденсатора C2 и питание нагрузки Z2. В тоже время силовой диод VD1 остается в закрытом состоянии, а питание нагрузки Z1 осуществляется за счет электростатической энергии, накопленной в конденсаторе C1.

На интервале времени t_{R2} сигнал управления вновь поступает на силовой транзистор VT2. Через открытые силовые транзисторы VT1 и VT2 входное напряжение U_{in} прикладывается к входному реактору L1, благодаря чему входной ток в цепи начинает нарастать. При этом силовые диоды VD1 и VD2 находятся в закрытом состоянии, а питание нагрузок Z1 и Z2 осуществляется за счет электростатической энергии, накопленной в конденсаторах C1 и C2.

На следующем интервале времени t_{F2} транзистор VT1 закрывается. В этом случае вследствие того, что напряжение на конденсаторе C1 превышает входное напряжение U_{in} , входной ток в цепи начинает уменьшаться. При этом силовой диод VD1 переходит в открытое состояние, обеспечивая заряд конденсатора C1 и питание нагрузки Z1. В тоже время силовой диод VD2 остается в закрытом состоянии, а питание нагрузки Z2 осуществляется за счет электростатической энергии, накопленной в конденсаторе C2. Затем процессы повторяются аналогичным образом с периодом $T_{c A(n=2)}$.

Рассмотрим первый режим работы силовой схемы, когда выполняется неравенство $0 \leq \gamma < 0,5$. Для

этого случая получены выражения для расчета коэффициента заполнения γ и амплитуды пульсаций тока входного реактора:

$$\gamma = 1 - \frac{U_{in}}{U_{outsum}}; \quad (19)$$

$$I_{m \text{ L1 } A(n=2)} = \frac{\Delta I_{m \text{ L1 } A(n=2)}}{2} = (U_{outsum} - U_{in}) \cdot \frac{1 - 2 \cdot \gamma}{4 \cdot L1 \cdot f_c \text{ A}(n=2)}. \quad (20)$$

После подстановки (19) в (20) выражение для расчета амплитуды пульсаций тока входного реактора от значения входного напряжения U_{in} имеет вид

$$I_{m \text{ L1 } A(n=2)}(U_{in}) = (U_{outsum} - U_{in}) \cdot \frac{2 \cdot U_{in} - 1}{4 \cdot L1 \cdot f_c \text{ A}(n=2)} \cdot U_{out}. \quad (21)$$

После дифференцирования (21) и приравнивания полученного выражения к нулю значение входного напряжения

$$U_{in}(I_{m(max) \text{ L1 } A(n=2)}) = \frac{3}{4} \cdot U_{outsum}, \quad (22)$$

при котором амплитуда пульсаций тока имеет максимальное значение:

$$I_{m(max) \text{ L1 } A(n=2)}(U_{in}) = \frac{1}{4 \cdot L1 \cdot f_c \text{ A}(n=2)} \times (U_{outsum} - \frac{3}{4} \cdot U_{outsum}) \cdot (\frac{2 \cdot \frac{3}{4} U_{outsum}}{U_{outsum}} - 1) = \frac{1}{32 \cdot L1 \cdot f_c \text{ A}(n=2)} \cdot U_{outsum}. \quad (23)$$

Из (23) выведено выражение для определения частоты коммутации транзисторов VT1 и VT2 в зависимости от заданной максимальной амплитуды пульсаций тока входного реактора:

$$f_c \text{ A}(n=2)(I_{m(max) \text{ L1 } A(n=2)}) = \frac{1}{32 \cdot L1 \cdot I_{m(max) \text{ L1 } A(n=2)}} \cdot U_{outsum}. \quad (24)$$

При втором режиме работы, когда выполняется неравенство $0,5 \leq \gamma < 1$, коэффициент заполнения

силовой схемы с асинхронным алгоритмом управления вычисляется так же по (19), как при изменении от 0 до 0,5.

