

# МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ СХЕМ СТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Шергин В.Е.

ООО «Трансконвертер», г. Красногорск

e-mail: shergin@transconverter.ru

В статье рассматривается статический преобразователь электроэнергии с нестабилизированным входным напряжением 2000...4000 В постоянного тока и стабилизированным выходным трехфазным напряжением 380 В переменного тока частотой 50 Гц. Преобразователь предназначен для питания нетяговых потребителей на железнодорожном электроподвижном составе постоянного тока. Проанализированы различные варианты построения схемы преобразователя: с непосредственным преобразованием на частоте 50 Гц и с промежуточным звеном повышенной частоты. Основным предметом исследования являются потери мощности в полупроводниковых приборах. Составлено математическое описание, получены выражения для потерь в рассматриваемых схемах, приведены графики и результаты компьютерного моделирования.

## 1. Анализ перспективных схем построения преобразователей

Схема А, представленная на рис.1, использует принцип высокочастотного преобразования электрической энергии. Данный принцип широко применяется, так как позволяет снизить габариты и массу преобразователя за счет небольших размеров силовых трансформаторов. На схеме показана силовая цепь преобразователя без системы управления.

Схема А содержит:

- силовой модуль А1, который повышает входное напряжение  $U_{in}$  до заданной величины  $U_{out1}$  и стабилизирует его;
- силовой модуль А2, который преобразовывает входное напряжение  $U_{out1}$  постоянного тока в промежуточное напряжение  $U_{out2}$  переменного тока высокой частоты;
- силовой высокочастотный трансформатор TV1, который понижает до требуемой величины входное напряжение  $U_{out2}$  и обеспечивает гальваническую развязку;
- выходной выпрямитель AR1;

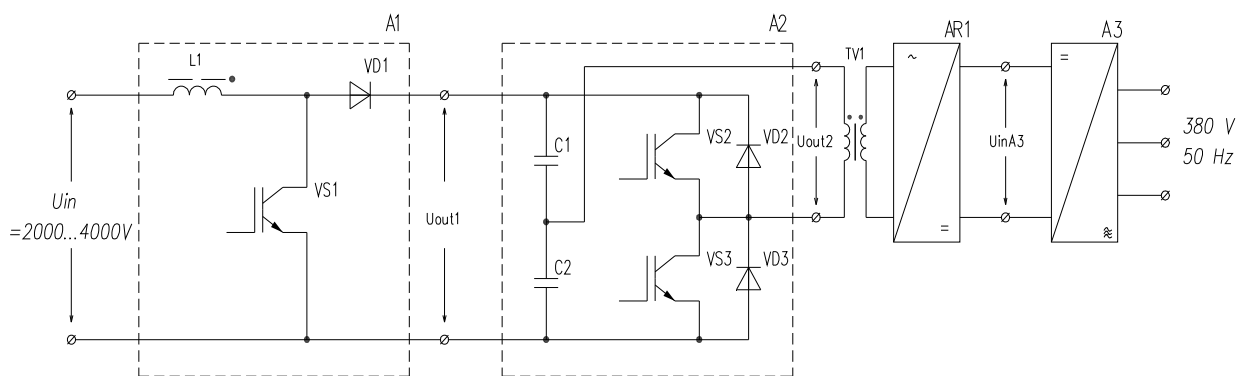


Рис.1. Схема А

– трехфазный модуль А3, который преобразовывает входное напряжение  $U_{inA3}$  постоянного тока в трехфазное напряжение 380 В, 50 Гц. Использование принципа высокочастотного преобразования энергии предопределяет тип применяемых силовых полупроводниковых ключей. Данным требованиям отвечают силовые IGBT-транзисторы, которые имеют относительно высокую частоту переключения по сравнению с силовыми тиристорами.

Следует отметить, что модули А1 и А2 используют силовые IGBT-транзисторы на обратное напряжение 6500 В. Такие высоковольтные транзисторы имеют относительно высокие динамические и статические потери мощности.

Схема Б представляет собой силовую цепь, показанную на рис. 2. Она содержит:

- четыре силовых модуля А11...А14, которые имеют функции и силовую схему, аналогичные силовому модулю А1 схемы А (рис.1);
- четыре силовых модуля А21...А24, которые имеют функции и силовую схему, аналогичные силовому модулю А2 схемы А (рис.1);
- четыре силовых высокочастотных трансформатора TV11...TV14;
- четыре выходных выпрямителя AR11...AR14;
- трехфазный модуль А3 с выходным переменным напряжением 380 В частотой 50 Гц.

Необходимо сказать, что силовые модули А11...А14 и А21...А24 используют силовые IGBT-транзисторы на обратное напряжение 1700 В. Такие транзисторы имеют относительно низкие динамические и статические потери мощности.

Однако использование принципа высокочастотного преобразования электрической энергии определяет ряд проблем. Важнейшей проблемой является потеря в силовых полупроводниковых приборах, которые растут с повышением частоты.

