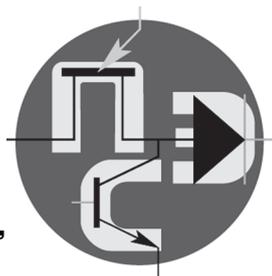


# Периодический научно-технический журнал

Орган Секции “Научные проблемы  
электропитания” Научного совета РАН  
по комплексной проблеме “Электрофизика,  
электроэнергетика и электротехника”



# Практическая Силовая Электроника

ISSN 1996-7888

№ 4 (84)/2021

## Главный редактор

**А. В. Лукин**, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор ООО “ММП-Ирбис”

## Заместитель главного редактора

**В. В. Крючков**, к. т. н., доцент кафедры электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем МАИ

## Редакционный совет

**И. В. Грехов**, академик РАН, д. ф.-м. н., профессор, руководитель отделения твердотельной электроники государственного учреждения “Физико-технический институт имени А. Ф. Иоффе РАН”

**В. Ф. Дмитриков**, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, почетный профессор кафедры ТЭЦиС, СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

**В. Г. Еременко**, д. т. н., профессор кафедры электротехнических комплексов автономных объектов МЭИ

**Ю. М. Иньков**, д. т. н., профессор, главный научный секретарь АЭН РФ

**Ю. А. Губанов**, д. т. н., профессор, главный научный сотрудник ОАО “Концерн “НПО “Аврора”

**В. А. Соловьев**, д. т. н., профессор кафедры электротехники и промышленной электроники МГТУ им. Н. Э Баумана

**Д. А. Шевцов**, д. т. н., профессор кафедры электроэнергетических, электромеханических и биотехнических систем МАИ

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство о регистрации ПИ № 77-13452

Издатель и учредитель — общество с ограниченной ответственностью “ММП-Ирбис”

Полное или частичное воспроизведение или размножение каким бы то ни было способом материалов, опубликованных в журнале, допускается только с письменного разрешения редакции.

Отпечатано в типографии ООО “Юнион Принт”, г. Нижний Новгород, Окский съезд, д. 2.

Подписано в печать 03.12.2021. Тираж 500 экз.

## Адрес редакции:

111033, Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”; тел./факс: (495) 927-10-16; e-mail: 9871016@mmp-irbis.ru

Подписной индекс в каталоге Роспечати: 33154

(тематический указатель “Научно-популярные издания”, раздел “Журналы России”)

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций

## Содержание

*С. А. Амелин, М. А. Амелина*

Нелинейные звенья у системах управления источников электропитания ..... 2

*И. И. Глызин, Ю. М. Иньков*

Электромагнитные процессы во входном преобразователе и тяговом трансформаторе электровоза переменного тока ..... 8

*Т. В. Анисимова, В. И. Волков, А. Н. Данилина, В. В. Крючков*

Разложение синусоидальной функции в ряд по мультипликативно-ортогональному базису ..... 11

*Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов, Н. Г. Мананникова*

Новая структура силового каскада однотактного однотранзисторного обратно - прямоходового преобразователя напряжения ..... 17

*Ананьев Е. Г., Иньков Ю. М.*

Сравнительная оценка потерь холостого хода тягового высокочастотного трансформатора перспективного электропоезда постоянного тока с повышенным напряжением 24 кВ в контактной сети ..... 23

*В. Ю. Евсеев, А. Н. Савоськин, К. С. Перфильев*

Электромагнитные процессы в коллекторном тяговом приводе тепловоза при питании от силового полупроводникового преобразователя ..... 32

*С. Г. Свиридов*

Разработка системы пуска высоковольтного электродвигателя для систем электродвижения судна ..... 39

*Д. А. Бережнов, Ю. М. Иньков*

Фиксация потенциалов в структуре силовой цепи четырехуровневого автономного инвертора напряжения ..... 42

*Р. Х. Тукшаитов, А. В. Фрунзе, Д. Т. Мусин*

К оценке точности бесконтактной термометрии методом физического моделирования температуры поверхности металлов с разной излучательной способностью ..... 46

*Шабо Камил Якуб, С. В. Высовень*

Идентификация объектов управления в форме дискретных передаточных функций ..... 52

Компьютерная верстка: В. В. Крючков

С. А. Амелин, М. А. Амелина

## НЕЛИНЕЙНЫЕ ЗВЕНЬЯ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

S. A. Amelin, M. A. Amelina

Non-Linear Links in Control Systems of Electric Power Sources

Рассмотрены основные принципы построения систем управления импульсными источниками электропитания. Показаны недостатки, присущие традиционной структуре системы автоматического управления, в которой разница между выходным и опорным напряжениями отслеживается при помощи вычитателя (линейного разностного звена). Показана возможность использования для сравнения входного и выходного напряжения нелинейных звеньев, например, множително-делительного устройства. Рассмотрена структура построенной на его основе логометрической системы управления. Представлены основные свойства такой системы. Перечислены преимущества по сравнению с традиционной структурой с разностным звеном. Обоснована возможность использования такой системы управления для построения импульсных источников электропитания. Рассмотрены частотные характеристики идеального и неидеального (с инерционностью) множително-делительного устройства. Показана возможность реализовывать на основе множително-делительного устройства устойчивых замкнутых астатических систем автоматического управления. Предложен способ синтеза корректирующих звеньев для получения логометрической системы с заданным быстродействием. продемонстрировано важное свойство логометрической системы управления – лучшие динамические характеристики по сравнению с традиционной системой управления даже при абсолютно одинаковых частотных характеристиках в окрестности рабочей точки. Приведен пример синтеза корректирующих звеньев для аналога пропорционально-интегрального и пропорционально-интегрально-дифференцирующего регулятора на основе логометрической системы. Доказана возможность получения оптимального пропорционально-интегрально-дифференцирующего регулятора, свойства которого не зависят от коэффициента передачи объекта управления (в частности, преобразователя постоянного напряжения). Рассмотрены возможные области применения логометрической системы в составе импульсных источников электропитания.

**Ключевые слова:** импульсные преобразователи постоянного напряжения, система автоматического управления, логометр, множително-делительное устройство, астатическая система, корректирующие звенья, время регулирования, ПИД-регулятор.

The article tackles the basic principles of control systems design for switched-mode electric power supplies. It demonstrates the disadvantages inherent in the conventional structure of the automatic control system, in which the difference between the output voltage and the reference voltage is being tracked by a subtractor (linear difference element). The authors show the possibility of non-linear links application, such as multiplying-dividing unit, for comparing input and output voltages. The structure of logometric control system created on its basis was considered. The main features of the system are presented. The article lists the advantages of the new structure compared to the conventional one with the difference link, and substantiates the possibility of such control system application for switched mode power sources design. The article considered frequency characteristics of ideal and unideal (with inertia) multiplying-dividing unit, and showed the possibility of realizing stable closed astatic automatic control system based on multiplying-dividing unit. A technique for compensating circuits synthesis to obtain the logometric system with specified response was suggested. An important feature of the logometric control system, namely better dynamic characteristics compared to the conventional control system even with absolutely identical frequency characteristics in the vicinity of the operating point, is demonstrated. The article presents the example of the compensating circuits synthesis for the analog of both proportional-integral and proportional-integral-differential regulator based on the logometric system. The possibility of optimal proportional-integral-differential regulator obtaining with the properties independent from the transfer ratio of the controlled object (DC-DC voltage converter in particular) was proved. The article considers presumable fields of the logometric system application as a part of a switched mode power supply.

**Key words:** DC-DC switchrd mode voltage converters, automatic control system, logometer, multiplying-dividing unit, astatic system, compensating circuits, regulation time, PID regulator.

Большинство современных импульсных источников электропитания содержат систему управления с обратными связями. Такую систему еще называют замкнутой или с управлением по отклонению. Последний вариант названия как раз отражает суть метода, используемого для поддержания выходного параметра (в частности, выходного напряжения) на заданном уровне. В такой системе управления измеряется отклонение выходного параметра от заданного значения и в зависимости от величины этого отклонения формируется сигнал управления. В теории автоматического управления звенья, формирующие сигнал управления,

называются регулятором, а звенья, на которые воздействует этот сигнал — объектом управления. Типовая структурная схема импульсного источника вторичного электропитания как системы автоматического управления представлена на рис. 1.