В результате анализа получены выражения для вычисления амплитуды пульсаций тока входного реактора от значения коэффициента заполнения γ и входного напряжения U_{in} :

$$I_{m \text{ L1 } A(n=2)} = \frac{\Delta I_{m \text{ L1 } A(n=2)}}{2} = U_{in} \cdot \frac{2 \cdot \gamma - 1}{4 \cdot L1 \cdot f_c \text{ A}(n=2)}; \quad (25)$$

$$I_{m \text{ L1 } A(n=2)}(U_{in}) = U_{in} \cdot \frac{1 - \frac{2 \cdot U_{in}}{U_{outsum}}}{4 \cdot L1 \cdot f_c \text{ A}(n=2)}. \quad (26)$$

Так же найдено значение входного напряжения:

$$U_{in}(I_{m(max) \text{ L1 } A(n=2)}) = \frac{1}{4} \cdot U_{outsum}, \quad (27)$$

при котором амплитуда пульсаций входного тока достигает максимума:

$$I_{m(max) \text{ L1 } A(n=2)}(U_{in}) = \frac{1}{4 \cdot L1 \cdot f_c \text{ A}(n=2)} \times \left(\frac{U_{outsum}}{4} - \frac{2 \cdot \left(\frac{U_{outsum}}{4} \right)^2}{U_{outsum}} \right) = \frac{1}{32 \cdot L1 \cdot f_c \text{ A}(n=2)} \cdot U_{outsum}. \quad (28)$$

Из (28) выведено выражение для определения частоты коммутации транзисторов VT1 и VT2 в зависимости от заданной максимальной амплитуды пульсаций тока входного реактора:

$$f_c \text{ A}(n=2)(I_{m(max) \text{ L1 } A(n=2)}) = \frac{1}{32 \cdot L1 \cdot I_{m(max) \text{ L1 } A(n=2)}} \cdot U_{outsum}. \quad (29)$$

В отличие от синхронного алгоритма управления в рассматриваемой силовой схеме на интервалах времени t_{p1} , t_{p2} , t_{F1} и t_{F2} в зависимости от величины коэффициента заполнения γ ток входного реактора L1 протекает последовательно через разные сочетания транзисторов VT1, VT2 и диодов VD1, VD2. Однако сравнительный анализ показывает, что в силовой двухуровневой схеме независимо от вида алгоритма управления при равных исходных условиях силовые полупроводниковые приборы имеют одинаковые соответствующие статические потери мощности.

Аналитические исследования процессов коммутации силовых приборов при равных исходных условиях выявили также равенство и динамических потерь мощности в силовых транзисторах VT1 и VT2 рассматриваемой силовой схемы при различных режимах работы.

4. Анализ влияния типа силовой схемы и вида алгоритма управления на входной ток преобразователя

Из принципа действия все силовые одноуровневые и многоуровневые схемы с синхронным алгоритмом управления функционируют при одном режиме работы во всем диапазоне изменения коэффициента заполнения γ . В тоже время силовые многоуровневые схемы с асинхронным алгоритмом управления имеют N режимов работы. При этом посредством вспомогательных коэффициентов j_k и i_k определены диапазоны изменения γ для каждого k -го режима работы силовой схемы с использованием следующего неравенства:

$$\frac{j_k}{N} < \gamma \leq \frac{i_k}{N}, \quad (30)$$

где $j_k = 0, 1, \dots, (N-1)$, $i_k = 1, 2, \dots, N$ ($k = 1, 2, \dots, N$) — вспомогательные коэффициенты; N — число уровней силовой схемы.

Для всех рассматриваемых силовых схем в обобщенном виде выведены выражения для вычисления амплитуды пульсаций входного тока:

$$I_{m \text{ L1 } S, A(n=1, 2, 3, \dots, N)} (U_{in})_k = (N \cdot U_{in} - (N - i_k) \cdot U_{outsum}) \cdot \frac{N \cdot \gamma - j_k}{2 \cdot N^2 \cdot L1 \cdot f_c} \quad (31)$$

Анализ (31) показывает, что силовые одноуровневые и многоуровневые схемы с синхронным алгоритмом управления имеют одинаковые зависимости амплитуды пульсаций входного тока при

$$U_{in} = \frac{1}{2} U_{outsum}.$$

В силовых многоуровневых схемах с асинхронным алгоритмом управления амплитуды пульсации входного тока представляет собой параболическую циклоиду, которая имеет N максимальных значений при входном напряжении, равном

$$U_{in} (I_{m(max) \text{ L1 } A(n=1, 2, 3, \dots, N)})_h = \frac{h}{2 \cdot N} \cdot U_{outsum}, \quad (32)$$

где $h = 1, 3, 5, \dots, (2 \cdot N - 1)$ — вспомогательный коэффициент.