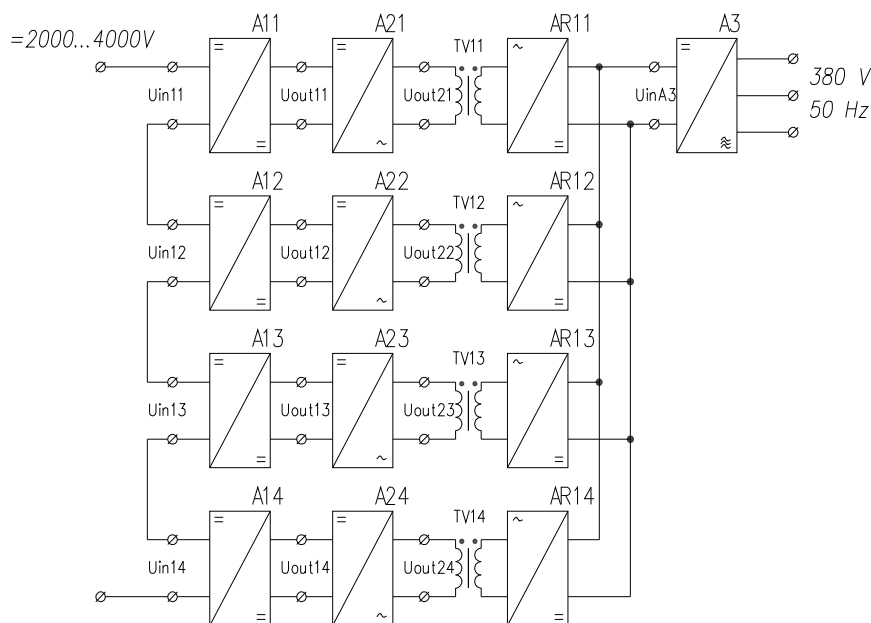


Рис.2. Схема Б

При этом рассматриваемые преобразователи имеют пять звеньев (A1, A2, TV1, AR1 и A3 для схемы А или A11...A14, A21...A24, TV11...TV14, AR11...AR14 и A3 для схемы Б) преобразования электрической энергии, что также определяет сложность силовой схемы, относительно низкий коэффициент полезного действия, надежность и повышенные суммарные потери мощности в полупроводниковых приборах.

Схема В является альтернативным вариантом, ее силовая цепь с использованием трансформатора промышленной частоты 50 Гц представлена на рис.3. Она содержит:

- трехфазный модуль A1, который преобразовывает входное высоковольтное напряжение 2000...4000 В в трехфазное напряжение переменного тока частотой 50 Гц;
- силовой трехфазный трансформатор TV1, который понижает входное трехфазное напряжение до требуемой величины 380 В, 50 Гц.

Следует заметить, что аналогично силовым модулям A1 и A2 (рис. 1), в трехфазном модуль A1 используются силовые IGBT-транзисторы на обратное напряжение 6500 В.

## 2. Исследование потерь мощности в силовых полупроводниковых приборах

Статическими потерями полупроводникового прибора называют потери, не связанные с коммутационными процессами.

В общем виде, статические потери в силовом IGBT-транзисторе или в силовом диоде за период выходной частоты 50 Гц определяются как:

$$S_{vs} = f_{out} \int_0^{t_{pvs}} i_{vs} \cdot u_{satvs} dt, \quad (1)$$

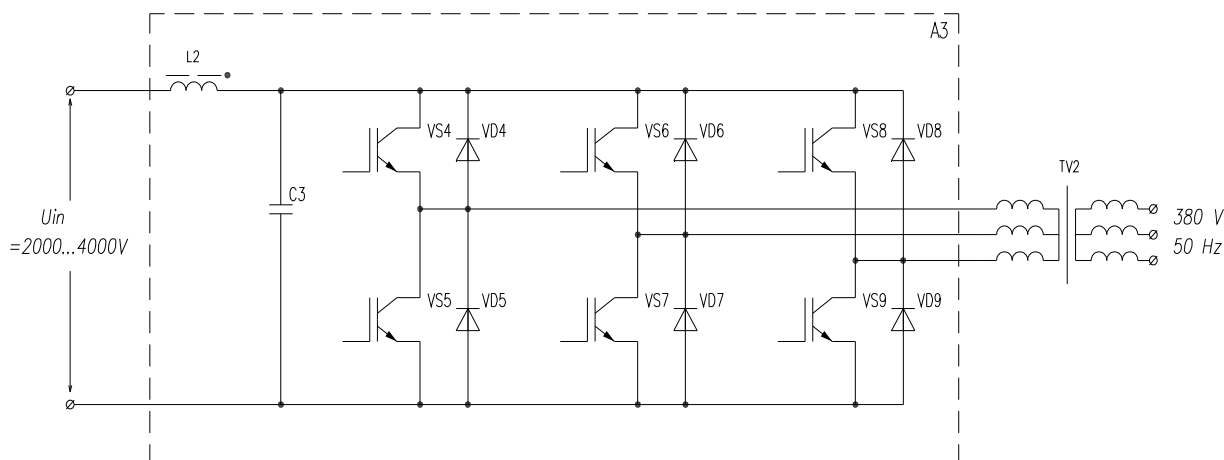


Рис.3. Схема В

$$S_{vd} = f_{out} \int_0^{t_{pvd}} i_{vd} \cdot u_{vd} dt, \quad (2)$$

где  $f_{out} = 50$  Гц – частота выходного напряжения силового преобразователя;

$t_{pvs}$  – длительность открытого состояния транзистора за период переключения;

$i_{vs}$  – мгновенное значение тока, протекающего через транзистор;

$u_{satvs}$  – мгновенное значение напряжения насыщения транзистора;

$t_{pvd} = T_{vs} - t_{pvs}$  – длительность открытого состояния силового диода за период  $T_{vs}$  переключения транзистора;

$i_{vd}$  – мгновенное значение тока, протекающего через диод;

$u_{vd}$  – мгновенное значение прямого падения напряжения на силовом диоде.