Регулятор состоит из вычитателя  $X_1$ , на выходе которого формируется сигнал, представляющий собой разность выходного напряжения  $V_{out}$  и заданного опорного напряжения  $V_{ref}$ . Этот сигнал проходит через усилитель  $X_2$ , цепь коррекции  $X_3$ , широтно-импульсный модулятор (PWM)  $X_4$  и приходит на объект управления. Объектом управления в рассматрива-

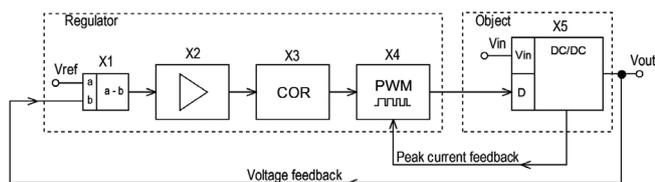


Рис. 1. Типовая структурная схема импульсного источника вторичного электропитания

емом случае является импульсный регулятор постоянного напряжения (*DC-DC converter*). В такой системе может использоваться либо только обратная связь по напряжению (*Voltage Feedback*), и тогда преобразователь работает в режиме управления *Voltage Mode*. Либо дополнительно используется местная обратная связь по пиковому значению тока ключа (*Peak current feedback*), и тогда преобразователь работает в режиме управления *Current Mode*. Цепь коррекции X3 обеспечивает устойчивость замкнутой системы стабилизации. При этом, она также определяет ее точность и динамические свойства.

Как видно из рис. 1, в качестве звена сравнения выходного напряжения с опорным используется вычитатель. Из теории автоматического управления известно, что в этом случае соотношение между входным и выходным сигналами такой системы выражается формулой:

$$V_{out} = V_{ref} \cdot \frac{W_{REG} \cdot W_{OBJ}}{1 + W_{REG} \cdot W_{OBJ}},$$

где  $V_{out}$ ,  $V_{ref}$  – выходное и опорное напряжения соответственно,  $W_{REG}$ ,  $W_{OBJ}$  – передаточные функции регулятора и объекта управления, соответственно. Для получения точного равенства между входным и опорным напряжениями при ограниченной  $W_{OBJ}$ , необходимо, чтобы  $W_{REG} = \infty$ . Выполнить это равенство можно, используя в составе регулятора (или объекта управления) либо интегрирующее звено, либо звено с внутренней положительной обратной связью. В системах управления импульсными источниками питания они включаются в состав цепи коррекции. Однако использование этих звеньев имеет ряд недостатков.

При использовании регулятора с пропорционально-интегральным (ПИ) или пропорционально-интегрально-дифференциальным (ПИД) законом регулирования есть возможность получить максимальное быстродействие с сохранением астатизма системы (нулевой ошибки по регулируемому параметру). Из теории автоматического управления известно, что это возможно только для вполне определенных значений параметров объекта управления: запаздывания, коэффициента усиления, постоянных времени. Однако в процессе эксплуатации системы эти параметры могут меняться. Причем для большинства типов импульсных регуляторов напряжения как раз характерно существенное изменение коэффициента усиления и постоянных времени. Данное обстоятельство требует для

получения оптимального регулирования постоянной подстройки параметров регулятора (т. е. создания адаптивной системы). Иначе ухудшаются динамические свойства источника электропитания по сравнению с оптимально возможными.

Известно также, что наличие интегратора повышает порядок системы и для большинства объектов управления сужает область ее устойчивой работы. Чтобы расширить эту область применяют различные типы как линейных, так и нелинейных корректирующих устройств. При синтезе корректирующих цепей для этих устройств рассматривается «наихудший случай» изменения параметров регулятора и объекта управления, в частности их коэффициентов усиления. Это обстоятельство, как правило, требует существенного снижения быстродействия системы в нормальном режиме работы.

Если же использовать звено с внутренней положительной обратной связью, то необходима очень тщательная настройка и поддержание во время эксплуатации коэффициентов передачи его прямой и обратной ветвей. При несоблюдении этого требования вся система автоматического управления становится либо неустойчивой (преобладает положительная связь), либо имеет низкую точность, так как коэффициент усиления регулятора резко уменьшается.

Как нетрудно видеть, условие  $W_{REG} = \infty$  для обеспечения равенства  $V_{out} = V_{ref}$  обусловлено применением именно разностной схемы сравнения. Однако для сравнения помимо операции вычитания можно еще использовать операцию деления. Тогда признаком равенства выходного и опорного напряжения будет не нулевое, а единичное значение. Такие системы управления в [1] предложено называть логометрическими, поскольку логометрическим преобразователем в технике измерений называют преобразователь, выходная величина которого связана функциональной зависимостью с отношением входных величин.

Обоснование возможности применения логометрического принципа при построении замкнутых систем управления рассмотрено в [1, 2], а в [3, 4] предпринята попытка использования такого подхода при реализации системы стабилизации импульсного источника электропитания, имеющего сложную топологию силовой части. Однако широкого практического применения логометрический принцип управления в то время не нашел. Это связано в первую очередь с тем, что на момент разработки логометрической системы ее использование было сильно ограничено сложностью схемотехнической реализации операций умножения и деления. В настоящее время развитие микроэлектроники позволяет без проблем использовать микроконтроллеры в составе систем автоматического управления источниками электропитания. Поэтому построение множителем-делительных устройств уже не является технической проблемой. Более того, множителем-делительные устройства активно используются в контроллерах корректоров

коэффициента мощности, поэтому анализ перспектив использования логотрической системы управления в составе импульсных источников электропитания является актуальной задачей.

Особенность систем автоматического управления с логотрическим принципом состоит в том, что можно обеспечить точное равенство  $V_{out} = V_{ref}$  без использования интегрирующего звена в составе регулятора. Упрощенная структурная схема одного из вариантов такой системы в составе системы управления импульсным источником электропитания представлена на рис. 2.

В этой схеме X1 – делительное звено, X2 – множительное звено. Совместно они образуют множительно-делительное устройство, которое, собственно, и является элементом сравнения выходного напряжения  $V_{out}$  с опорным напряжением  $V_{ref}$ . Выходной сигнал множительно-делительного устройства Y описывается равенством:

$$Y = V_{ref} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{out}}$$

Это равенство справедливо в случае, если  $V_{out} = V_{ref}$ , т. е. логотрическая система является астатической и способна в стационарном режиме поддерживать точное значение выходного напряжения. Однако для такой системы существует еще одно устойчивое положение, когда  $Y = 0$ . В этом случае управляющее множительно-делительное устройство нечувствительно к входным сигналам. Данное обстоятельство требует специальных мер для первоначального запуска системы и предотвращения уменьшения до нуля входного сигнала объекта управления во время эксплуатации. Однако, регуляторы постоянного напряжения формируют конечные величины выходного сигнала с неизменной полярностью. При этом, требование неравенства сигнала Y нулю с сохранением эксплуатационных возможностей логотрического регулятора может быть выполнено введением смещения на входе объекта управления и ограничением минимального уровня на выходе множительного устройства. Кроме того, для исключения деления на ноль необходимо введение ограничителя снизу в цепи обратной связи. С учетом вышесказанного структурная схема логотрического регулятора (без широтно-импульсного модулятора) приобретает вид рис. 3.

Еще одна особенность автоматических систем с логотрическим принципом управления связана с их

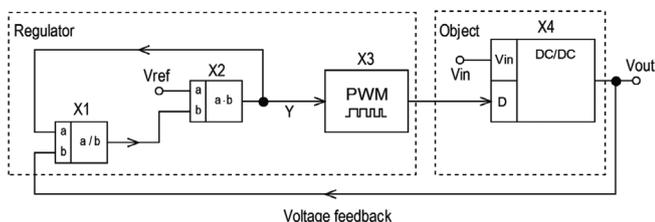


Рис. 2. Структурная схема импульсного источника вторичного электропитания с логотрическим принципом управления

быстродействием. Можно показать, что передаточная функция множительно-делительного устройства  $W_{MD}$  равна:

$$W_{MD} = \frac{Y}{V_{ref}} = \frac{1}{W_{obj}}$$

Таким образом, передаточная функция  $W_{MD}$  определена только в замкнутой системе, а в разомкнутой коэффициент передачи стремится к бесконечности во всем диапазоне частот. Но это справедливо исключительно для идеального множительно-делительного устройства. В реальности это устройство обязательно имеет некоторую инерционность, как минимум, связанную с временем выполнения необходимых вычислительных процессов умножения и деления. Эту инерционность можно учесть введением в структурную схему регулятора инерционного звена X4 с постоянной времени  $T_{MD}$  (рис. 4).