При этом амплитуда пульсаций входного тока в $(N+1)$ точках имеет нулевые значения при входном напряжении, равном

$$U_{in} (I_{m(min) \text{ L1 } A(n=1, 2, 3, \dots, N)})_m = \frac{m}{N} \cdot U_{outsum}, \quad (33)$$

где $m = 0, 1, 2, \dots, N$, — вспомогательный коэффициент.

В обобщенном виде получены выражения для расчета максимального значения амплитуды пульсаций входного тока в силовых одноуровневых и многоуровневых схемах с синхронным алгоритмом управления:

$$I_{m(max) \text{ L1 } S(n=1, 2, 3, \dots, N)} = \frac{1}{8} \cdot \frac{U_{outsum}}{L1 \cdot f_c S(n=1, 2, 3, \dots, N)} \quad (34)$$

и в силовых многоуровневых схемах с асинхронным алгоритмом управления:

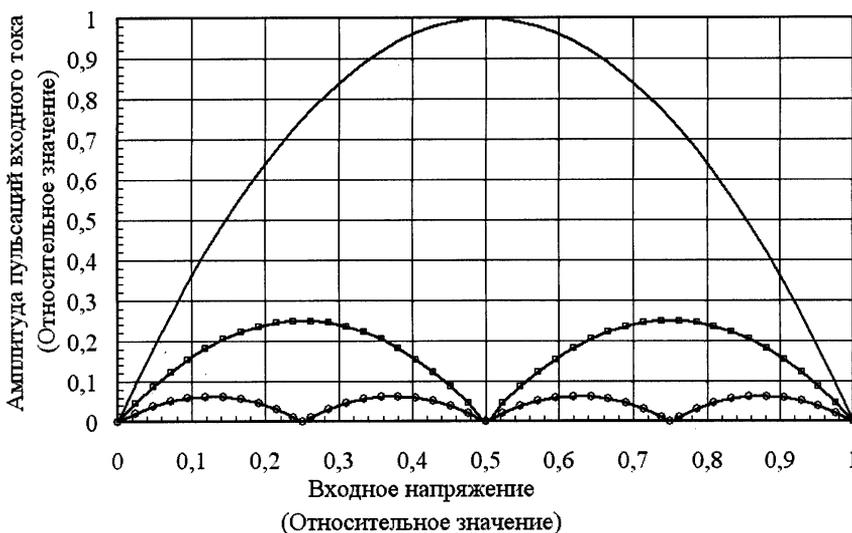
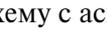


Рис. 7. Зависимости амплитуды пульсаций входного тока для различных входных силовых схем

$$I_{m(\max)} L_{1 A(n=1, 2, 3, \dots, N)} = \frac{1}{8 \cdot N^2} \cdot \frac{U_{\text{outsum}}}{L_{1 \cdot f_c A(n=1, 2, 3, \dots, N)}}. \quad (35)$$

В качестве примера на рис. 7 приведены зависимости амплитуды пульсаций входного тока для различных входных силовых схем, где:

— верхняя кривая, обозначенная , соответствует силовым одноуровневым и силовым многоуровневым схемам с синхронным алгоритмом управления;

— средняя кривая, обозначенная , характеризует силовую двухуровневую схему с асинхронным алгоритмом управления;

— нижняя кривая, обозначенная , соответствует силовой четырехуровневой схеме с асинхронным алгоритмом управления.

Построенные кривые явно показывают преимущество силовых многоуровневых схем с асинхронным алгоритмом управления перед другими силовыми схемами в части снижения амплитуды пульсаций входного тока и соответственно уменьшения габаритных размеров входного реактора.