Динамическими потерями полупроводникового прибора называют потери за время перехода ключа между открытым и закрытым состоянием.

Динамические потери в силовом IGBT-транзисторе за период выходной частоты 50 Гц определяются как:

$$P_{vs} = \left( \frac{E_{on} \cdot I_{onvs} \cdot U_{onvs}}{I_{nvs} \cdot U_{nvs}} + \frac{E_{off} \cdot I_{offvs} \cdot U_{offvs}}{I_{nvs} \cdot U_{nvs}} \right) \cdot f_{vs}, \quad (3)$$

где  $E_{on}$  и  $E_{off}$  – энергия потерь на открывание и закрывание в транзисторе при токе  $I_{nvs}$  и напряжении  $U_{nvs}$ ;

$I_{onvs}$  и  $I_{offvs}$  – мгновенное значение тока открывания и закрывания транзистора;

$U_{onvs}$  и  $U_{offvs}$  – мгновенное значение напряжения открывания и закрывания транзистора;

$f_{vs}$  – частота переключения транзистора.

При анализе статических и динамических потерь в силовых полупроводниковых приборах были сделаны следующие допущения:

1. Ток силового транзистора и силового диода на  $i$ -ом интервале переключения имеет постоянное значение.
2. Выходной ток трехфазного модуля АЗ имеет синусоидальную форму кривой, которую обеспечивает внешний трехфазный синус-фильтр.
3. Трехфазная нагрузка преобразователя имеет активный характер.
4. Статические потери мощности на каждом закрытом силовом IGBT-транзисторе и силовом диоде равны нулю.
5. Падение напряжения на каждом открытом силовом IGBT-транзисторе и силовом диоде имеет постоянное значение.

С учетом принятых допущений исследованы и проанализированы потери в силовых полупроводниковых приборах для всех силовых модулей рассматриваемых преобразователей. В результате получены выражения для вычисления статических потерь в транзисторе VS1 и диоде VD1 (силовой модуль А1, рисунок 1):

$$S_{vs1} = \frac{Q \cdot U_{vs1}}{U_{outA1} \cdot \eta} \cdot \frac{\gamma_{vs1}}{1 - \gamma_{vs1}}, \quad (4)$$

$$S_{vd1} = \frac{Q \cdot U_{vd1}}{U_{outA1} \cdot \eta}, \quad (5)$$

где  $Q$  – выходная мощность преобразователя;

$U_{vs1}$  – падение напряжения на силовом транзисторе VS1 при токе  $I_{vs1}$ ;

$\eta$  – коэффициент полезного действия преобразователя;

$\gamma_{vs1} = \frac{t_{pvs1}}{T_{vs1}}$  – скважность открытого состояния силового транзистора VS1;

$t_{pvs1}$  – длительность открытого состояния транзистора VS1;

$T_{vs1}$  – период переключения транзистора VS1;

$U_{outA1}$  – выходное напряжения силового модуля А1;

$U_{vd1}$  – прямое падение напряжения на силовом диоде VD1 при токе  $I_{vd1}$ .

При этом выходное напряжение силового модуля A1, токи транзистора  $I_{vs1}$  и диода  $I_{vd1}$  в открытом состоянии определяются как:

$$U_{outA1} = \frac{U_{in}}{1 - \gamma_{vs1}}, \quad (6)$$

$$I_{vs1} = I_{vd1} = \frac{Q \cdot \eta}{U_{outA1} \cdot (1 - \gamma_{vs1})}, \quad (7)$$

где  $U_{in}$  – входное напряжение преобразователя.

Также получено выражение для вычисления динамических потерь транзистора VS1:

$$P_{vs1} = (E_{onvs1} + E_{offvs1}) \cdot \frac{I_{vs1} \cdot U_{outA1} \cdot f_{vs1}}{I_{nvs1} \cdot U_{nvs1}}, \quad (8)$$

где  $E_{onvs1}$  и  $E_{offvs1}$  – энергия потерь на открывание и закрывание в транзисторе VS1 при токе  $I_{nvs1}$  и напряжении  $U_{nvs1}$ ;

$f_{vs1}$  – частота переключения силового транзистора VS1.