В окрестности стационарного режима работы логотрическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) такого регулятора аналогична ЛАЧХ интегрирующего звена и представляет собой прямую с наклоном  $-20$  дБ/дек (рис. 5). Эта ЛАЧХ пересекает уровень 0 дБ на частоте среза (в терминах теории автоматического управления)  $\omega_c = 1/T_{MD}$ . Однако в отличие от интегрирующего звена, частота среза системы из

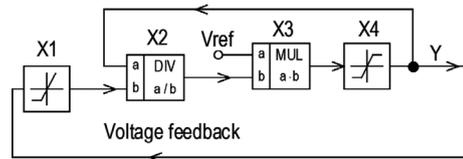


Рис. 3. Структурная схема логотрического регулятора

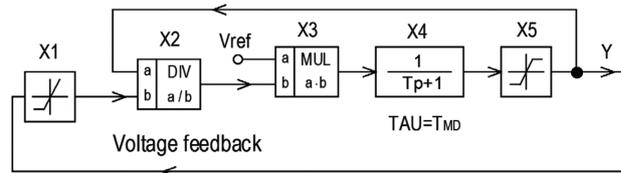


Рис. 4. Структурная схема логотрического регулятора с учетом инерционности множительно-делительного устройства

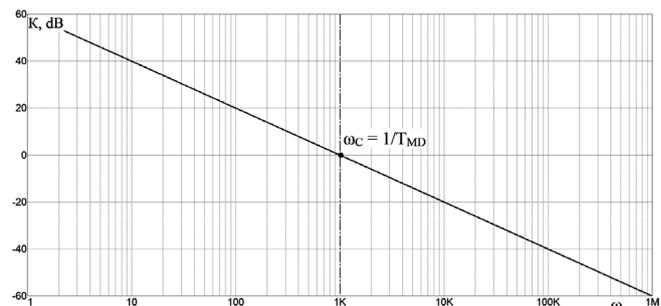


Рис. 5. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика множительно-делительного устройства с учетом его инерционности

регулятора и объекта управления не зависит от коэффициента усиления объекта управления.

Если же искусственно снижать быстродействие множительно-делительного устройства, т. е. увеличивать постоянную времени  $T_{MD}$ , то его можно использовать для создания устойчивых систем автоматического управления. Для обеспечения устойчивости достаточно, чтобы частота среза множительно-делительного устройства  $\omega_c$  была в пять–десять раз меньше самой низкой частоты сопряжения ЛАЧХ объекта управления  $\omega_{obj}$ . ЛАЧХ такой системы будет иметь вид рис. 6. Однако такая система управления будет очень медленной и время регулирования будет далеко от минимально возможного значения.

Из теории автоматического управления известно [5], что оптимальная асимптотическая ЛАЧХ астатической системы имеет вид рис. 7. Она имеет участок с наклоном  $-40$  дБ/дек в области средних частот (т. е. ниже частоты среза  $\omega_c$ ).

Эта характеристика пересекает уровень  $0$  дБ с наклоном  $-20$  дБ/дек, причем протяженность этого участка должен быть не менее  $1/2$  декады в каждую сторону. В случае объекта управления в виде регулятора постоянного напряжения протяженность этого участка приходится увеличивать примерно до одной декады в каждую сторону. Это связано с тем, что ЛАЧХ регулятора постоянного напряжения имеет квазирезонансный пик на частоте сопряжения (коэффициент демпфирования колебательного звена меньше  $0,5$ ), что снижает запас устойчивости и требует удлинения асимптотического участка  $-20$  дБ/дек в область высоких частот. А в

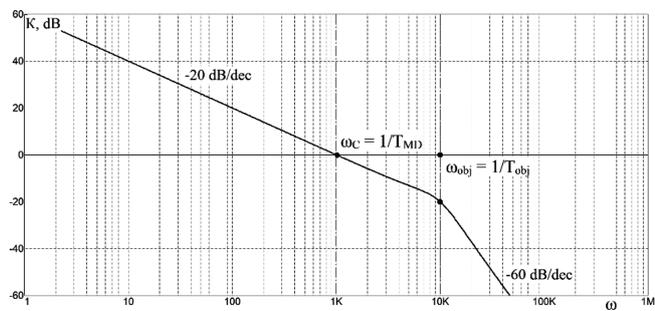


Рис. 6. Логарифмическая амплитудно-частотная характеристика простейшей устойчивой логметрической системы

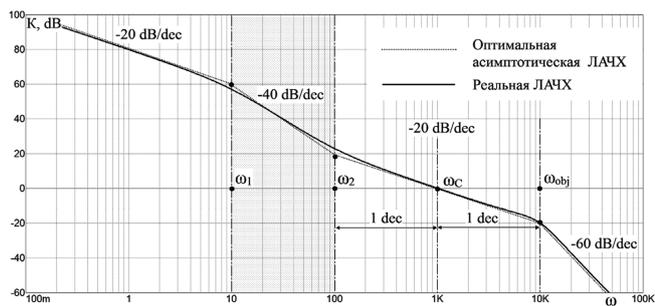


Рис. 7. Оптимальная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика устойчивой логметрической системы

область низких частот этот участок приходится расширять, во-первых, для уменьшения перерегулирования (иначе оно получается порядка  $20\%$ ), и, во-вторых, для уменьшения влияния изменения коэффициента усиления объекта управления  $K_{obj}$  в различных режимах работы. В результате протяженность асимптотического участка  $-20$  дБ/дек получается порядка двух декад и это минимум для практического применения. У реальной характеристики (см. рис. 7) этот участок слева от частоты среза  $\omega_c$  оказывается заметно меньше, чем у асимптотической (примерно  $1/2$  декады).

Получить оптимальную ЛАЧХ из стандартной ЛАЧХ логметрической системы можно используя стандартный метод коррекции на основе асимптотических ЛАЧХ [5]. Единственное отличие – при получении результирующей (желаемой) ЛАЧХ нужно складывать только наклоны характеристик не учитывая коэффициенты передачи.

Построение оптимальной ЛАЧХ необходимо начинать с определения частоты среза (в терминах теории автоматического управления)  $\omega_c$ . Например, для объекта управления, представляющего собой колебательное звено с постоянной времени  $T_{obj}$  и, соответственно, частотой сопряжения  $\omega_{obj} = 1/T_{obj}$ , частоту среза  $\omega_c$  следует выбрать в десять раз меньше частоты сопряжения объекта управления  $\omega_{obj}$  (рис. 8). Затем следует выбрать верхнюю частоту сопряжения корректирующего звена  $\omega_2$  на одну декаду (т. е. в десять раз) меньше частоты  $\omega_c$ . Затем необходимо выбрать протяженность участка с наклоном  $-40$  дБ/дек. Предположим, эта протяженность равна одной декаде. Тогда нижняя частота сопряжения корректирующего звена  $\omega_1 = 0,1\omega_2$ . После этого можно рассчитать постоянные времени корректирующего интегро-дифференцирующего звена с дифференцирующими свойствами:  $T_1 = 1/\omega_1, T_2 = 1/\omega_2$ .

Частота среза множительно-делительного устройства  $\omega_{MD}$  в рассматриваемом случае должна быть в десять раз больше частоты среза  $\omega_c$ . В общем случае эту частоту нужно сдвигать в область высоких частот на величину протяженности участка  $-40$  дБ/дек.

Система автоматического управления с такой ЛАЧХ гарантированно будет устойчивой и обладать малой величиной перерегулирования. Кроме того,

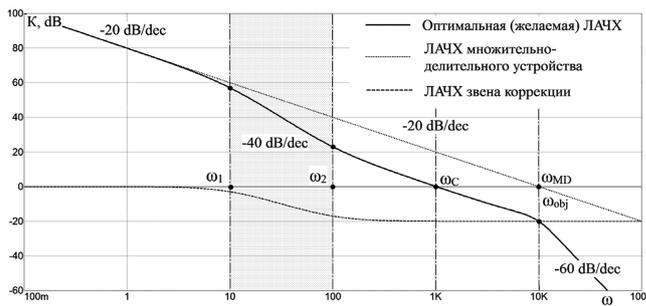


Рис. 8. Пример получения оптимальной логарифмической амплитудно-частотной характеристики устойчивой логметрической системы

переходные процессы в системе с логотметрическим принципом управления получаются лучше, чем в традиционной (с интегрирующим звеном) при абсолютно одинаковых ЛАЧХ в окрестности рабочей точки: время регулирования и перерегулирование получаются в два раза меньше (рис. 9).