Выводы

1. При равных условиях входные многоуровневые схемы с асинхронным алгоритмом управления имеют в N раз меньше амплитуду пульсаций входного тока по сравнению с другими рассматриваемыми силовыми схемами.

2. Входные силовые схемы с одинаковым количеством уровней независимо от алгоритма управления имеют одинаковые суммарные статические потери мощности как в силовых транзисторах, так и в силовых диодах. При этом суммарные статические потери мощности силовых многоуровневых схем всегда превышают статические потери мощности соответствующих полупроводниковых приборов силовой одноуровневой схемы.

3. Чем больше уровней имеет входная силовая схема, тем больше она имеет статические потери мощности в силовых транзисторах и диодах. При этом суммарные статические потери мощности в силовых приборах растут быстрее, чем количество уровней в силовой схеме.

4. С переходом на асинхронный алгоритм управления суммарные динамические потери входных силовых схем существенно снижаются.

5. При учете свойств современных силовых транзисторов и диодов наименьшие суммарные потери мощности имеют входные многоуровневые схемы с асинхронным алгоритмом управления. Однако с учетом тенденции неуклонного улучше-

ния динамических свойств полупроводниковых приборов очевидно наименьшими потерями мощности в конечном итоге будет обладать входная силовая одноуровневая схема.

Библиографический список

1. *Moir I., Seabridge A.* Aircraft Systems: Mechanical, electrical, and avionics subsystems integration. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. 504 p.
2. *Avery C.R., Burrow S.G., Mellor P.H.* Electrical generation and distribution for the more electric aircraft // Universities Power Engineering Conference 2007. Bristol: Univ. of Bristol, 2007. Pp.1007-1012.
3. *Volsky S.I., Skorokhod Y.Y., Shergin V.Y.* The Analysis and Simulation of Power Circuits for High Voltage Converter // Proceedings IPEMC 2006. Shanghai, 2006. Pp. 1133-1137.
4. *Shergin V.Y., Skorokhod Y.Y., Volsky S.I.* The Analysis and Simulation of Power Circuits for a High Voltage Converter // Proceedings PCIM Europe 2007. Nuremberg, 2007. P. 351-356.
5. *Шергин В.Е.* Анализ преимуществ многозвенной схемы статического преобразователя электроэнергии // Сб. науч. тр. по материалам научно-практической конференции «Современные проблемы и пути их решения в науке, транспорте, производстве и образовании 2008». Т. 6. Одесса: Черноморье, 2008. С. 71-80.
6. *Chuev D.V., Volsky S.I., Butenko P.V., Lamanov A.V.* Voltage regulator module for the traction application // Proceedings PCIM 2002. Nuremberg. 2002. Pp. 130-135.
7. *Williams B.W.* Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components. Glasgow: University of Strathclyde, 2005. 705 p.
8. *Зиновьев Г.С.* Основы силовой электроники. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999.
9. *Rashid M.H.* Power electronics handbook. San Diego: Academic Press, 2001.
10. *Erickson R.W., Maksimovic D.* Fundamentals of Power Electronics. New York: Kluwer Academic, 2004.
11. *Vodovozov V., Jansikene R.* Power Electronic Converters. Tallinn: TUT, 2006.
12. *Mallwitz R., Seidelmann H., Spanke R., Pfaffenlehner M., Mauder A.* New 1700 V high power trench IGBT modules with rated current up to 3600 A // Proceedings PCIM 2002. Nuremberg, 2002. Pp. 17-22.
13. *Apeldoorn O., Steimer P., Streit P., Carroll E., Weber A.* The Integrated-Gate Dual Transistor // Proceedings PCIM 2002. Nuremberg, 2002. Pp. 1-5.
14. *Скоруход Ю.Ю.* Анализ потерь мощности в IGBT-транзисторах различных типов высоковольтных преобразователей // Электроника, автоматика и измерительная техника: Межвузовский научный сборник. Уфа: УГАТУ, 2007. С. 18-26.

Московский авиационный институт

Статья поступила в редакцию 24.05.2009