С учетом допущения (3) статические потери в силовых диодах VD2 и VD3 (силовой модуль A2, рис.1) равны нулю. Выражения для расчета статических и динамических потерь для силовых транзисторов VS2 и VS3 имеют следующий вид:

$$S_{vs2} = S_{vs3} = \frac{2 \cdot Q \cdot U_{vs2} \cdot \eta}{U_{outA1}}, \quad (9)$$

$$P_{vs2} = P_{vs3} = (E_{onvs2} + E_{offvs2}) \cdot \frac{I_{vs2} \cdot U_{outA1} \cdot f_{vs2}}{I_{nvs2} \cdot U_{nvs2}}, \quad (10)$$

где  $U_{vs2} = U_{vs3}$  – падение напряжения на силовом транзисторе VS2 (VS3) при токе, равном  $I_{vs2} = I_{vs3}$ ;

$I_{vs2} = \frac{2 \cdot Q \cdot \eta}{U_{outA1}}$  – ток транзистора VS2 (VS3) в открытом состоянии;

$E_{onvs2}$  и  $E_{offvs2}$  – энергия потерь на открывание и закрывание в транзисторе VS2 (VS3)

при токе  $I_{nvs2}$  и напряжении  $U_{nvs2}$ ;

$f_{vs2}$  – частота переключения силового транзистора VS2 (VS3).

Во второй рассмотренной схеме преобразователя (схема Б, рис.2) силовые модули A11...A14 и A21...A24 соединены последовательно относительно входного напряжения. Поэтому выходное напряжение каждого силового модуля A11...A14 определено как:

$$U_{outA11} = \frac{4 \cdot U_{in}}{4 - \gamma_{vs11}}, \quad (11)$$

где  $\gamma_{vs11} = \frac{t_{pvs11}}{T_{vs11}}$  – скважность открытого состояния транзистора VS11 силового модуля A11...A14;

$t_{pvs11}$  – длительность открытого состояния транзистора VS11;

$T_{vs11}$  – период переключения транзистора VS11.

С учетом выражения (11) для вычисления статических потерь в транзисторе VS11 и диоде VD11 (силовые модули A11...A14, рис.2) получены следующие соотношения:

$$S_{vs11} = \frac{4 \cdot Q \cdot U_{vs11}}{U_{outA11} \cdot \eta} \cdot \frac{\gamma_{vs11}}{4 - \gamma_{vs11}}, \quad (12)$$

$$S_{vd11} = \frac{4 \cdot Q \cdot U_{vd11}}{U_{outA11} \cdot \eta}, \quad (13)$$

где  $U_{vs11}$  – падение напряжения на силовом транзисторе VS11 при токе  $I_{vs11}$ ;

$U_{vd11}$  – прямое падение напряжения на силовом диоде VD11 при токе  $I_{vd11}$ ;

$$I_{vs11} = I_{vd11} = \frac{4 \cdot Q}{U_{outA11} \cdot \eta} \cdot \frac{1}{4 - \gamma_{vs11}}. \quad (14)$$

Также получено выражение для вычисления динамических потерь транзистора VS11:

$$P_{vs11} = (E_{onvs11} + E_{offvs11}) \cdot \frac{I_{vs11} \cdot U_{outA11} \cdot f_{vs11}}{I_{nvs11} \cdot U_{nvs11}}, \quad (15)$$

где  $E_{onvs11}$  и  $E_{offvs11}$  – энергия потерь на открывание и закрывание в транзисторе VS11 при токе  $I_{nvs11}$  и напряжении  $U_{nvs11}$ ;

$f_{vs11}$  – частота переключения силового транзистора VS11.

Выражения для расчета статических и динамических потерь силовых транзисторов VS21 и VS31 (силовые модули A21...A24, рис.2) аналогичны выражениям (9) и (10). В данные соотношения следует подставлять параметры, которые соответствуют транзисторам VS21 и VS31, и значения, которые получены из выражений (11) и (14).

В результате исследования получены выражения для расчета потерь в силовых полупроводниковых приборах трехфазного модуля A3, которые могут быть использованы при анализе любого рассматриваемого преобразователя. Как результат исследования и анализа получены выражения для вычисления статических потерь в транзисторах VS4...VS9 и диодах VD4...VD9 за период выходного напряжения преобразователя:

$$S_{vs4} = \sum_{i=1}^n \frac{\pi \cdot Q \cdot U_{vs4}}{\sqrt{8} \cdot U_{outA3} \cdot \eta_{A3}} \cdot \gamma_{ivs4} \cdot \sin \left[ \frac{\pi}{4} (i - 0.5) \right], \quad (16)$$

$$S_{vd4} = \sum_{i=1}^n \frac{\pi \cdot Q \cdot U_{vd4}}{\sqrt{8} \cdot U_{outA3} \cdot \eta_{A3}} \cdot (1 - \gamma_{ivs4}) \cdot \sin\left[\frac{\pi}{4}(i - 0.5)\right], \quad (17)$$

где  $n$  - число переключений силового транзистора VS4...VS9 на полупериоде (10 ms) выходного напряжения преобразователя;

$i$  – номер  $i$ -ого переключения силового транзистора VS4...VS9;

$U_{vs4}$  – падение напряжения на силовом транзисторе VS4...VS9 при токе  $I_{vs4}$ ;

$\gamma_{ivs4} = \frac{t_{ipvs4}}{T_{vs4}}$  – скважность открытого состояния силового транзистора VS4...VS9 на  $i$ -ом

периоде переключения;

$t_{ipvs4}$  – длительность открытого состояния транзистора VS4...VS9 на  $i$ -ом периоде переключения;

$T_{vs4}$  – период переключения транзистора VS4...VS9;

$U_{outA3}$  – выходное линейное напряжения силового модуля A3;

$\eta$  – коэффициент полезного действия силового модуля A3;

$U_{vd4}$  – прямое падение напряжения на силовом диоде VD4...VD9 при токе  $I_{vs4}$ .