Кроме перечисленных преимуществ, в силу особенностей входящего в систему множительно-делительного звена при изменении коэффициента усиления  $K_{OBJ}$  объекта управления (в рассматриваемом случае – колебательного звена) ЛАЧХ системы в целом меняться не будет, в отличие от традиционной САУ. Соответственно, при изменении коэффициента усиления объекта управления  $K_{OBJ}$  не будет меняться характер переходных процессов при скачкообразных возмущениях (рис. 10).

Из рисунка видно, что всего при двукратном изменении  $K_{OBJ}$  характер переходных процессов в традиционной системе управления может стать неприемлемым. Более того, несложно убедиться, что при увеличении  $K_{OBJ}$  в восемь раз традиционная система управления теряет устойчивость. И это несмотря на то, что участок  $-20$  дБ/дек в районе частоты среза расширен на полдекады в каждую сторону по сравнению с оптимальным. В логотметрической системе этот участок можно сократить, что позволит еще в два-три раза уменьшить время регулирования (повысить быстродействие) без риска выйти из зоны устойчивости.

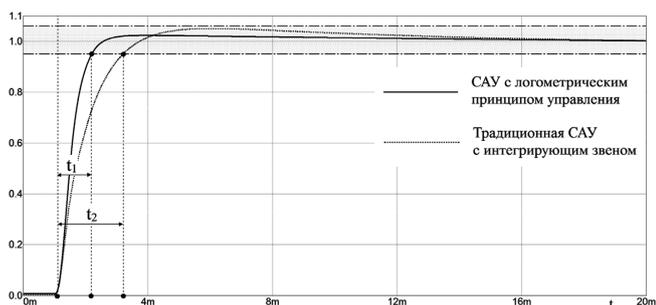


Рис. 9. Нормированные переходные характеристики САУ с логотметрическим принципом управления и традиционной САУ с интегрирующим звеном в составе регулятора:  $t_1$  и  $t_2$  – времена регулирования рассматриваемых систем соответственно

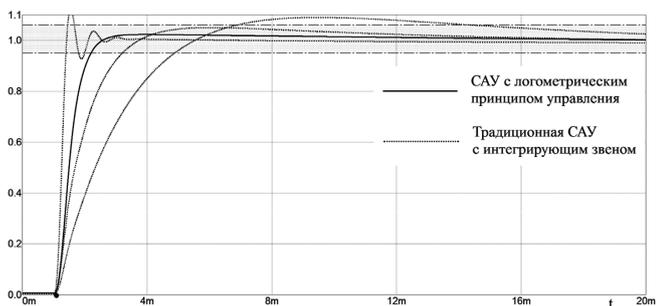


Рис. 10. Нормированные переходные характеристики САУ с логотметрическим принципом управления и традиционной САУ с интегрирующим звеном в составе регулятора при изменении коэффициента усиления объекта управления  $K_{OBJ}$  в два раза в большую и меньшую стороны

При необходимости еще больше повысить быстродействие логотметрической системы автоматического управления, в нее, как и в традиционную систему, можно добавить форсирующее звено (интегро-дифференцирующее звено с дифференцирующими свойствами) и получить альтернативный вариант ПИД-регулятора, обладающего очень важным свойством – способностью одинаково хорошо работать при любых изменениях коэффициента усиления объекта управления  $K_{OBJ}$ .

В этом случае для синтеза цепей коррекции сначала следует выбрать необходимую частоту среза (в терминах ТАУ). Эта частота  $\omega_C$  выбирается из соображений получения заданного быстродействия (заданного времени регулирования), например, по диаграммам Солодовникова. Предположим, необходимо получить частоту среза  $\omega_C$  в 100 раз выше, чем в предыдущем случае, т. е. получить  $\omega_C = 10 \omega_{obj}$ . Фактически нужно получить ту же оптимальную ЛАЧХ, но только сдвинутую на две декады в область высоких частот. Для этого нижняя частота среза  $\omega_3$  форсирующего звена (интегро-дифференцирующего звена с дифференцирующими свойствами, имеющего наклон характеристики  $+40$  дБ/дек) должна быть равна частоте среза объекта управления, т. е.  $\omega_3 = \omega_{obj}$ , а верхняя частота среза  $\omega_4$  форсирующего звена соответственно в сто раз больше:  $\omega_4 = 100 \omega_3$ . Частота среза  $\omega_C$  в итоге окажется посередине участка с наклоном  $-20$  дБ/дек. Частота среза множительно-делительного устройства в этом случае должна быть на декаду (т. е. в десять раз) выше частоты среза:  $\omega_{MD} = 10\omega_C$ .

Частоты сопряжения интегро-дифференцирующего звена с интегрирующими свойствами, формирующего участок оптимальной ЛАЧХ, имеющий наклон  $-40$  дБ/дек рассчитываются аналогично предыдущему случаю. Однако, из-за наличия квазирезонансного пика на частоте сопряжения для объекта управления в виде колебательного звена с малым коэффициентом демпфирования, область коррекции необходимо сдвинуть не на одну, а на две декады в область нижних частот. При этом верхняя частота сопряжения корректирующего звена  $\omega_2$  получается на две декады (в сто раз) ниже частоты  $\omega_C$ , а нижняя частота среза  $\omega_1 = 0,1\omega_2$  (при условии, что протяженность участка с наклоном  $-40$  дБ/дек равна одной декаде).

Частота среза множительно-делительного устройства  $\omega_{MD}$  в рассматриваемом случае должна быть в десять раз больше частоты среза  $\omega_C$ .

Остается по полученным частотам сопряжения рассчитать постоянные времени всех звеньев и получить оптимальную форсированную ЛАЧХ (рис. 11).

Время регулирования в этом случае уменьшилось в сто раз (рис. 12), характер переходных процессов по-прежнему не зависит от коэффициента усиления объекта управления. Кроме того, логотметрическая система управления по-прежнему примерно вдвое выигрывает по быстродействию у традиционной системы с интегрирующим звеном при одинаковых ЛАЧХ обеих систем. Однако в этом случае требуется скоростное

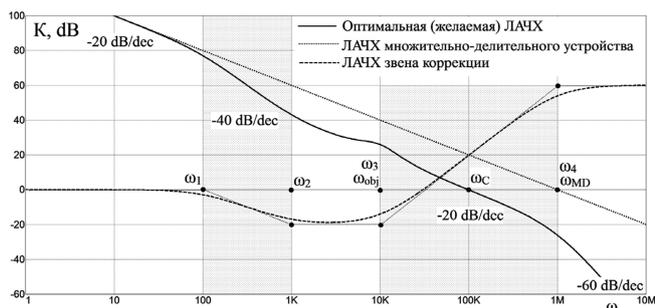


Рис. 11. Пример получения оптимальной форсированной логарифмической амплитудно-частотной характеристики устойчивой логотметрической системы

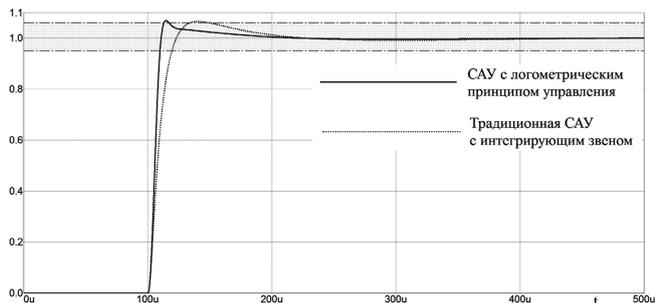


Рис. 12. Нормированные переходные характеристики форсированной САУ с логотметрическим принципом управления и традиционной форсированной САУ

множительно-делительное устройство, время вычислений должно быть также в сто раз меньше, по сравнению с ранее рассмотренным случаем.

Таким образом, очевидно, что системы с логотметрическим принципом управления являются более быстродействующими при прочих равных условиях. Общие подходы к синтезу корректирующих звеньев такие же, как и у традиционных систем, т. е. не возникает дополнительных сложностей в плане обеспечения устойчивости. Поэтому такая система может быть применена везде, где достаточно быстродействия ее множительно-делительного устройства. Вследствие нечувствительности к изменению коэффициента усиления объекта управления логотметрическую систему целесообразно применять в первую очередь в таких источниках питания, в которых в процессе работы возможны сильные изменения коэффициента заполнения управляющих импульсов  $D$ . К ним относятся источники, работающие при большом возможном диапазоне изменения входного напряжения, источники с регулируемым выходным напряжением, корректоры коэффициента мощности и т.п. Кроме того, эксперименты показали [4], что в преобразователях со сложной

топологией силовой части (например, в магнитосвязанных однотактных преобразователях напряжения), которые трудно скорректировать традиционными способами, логотметрическая система способна обеспечить хорошие динамические характеристики. Это связано собственно с нелинейностью звена сравнения в составе логотметрической системы, однако для формирования рекомендаций по учету нелинейности таких систем требуются дополнительные исследования.

*Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-07-00193 А "Использование нелинейных обратных связей для улучшения характеристик преобразовательных устройств".*

## Литература

1. Кульков А. А. Особенности автоматических систем с логотметрическим принципом управления. Современные проблемы энергетики и электротехники: Сб. научных трудов. — Смоленск: Смоленский филиал Моск. энерг. ин-та. 1991. С. 100–103.
2. Кульков А. А. Регуляторы автоматических систем с обратной связью. Системы автоматизации и управления технологическими объектами: Сборник научных трудов №5. — Смоленск: Смоленский филиал МЭИ. 1993. С. 113–117.
3. А. А. Кульков. Логотметрический стабилизатор напряжения. Алгоритмы, устройства и системы автоматического контроля и управления: Сб. науч. трудов. — Смоленск: Смоленский филиал МЭИ. 1994. С. 79–84.
4. А. А. Кульков, М. А. Третьякова (М. А. Амелина). Исследование импульсного источника питания с логотметрическим принципом управления. Алгоритмы, устройства и системы автоматического контроля и управления: Сб. науч. трудов. — Смоленск: Смоленский филиал МЭИ. 1994. С. 85–89.
5. Бесекевский В. Л., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. — Изд. 4-е, перераб. и доп. — СПб, Изд-во "Профессия", 2003. — 752 с. — (Серия: Специалист).

**Амелин Сергей Александрович**, к. т. н., доцент кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске, тел.: +79206644398, e-mail: amlmtr@gmail.com;

**Амелина Марина Аркадьевна**, к. т. н., доцент кафедры "Электроника и микропроцессорная техника" филиала федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Национальный исследовательский университет "МЭИ" в г. Смоленске, тел.: +7 (920) 664-68-14, e-mail: amelina.marina@gmail.com.

И. И. Глызин, Ю. М. Иньков

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ ВО ВХОДНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ И ТЯГОВОМ ТРАНСФОРМАТОРЕ ЭЛЕКТРОВОЗА ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

I. I. Glyzin,  
Yu. M. Inkov

Современные электровозы переменного тока должны обеспечивать работу с коэффициентом мощности близким к единице в соответствии с установленными техническими требованиями и перспективами развития электрической тяги на переменном токе. В статье выполнен анализ электромагнитных процессов во входном звене преобразовательной системы электровоза с четырехквadrантным преобразователем. Особенностью конструкции тягового трансформатора такого электровоза является повышенное напряжение короткого замыкания и чередующееся расположение дисковых обмоток на магнитопроводе.

**Ключевые слова:** электровоз переменного тока, тяговый трансформатор, дисковые обмотки, магнитный поток.

Electromagnetic Processes in the Input Converter and Traction Transformer of AC Electric Locomotive

State-of-the-art AC electric locomotives should ensure operation with the power factor close to the unity one in accordance with the specified technical requirement and prospects of the AC electric traction development. The article performed the analysis of the electromagnetic processes in the input link of the electric locomotive conversion system with the four-quadrant converter. A special feature of such electric locomotive traction transformer structure consists in short-circuit higher voltage and alternant arrangement of disk windings on the magnetic core.

**Key words:** AC electric locomotive, traction transformer, disk windings, magnetic flux.

Основными энергетическими показателями электроподвижного состава переменного тока являются КПД и коэффициент мощности на токоприемнике. Преобразовательная система наибольшей части эксплуатируемых электровозов переменного тока оснащена выпрямительно-инверторным преобразователем (ВИП). Реализованный способ регулирования выпрямленного напряжения, на основе изменения угла открытия тиристоров [1], приводит к искажению синусоидальной формы питающего напряжения, увеличению отстающего фазового сдвига тока электровоза относительно напряжения на его токоприемнике и повышенному потреблению реактивной энергии.

Коэффициент мощности электровозов с ВИП существенно меньше единицы. Среднее значение коэффициента мощности оборудованных ВИП электровозов в режиме тяги изменяется от 0,55 до 0,8. Для повышения энергетической эффективности системы электрической тяги переменного тока разработаны технические решения, направленные на увеличение коэффициента мощности.

Опытные электровозы оснащены устройствами компенсации реактивной мощности (КРМ), которые подключены ко вторичной обмотке тягового трансформатора (ТТ) через двухполюсные контакторы КМ1 и КМ2 по схеме, представленной на рис. 1.

Установка регулируемых устройств КРМ на опытные электровозы показала свою энергоэффективность. Потребление реактивной энергии сократилось на 30%. Среднее значение коэффициента мощности увеличилось до 0,8. По результатам эксплуатационных испытаний электровоза, оборудованного КРМ установлено, что возврат реактивной энергии в контактную сеть не

превышает 1% (практически отсутствует). Поэтому установленные устройства КРМ не позволяют обеспечить работу электровоза в режиме источника реактивной энергии с ее возвращением в контактную сеть.

Для компенсации реактивной мощности и повышения напряжения в контактной сети и на токоприемнике электровоза в настоящее время применяются также стационарные транзисторные (тиристорные) компенсаторы реактивной мощности. Эти устройства устанавливаются на тяговых подстанциях, постах секционирования и постах параллельного соединения контактной сети. Принцип их работы подробно изложен в [2]. Установка устройств КРМ на электровозах с ВИП более эффективна, чем применение устройств КРМ, устанавливаемых на тяговых подстанциях и постах секционирования, но требует установку дополнительного оборудования (тиристоры VS1 и VS2, LC-цепь и датчик тока ДТ) и усложняет конструкцию этих электровозов.

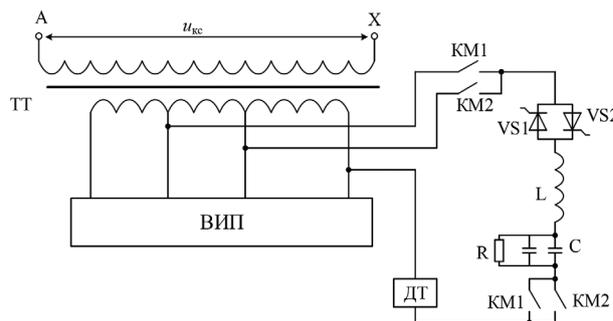


Рис. 1. Схема подключения КРМ к обмоткам тягового трансформатора

В соответствии с предъявляемыми техническими требованиями новые электровозы переменного тока должны обеспечивать работу в режиме генератора реактивной энергии и компенсировать реактивную мощность в контактной сети. Четырехквadrантный преобразователь позволяет обеспечить любой заданный (опережающий или отстающий) фазовый угол сдвига тока электровоза относительно напряжения на его токоприемнике [3] без установки дополнительного оборудования. Основными параметрами системы управления и регулирования четырехквadrантного преобразователя являются заданное значение стабилизированного напряжения на конденсаторе промежуточного звена и заданный угол (нулевое значение) угла фазового сдвига тока электровоза  $i_1$  относительно напряжения  $u_1$  на его токоприемнике (рис. 2).

Электрической схемой электровоза предусмотрено подключение четырехквadrантного преобразователя зажимами переменного тока ко вторичной (тяговой) обмотке тягового трансформатора. Зажимами постоянного (стабилизированного) напряжения этот преобразователь подключается к накопителю энергии (конденсатор промежуточного звена). При этом заданный уровень выпрямленного напряжения  $U_d$  (рис. 3 на конденсаторе промежуточного звена может быть установлен больше амплитудного значения напряжения вторичной обмотки. Регулирование токов и напряжений в силовой цепи электровоза осуществляется по сигналам от средств измерения преобразовательной системы. В соответствии с заданным алгоритмом, основанном на сравнении поступающих от датчиков тока и напряжения сигналов о фактических значениях фаз этих сигналов, система управления формирует управляющие сигналы IGBT-транзисторов четырехквadrантного преобразователя. Форма кривых напряжения  $u_2$  и тока  $i_2$  вторичной обмотки тягового трансформатора при работе электровоза в режиме потребления энергии (на рис. 2 показан ток  $i_2$  одной вторичной обмотки ТТ) обу-

словлена соответствующей коммутацией транзисторов VT1 – VT4 (на рис. 3, показаны только активные и индуктивные сопротивления вторичной обмотки ТТ).

Параметры изменения тока  $i_2$  определены активным и реактивным сопротивлениями замкнутого контура. Электромагнитные процессы в тяговом трансформаторе характеризует система уравнений, записанная с учетом работы одной вторичной (тяговой) обмотки (другие тяговые и вспомогательные обмотки не подключены):

$$\begin{cases} u_1 = i_1 r_1 + j i_1 \omega L_1 + j i_2 \omega M_{12}; \\ u_2 = i_2 r_2 + j i_2 \omega L_2 + j i_1 \omega M_{21}. \end{cases}$$

Четырехквadrантный преобразователь является активно-емкостной нагрузкой [4]. Силовая цепь тяговой электрической передачи обладает эквивалентным сопротивлением  $Z_s$  (состоит из активной  $R_s$  и реактивной  $X_s$  составляющей). Схема замещения представлена на рис. 4.

На интервале времени  $t_0$  (рис. 2) зажимы вторичной обмотки ТТ накоротко соединяются через транзистор VT2 и диод VD4 (рис. 3б). Ток вторичной обмотки  $i_2$  увеличивается также увеличивается основной магнитный поток  $\Phi_0$  тягового трансформатора. При выключенном транзисторе VT2 на интервале времени  $t_1$  электрическая энергия через диоды VD1 и VD4 поступает на конденсатор С промежуточного звена и к нагрузке. Векторные диаграммы токов и напряжений ТТ для интервалов времени  $t_0$  и  $t_1$  представлены на рис. 5а и 5б соответственно.

Конструкцией тягового трансформатора электровоза с четырехквadrантным преобразователем предусмотрено расположение чередующихся дисковых обмоток на замкнутом магнитопроводе. Обмотки тягового трансформатора при таком их расположении обладают повышенными потоками рассеяния и повышенным напряжением короткого замыкания  $u_k$ . Токи вторичных обмоток  $i_{21}, i_{22} \dots i_{2n}$  образуют магнитные потоки  $\Phi_{21}, \Phi_{22}, \dots \Phi_{2n}$ . Сумма магнитных потоков вторичных обмоток определяет магнитный поток  $\Phi$  в магнитопроводе и ток  $i_1$  первичной обмотки. Электромагнитные процессы в тяговом трансформаторе при работе четырехквadrантного преобразователя описываются следующей системой уравнений

$$\begin{cases} \Phi = \sum \Phi_{2im} \sin \omega t; \\ E_1 = \frac{\omega W_1 \Phi_m}{\sqrt{2}}. \end{cases}$$

Опережающий фазовый сдвиг магнитного потока  $\Phi$ , обеспечиваемый соответствующими фазовыми сдвигами токов  $i_{21}, i_{22} \dots i_{2n}$  относительно напряжения  $u_1$  позволит реализовать опережающий фазовый сдвиг тока  $i_1$

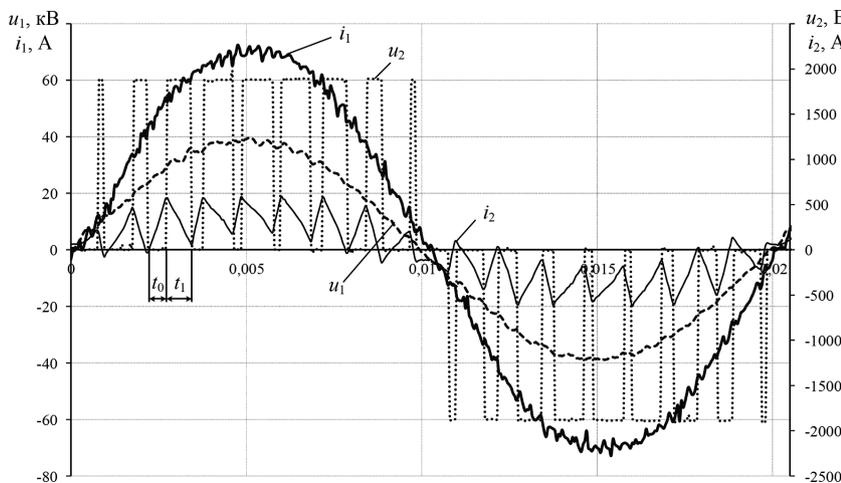


Рис. 2. Напряжения и токи в силовой цепи электровоза

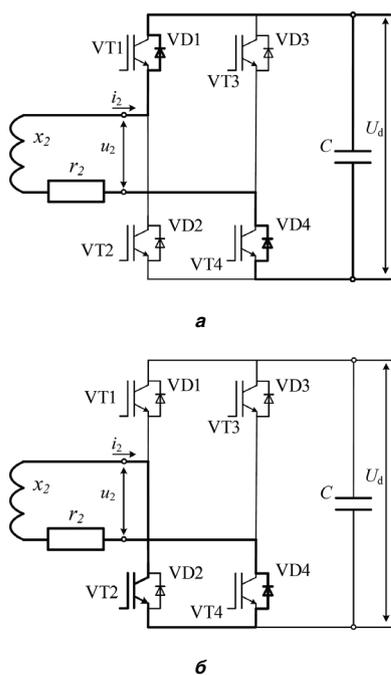


Рис. 3. Ток в силовой цепи тягового преобразователя: а – проводят VD1 и VD4; б – проводят VD4 и VT2

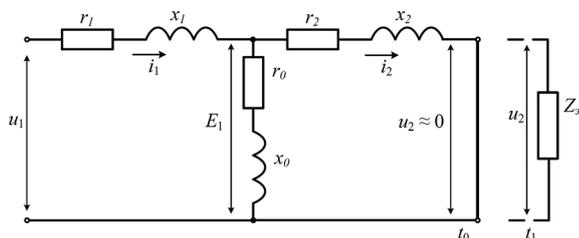


Рис. 4. Схема замещения силовой цепи электровоза

относительно напряжения на токоприемнике и работу электровоза с четырехквadrантным преобразователем в режиме компенсатора реактивной мощности.

В программном пакете *MATLAB Simulink* разработана модель [5] для работы на одной фидерной зоне двух электровозов с разными преобразовательными системами. Система управления тяговой электрической передачей электровоза с четырехквadrантным преобразователем на основании сравнения сигналов о фактических значениях углов фаз тока и напряжения первичной обмотки ТТ реализует опережающий фазовый сдвиг тока этого электровоза относительно напряжения на его токоприемнике. Анализ электромагнитных процессов на основе доработанной модели показал, что регулирование уровня напряжения на токоприемнике электровоза при пропорциональном ступенчатом изменении опережающего фазового сдвига тока электровоза не приводит к нестационарным изменениям тока и напряжения в тяговой сети.

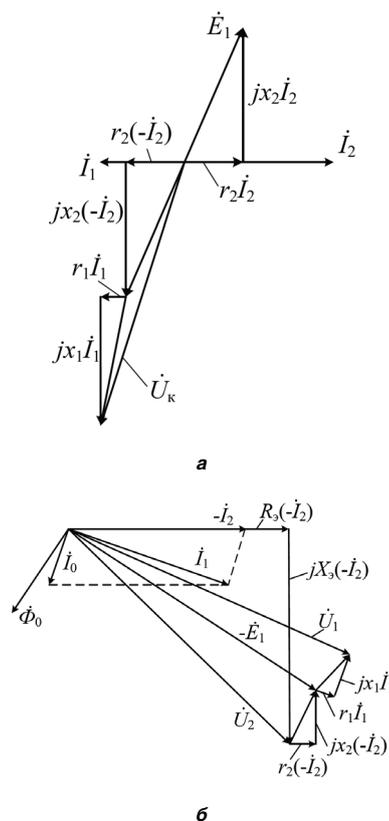


Рис. 5. Векторные диаграммы токов и напряжений ТТ для интервалов времени  $t_0$  (а) и  $t_1$  (б)

Литература

1. Литовченко В. В., Донской Д. А., Назаров Д. В. Эффективность внедрения бортовых компенсаторов реактивной мощности на электроподвижном составе переменного тока. – Электротехника. 2015. № 9. С. 36–41.
2. Герман Л. А. Регулируемые фильтрокомпенсирующие установки в тяговой сети переменного тока. Часть 2. – Электроника и электрооборудование транспорта, 2018, № 6, С. 35–39.
3. Глызин И. И., Иньков Ю. М., Кучумов В. А., Литовченко В. В. Улучшение показателей энергетической эффективности тяговой сети и электроподвижного состава переменного тока с 4qS-преобразователем. – Электротехника. 2019. № 9. С. 35–41.
4. Литовченко В. В. 4q-S – Четырехквadrантный преобразователь электровозов переменного тока. – Известия ВУЗов, Электромеханика. 2000. № 3.
5. Глызин И. И., Иньков Ю. М., Литовченко В. В. Электромагнитные процессы в тяговой сети переменного тока при различных величинах активной и реактивной составляющих тока электровоза. – Электротехника. 2020. № 10. С. 63–67/

Глызин Илья Игоревич, научный сотрудник лаборатории “Электровозы” научно-исследовательского института железнодорожного транспорта (АО “ВНИИЖТ”), тел.: +7(495) 602-82-09, e-mail: i.glyzin@yandex.ru.