При этом падение напряжения на силовом транзисторе VS4...VS9 или силовом диоде VD4...VD9 определяют из паспортных данных при токе:

$$I_{vs4} = \frac{Q}{1.11 \cdot U_{outA3}}, \quad (18)$$

а длительность открытого состояния транзистора VS4...VS9 на  $i$ -ом периоде переключения определяют как:

$$t_{ipvs4} = \frac{\pi \cdot U_{outA3}}{2\sqrt{2} \cdot U_{inA3}} \cdot \sin\left[\frac{\pi}{n}(i - 0.5)\right], \quad (19)$$

где  $U_{inA3}$  – входное напряжение силового модуля A3.

Динамические потери в силовом транзисторе VS4...VS9 за период выходного напряжения преобразователя определяются как:

$$P_{vs4} = \sum_{i=1}^n \frac{\pi}{\sqrt{8}} \cdot \frac{Q \cdot U_{inA3} \cdot f_{vs4}}{I_{nvs4} \cdot U_{nvs4} \cdot U_{outA3}} \cdot (E_{onvs4} + E_{offvs4}) \cdot \sin\left[\frac{\pi}{n}(i - 0.5)\right], \quad (20)$$

где  $E_{onvs4}$  и  $E_{offvs4}$  – энергия потерь на включение и выключение в транзисторе VS4...VS9 при токе  $I_{nvs4}$  и напряжении  $U_{nvs4}$ ;



$$f_{vs4} = \frac{1}{T_{vs4}} - \text{частота переключения силового транзистора VS4...VS9.}$$

### **3. Компьютерное моделирование**

С целью проверки полученных выражений и кривых выполнено компьютерное моделирование силовых схем представленных преобразователей посредством программы CASPOC. Проблемно-ориентированная программная система CASPOC предназначена для имитационного моделирования силовых электронных схем и электрических двигателей.

На рис. 4 и 5 представлены схема модели повышающего звена A11 (схема Б, рис.2) и график напряжения на нагрузке.

На рис. 6 и 7 представлены схема модели модуля-инвертора A21 (схема Б, рисунок 2) и график тока через силовой транзистор, полученный в результате моделирования.

На рис. 8...10 представлены кривые статических потерь мощности для IGBT-транзисторов силовых модулей схем А...В (рис. 1...3).

### **4. Экспериментальное исследование**

Для подтверждения данных, полученных в результате теоретического исследования и компьютерного моделирования, был разработан, изготовлен и отлажен опытный образец входного модуля-инвертора с повышающим звеном, соответствующий рассмотренной ранее схеме Б. Входной модуль-инвертор предназначен для преобразования входного напряжения 2200...4000 В в промежуточное высокочастотное напряжение.

Проведенные испытания изготовленного входного модуля-инвертора подтвердили точность полученных расчетных выражений и компьютерной модели.

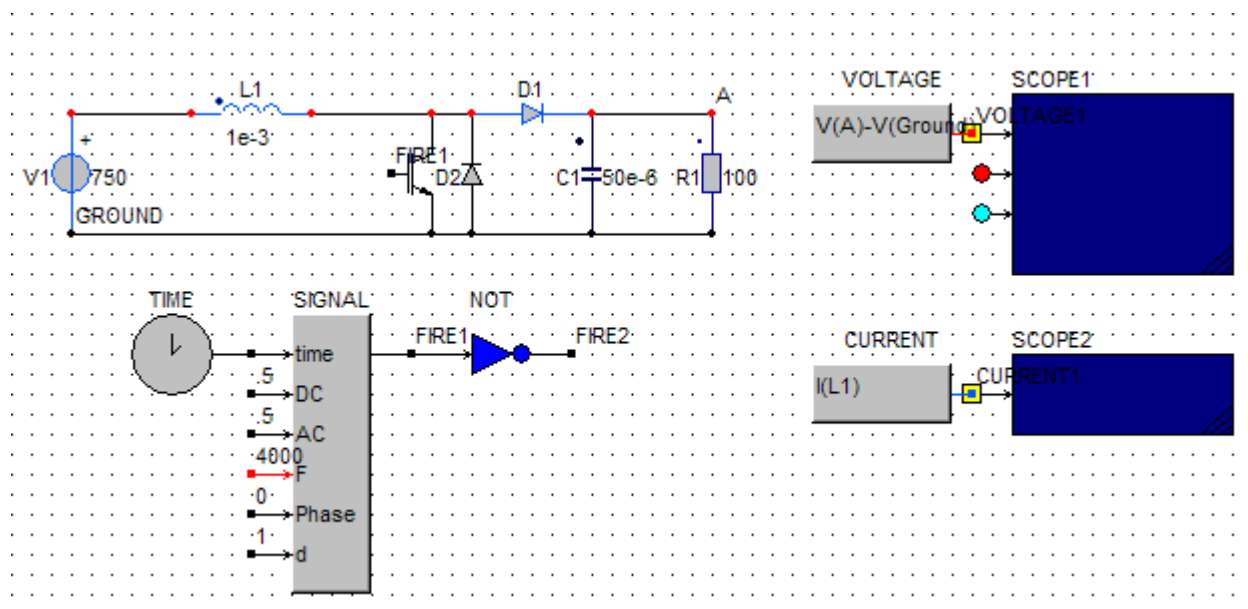


Рис.4. Математическая модель в среде CASPOC

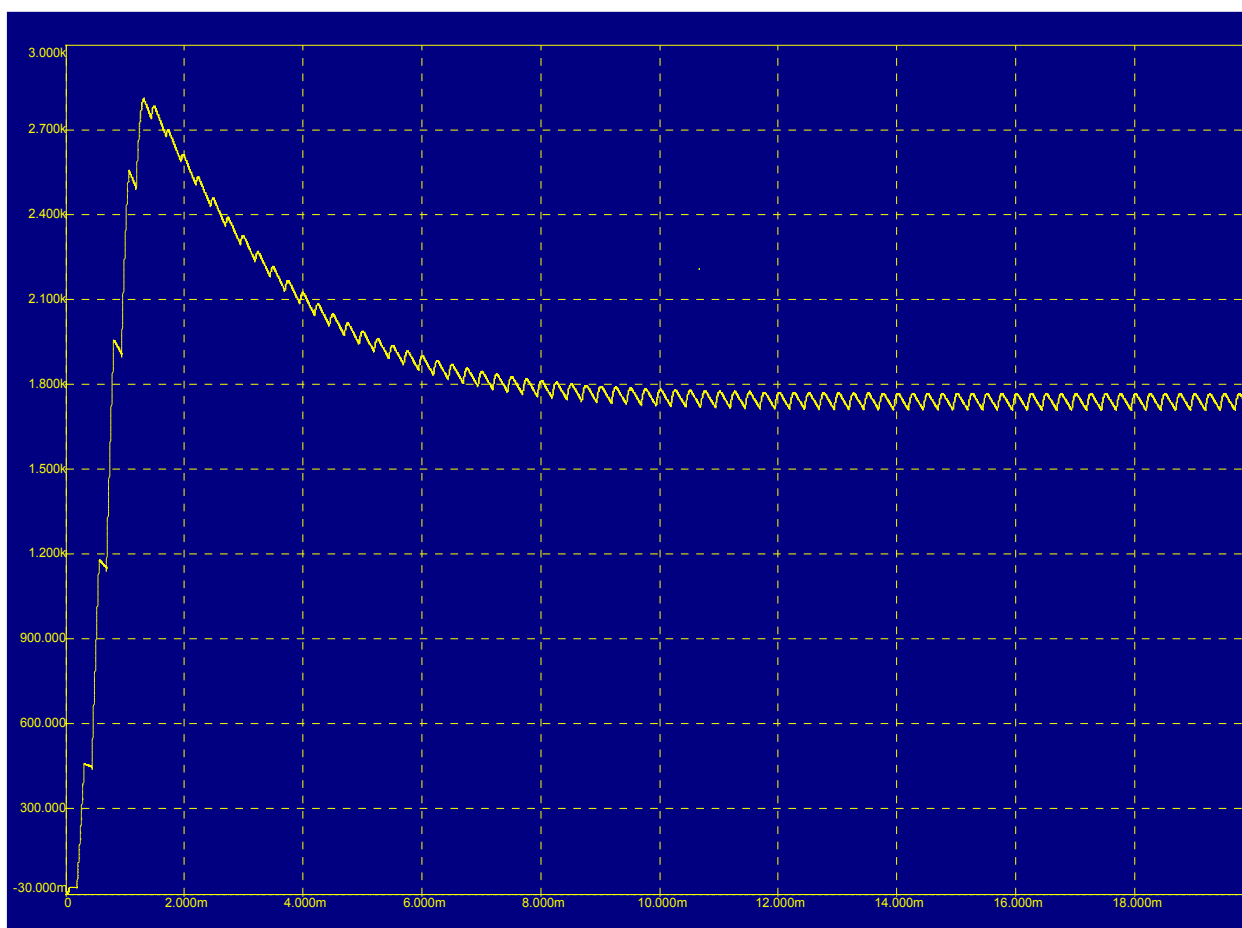


Рис.5. График напряжения на нагрузке

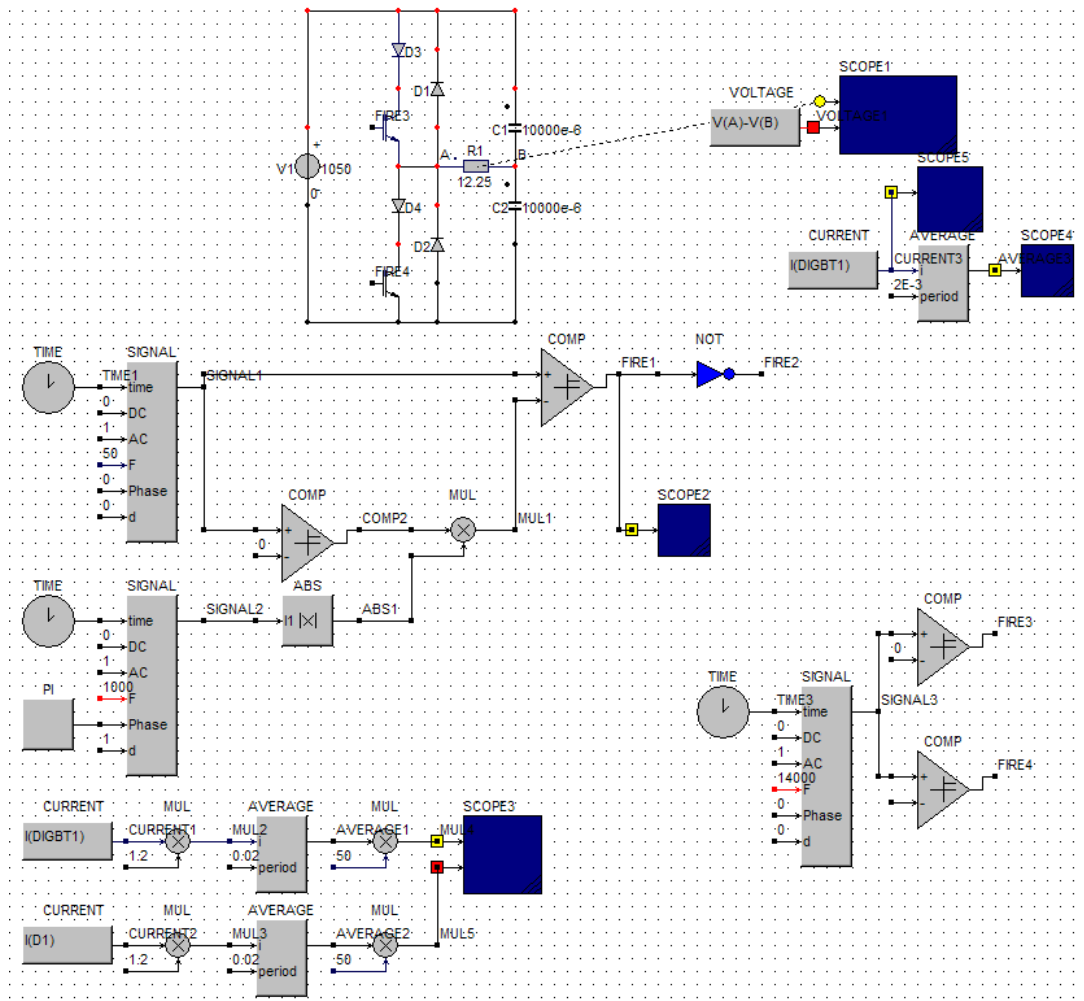


Рис.6. Математическая модель в среде CASPOC

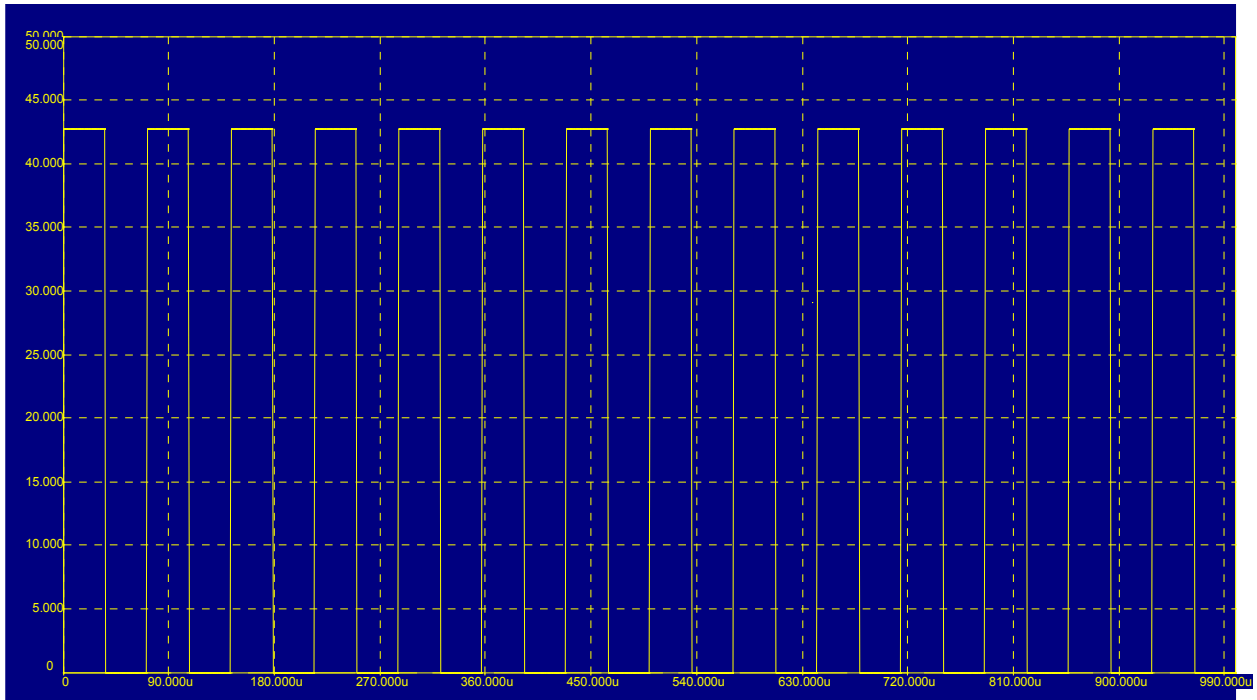


Рис.7. График тока через силовой транзистор

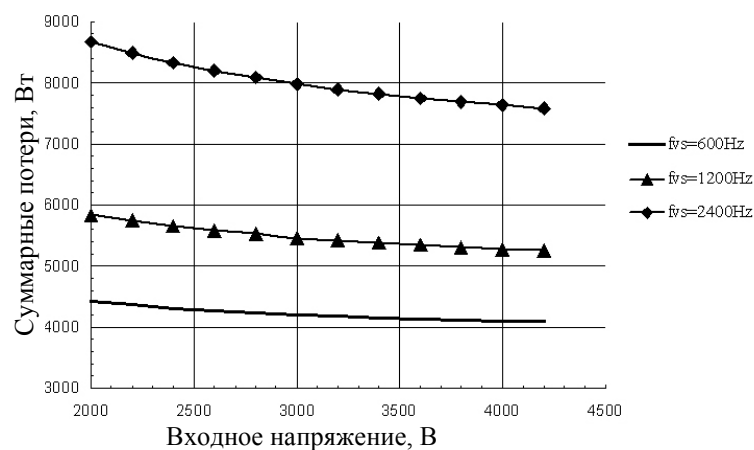


Рис.8. Зависимость потерь в транзисторах от входного напряжения на различных частотах переключения для схемы А

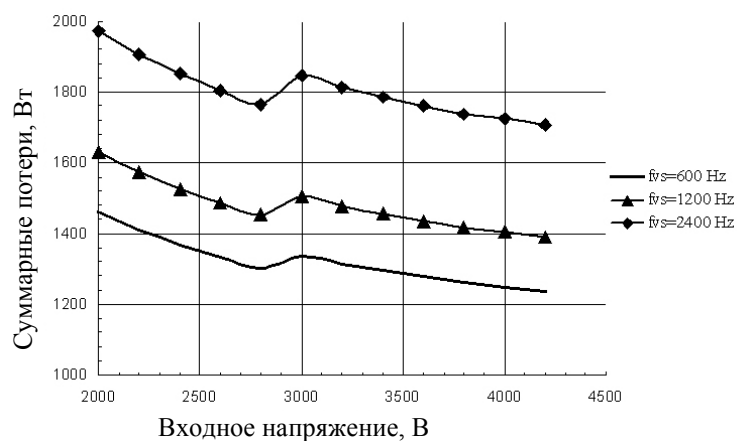