Т. В. Анисимова, В. И. Волков, А. Н. Данилина, В. В. Крючков

## РАЗЛОЖЕНИЕ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ФУНКЦИИ В РЯД ПО МУЛЬТИПЛИКАТИВНО-ОРТОГОНАЛЬНОМУ БАЗИСУ

T. V. Anisimova, V. I. Volkov, A. N. Danilina,  
V. V. Kryuchkov

Sinusoidal Function Expansion in Series  
by Multiplicative-Orthogonal Basis

В статье рассмотрен способ синтеза многоуровневых (квазисинусоидальных) и многоимпульсных напряжений (псевдосинусоидальных) с улучшенным спектральным составом на основе разложения синусоидальной функции в ряд по мультипликативно-ортогональному базису, формируемых в автономных инверторах напряжения с последующей их фильтрацией для обеспечения заданного качества напряжения на выходе инвертора. Представленный метод позволяет определять координаты начал и концов, а также центров импульсов как уровней многоуровневых напряжений, так и напряжений режима ШИМ для их формирования с помощью цифровых методов управления.

**Ключевые слова:** синусоидальная функция, разложение в ряд, ортогональные функции, мультипликативно-ортогональный базис, гармонический состав, многоуровневое напряжение, напряжение режима ШИМ.

The article considers a technique for synthesizing multilevel (quasi-sinusoidal) and multipulse (pseudo-sinusoidal) voltages with improved harmonic content based on the sinusoidal function expansion in series by the multiplicative-orthogonal basis, being formed in the off-line voltage inverters with their subsequent filtration to ensure the required quality of the inverter output voltage. The presented method allows determining coordinates of starting and end instants, as well as centers of pulses of both levels of multilevel voltages and PWM voltages for their forming by digital control techniques.

**Key words:** sinusoidal function, expansion in series, orthogonal functions, multiplicative-orthogonal basis, harmonic content, multilevel voltage, PWM mode voltage.

Преобразование постоянного напряжения в синусоидальное напряжение применяют в источниках вторичного электропитания с “почти” синусоидальным выходным напряжением, т. е. с заданным качеством, определяемым коэффициентом гармоник. Для этого постоянное напряжение преобразуют в импульсные напряжения различной формы, не содержащие постоянную составляющую. Полученное импульсное напряжение интегрируют (фильтруют) с ошибкой меньше заданной, получая “почти” синусоидальное напряжение. Ступенчатое импульсное напряжение, похожее на синусоидальное, иногда называют квазисинусоидальным, а импульсное напряжение, обладающее свойством только бисимметрии, иногда называют псевдосинусоидальным. Во всех случаях стремятся получить импульсное напряжение (с учетом выбранных ограничений), в спектральном составе которого отсутствуют (или существенно подавлены) низшие из высших гармонических составляющих [1–9].

Для выбора импульсных форм, аппроксимирующих синусоидальную форму по номеру нижней гармоники, можно сделать следующее преобразование. Выбрать простой мультипликативно – ортогональный базис.

Импульсы базиса – это гармоники этого базиса (спектральный состав). Базис может состоять из любого числа импульсов (гармоник), в том числе, содержать импульсы с нулевой амплитудой, имеющие только длительность. Затем синусоидальная функция раскладывается на гармоники (импульсы) в мультипликативно – ортогональный базис. Просуммировав полученные гармоники (импульсы) на периоде

основной частоты, получаем квазисинусоидальное или псевдосинусоидальное напряжение.

### Обобщенный ряд Фурье

Ошибку между сигналом и его приближенным спектральным представлением тригонометрическими функциями (например, усеченный ряд Фурье) принято характеризовать среднеквадратической погрешностью. Уменьшить ошибку представления иногда позволяет применение систем нетригонометрических функций. Выбор системы функций существенно зависит от свойств сигналов. Общий подход к выбору систем функций для спектрального представления сигналов в теории цепей может быть следующим.

Описание множества сигналов обычно не может быть дано как перечислимое множество  $X = \{s_1(t), s_2(t), \dots\}$ . Будем пользоваться заданием множества рассматриваемых сигналов через указание его характеристического свойства, например:

– множество ограниченных сигналов:

$$X_M = \{s(t) : |s(t)| \leq M < +\infty\};$$

– множество  $T$ -периодических сигналов:

$$X_T = \{s(t) : T > 0, s(t) = s(t + T)\};$$

– множество квадратично интегрируемых на отрезке  $[a, b]$  сигналов:

$$X_2 = \left\{ s(t) : \int_a^b [s(t)]^2 dt < +\infty \right\}.$$

Оценим множество  $X_2$  квадратично интегрируемых на отрезке  $[a, b]$  сигналов.

Основные свойства множества  $X_2$ .

1. Если  $s_1 \in X_2$  и  $s_2 \in X_2$ , то  $X_2$  замкнуто относительно линейных операций, поэтому его называют линейным векторным пространством.

2. Для всех  $(s_1, s_2) \in X_2$  определена операция скалярного произведения функций:

$$(s_1 \cdot s_2) = \int s_1(t) \cdot s_2(t) dt < +\infty.$$

3. Величина

$$\|s\| = \sqrt{\int [s(t)]^2 dt}$$

представляет собой норму сигнала  $s(t)$ . Норма сигнала обладает свойством длины вектора и может быть выражена через скалярное произведение

$$\|s\| = \sqrt{(s, s)};$$

$$\|s\|^2 = (s, s) = E,$$

где  $E$  имеет смысл энергии сигнала.

Величина, отношения

$$\frac{(s_1, s_2)}{\|s_1\| \cdot \|s_2\|} = \cos(\alpha)$$

Если  $\alpha = \pi/2$ , то  $\cos(\alpha) = 0$ , и сигналы называются ортогональными. Для ортогональных сигналов  $(s_1, s_2) = 0$ .

### Ортогональность системы функций $\cos(nx)$ , $\sin(nx)$

Две функции  $\varphi(x)$  и  $\psi(x)$  называют ортогональными в промежутке  $(a, b)$ , если интеграл произведения  $\varphi(x) \cdot \psi(x)$ , взятый в пределах от  $a$  до  $b$ , равен нулю.

Любая ортогональная система функций линейно независима, но не наоборот.

Если сигнал  $s \in X_2$  может быть представлен линейной комбинацией функций некоторой независимой системы

$$\{\{\varphi_i(t)\}\}_{i=1}^n = 1,$$

то такая система функций называется базисом в множестве  $X_2$ . В этом случае имеем

$$s(t) = \sum_{i=1}^n s_i \cdot \varphi_i(t).$$

Множество  $\{\{s_i(t)\}\}_{i=1}^n$  даже в случае бесконечно-го  $n$  можно назвать спектром сигнала  $s(t)$  по базису  $\{\{\varphi_i(t)\}\}_{i=1}^n$ . Если известен спектр по базису, то сигнал  $s(t)$  определяется обратным преобразованием.

### Мультипликативно-ортогональный базис

Обработку сигналов (например, музыка) часто проводят в базисах Радемахера, Уолша или Хаара.

Обработку опорных, испытательных и т. п. сигналов ( $\sin$ ,  $\cos$ , пилообразный и т. п.) можно проводить в более простых базисах.

Возьмем базис, в котором простое умножение двух функций обладает свойством скалярного произведения. Используя этот базис функций (спектр сигнала) можно вернуться к исходной форме сигнала. Например, можно разложить синусоидальную функцию в ряд по мультипликативно-ортогональному базису. Затем преобразовать напряжение постоянного тока в импульсы полученного ряда и просуммировать их в нагрузку.

Спектр функций, интегрируемых с квадратом на отрезке  $[0, 1]$  по мультипликативно-ортогональному базису:

$$s_i = \frac{(s(t), \varphi_i(t))}{\|\varphi_i\|^2} = n \int_0^1 s(t) \varphi_i(t) dt = n \int_{(i-1)/n}^{i/n} s(t) dt.$$

Спектральный коэффициент соответствует площади под графиком  $s(t)$  на отрезке  $[(i-1)/n, i/n]$ .