Рис.9. Зависимость потерь в транзисторах от входного напряжения на различных частотах переключения для схемы Б

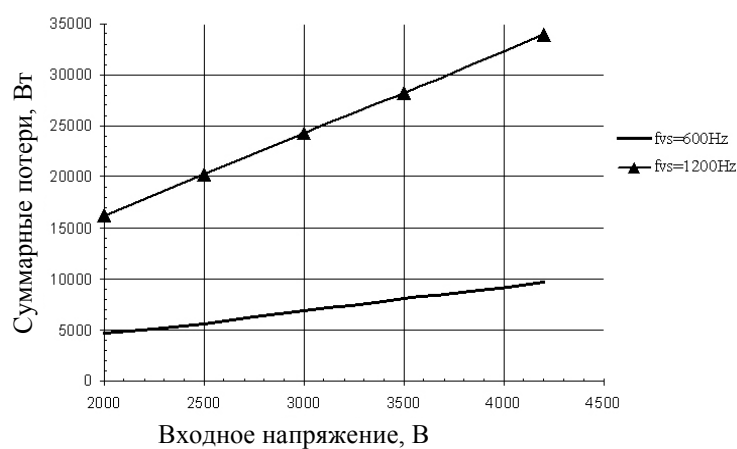


Рис.10. Зависимость потерь в транзисторах от входного напряжения на различных частотах переключения для схемы В

## Список литературы

1. 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.
2. Williams B.W. Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components. Glasgow: University of Strathclyde, 2005. 705 p.
3. Rashid M.H. Power electronics handbook. San Diego: Academic Press, 2001. 895 p.
4. Erickson R.W., Maksimović D. Fundamentals of Power Electronics. New York: Kluwer Academic, 2004. 883 p.
5. Vodovozov V., Jansikene R. Power Electronic Converters. Tallinn: TUT, 2006. 117 p.
6. Mallwits 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.
7. Apeldoorn O., Steimer P., Streit P., Carroll E., Weber A. The Integrated-Gate Dual Transistor // Proceedings PCIM 2002. Nuremberg, 2002. pp. 1–5.
8. Скороход 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.