Восстановление функции проводят по следующей формуле:

$$s(t) = \sum_{i=1}^n s_i \varphi_i(t).$$

Возможно разложение на четное и нечетное количество мультипликативно-ортогональных функций. Если сигналы имеют простые формы, то используют следующие способы их аппроксимации.

При равенстве длительностей всех спектральных коэффициентов возможна аппроксимация сигнала ступенчатой функцией. При равенстве амплитуд всех спектральных коэффициентов возможна аппроксимация сигнала методом широтно-импульсной модуляции. При равенстве как длительностей, так и амплитуд всех спектральных коэффициентов, а также при дополнительно выбранных координатах их центров, возможна аппроксимация сигнала методом кодового широтно-импульсного регулирования.

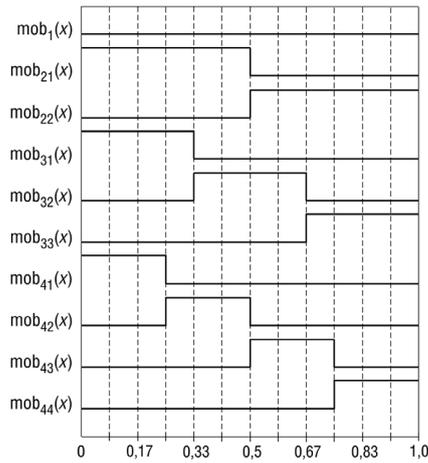
Базисы мультипликативно-ортогональных функций показаны на рис. 1:  $\text{mob}$  – базис без нулевой гармоники (рис. 1а);  $\text{mob0}$  – базис с нулевой гармоникой (рис. 1б). Нулевая гармоника имеет нулевую амплитуду, и длительность, равную длительности остальных гармоник базиса. Для симметрии нулевая гармоника разделена на две части, которые помещены в начало и конец базиса (сдвиг базиса).

**Пример 1.** Определить спектр пилообразного сигнала  $z(t) = 8t$  (пилообразное напряжение) на интервале  $[0, 1]$  в мультипликативно-ортогональном базисе.

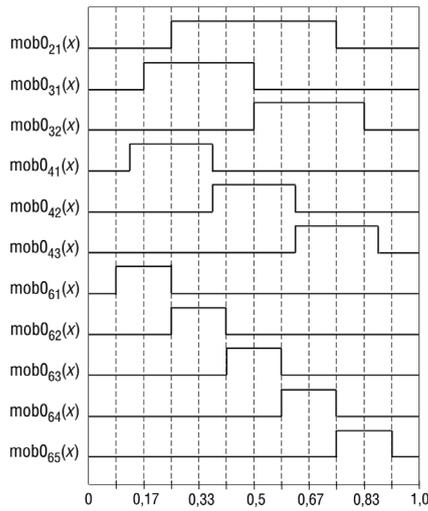
Возьмем базис из четырех гармоник, рис. 1а. Для интервала  $[0; 0,25]$  получаем

$$\varphi_1(t) = 4 \cdot \int_0^{0,25} 8 \cdot t dt = 1.$$

Для остальных гармоник получаем:  $\varphi_2(t) = 3$  и далее имеем  $-5, 7$ . Поэтому гармоники, показанные на рис. 1, имеют амплитуды соответственно: 1, 3, 5, 7 (рис. 2).



а



б

Рис. 1. Базисы мультипликативно-ортогональных функций: mob – без нулевой гармоники (а); mob0 – с нулевой гармоникой (б)

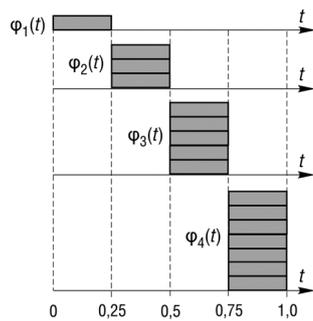


Рис. 2. Спектр пилообразной функции в мультипликативно-ортогональном базисе соответственно:  $\varphi_1$ ;  $\varphi_2$ ;  $\varphi_3$ ;  $\varphi_4$

Восстановление исходной функции по спектру (всего четыре гармоники) показано на рис. 3. При аппаратной реализации пилообразного сигнала в виде ступенчатой функции можно использовать стандартную матрицу R-2R (как правило, 256 уровней).

**Пример 2.** Определить спектр треугольного сигнала, состоящего из двух пилообразных, в мультиплика-

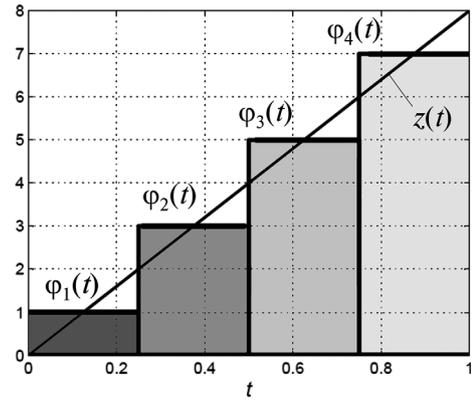


Рис. 3. Аппроксимация пилообразной функции ступенчатой

тивно-ортогональном базисе. Аналогично примеру 1 возьмем базис из четырех гармоник для каждого треугольного сигнала. Для двух треугольных сигналов имеем базис из восьми гармоник. Принимаем, что базис содержит гармонику с нулевой амплитудой рис. 1б. Далее, как в примере 1. Результат показан на рис. 4.

**Пример 3.** Определить спектр сигнала  $\sin(\omega t)$  на интервале  $[0, \pi/2]$ . Для иллюстрации выбираем три гармоники на интервале  $[0, \pi/2]$ . (Базис из трех мультипликативно-ортогональных функций вместо двенадцати на интервале  $[0, 2\pi]$ ). В этом случае учтено, что  $\sin(\omega t)$  – бисимметричная функция. Тогда на интервале  $[0, \pi/2]$  получаем следующие значения функции  $s(\omega t)$ :

– для интервала  $[0, \pi/6]$ :

$$s_1(t) = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \sin(t) dt = 0,256;$$

– для интервала  $[\pi/6, \pi/3]$ :

$$s_2(t) = \frac{6}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/3} \sin(t) dt = 0,699;$$

– для интервала  $[\pi/3, \pi/2]$ :

$$s_3(t) = \frac{6}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi/2} \sin(t) dt = 0,955.$$

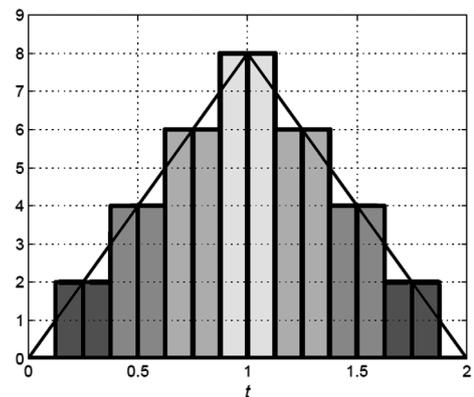


Рис. 4. Аппроксимация треугольной функции ступенчатой

Таким образом, функция  $\sin(\omega t)$  на четверти периода основной частоты разложена в ряд по мультипликативно-ортогональному базису из трех функций, показанных на рис. 5. Следовательно, можно считать, что решена задача аппроксимации синусоидальной функции трехступенчатой.

Поскольку синус – тригонометрическая функция, для оценки результата аппроксимации ее ступенчатой функцией можно использовать разложение в ряд Фурье

Следует отметить, что мультипликативно-ортогональный базис может содержать гармонику с нулевой амплитудой.

**Пример 4.** Определить спектр сигнала  $\sin(\omega t)$  на интервале  $[0, \pi/2]$ . Для иллюстрации выбираем четыре гармоники, причем, одна из них имеет нулевую амплитуду. Амплитуды гармоник равны соответственно 0; 0,494; 0,836; 0,989 рис. 6.

Аппроксимирующую ступенчатую функцию с областью нулевой ординаты (рис. 6) можно представить в виде аппроксимации синусоидальной функции  $y(\omega t)$  ступенчатой (рис. 7). Кроме того на рис. 7 показана кривая ошибки аппроксимации  $app\_err(\omega t)$ , рассчитанная по формуле

$$app\_err(\omega t) = -0,09\sin(11\omega t) - 0,076\sin(13\omega t) + 0,043(23\omega t) + 0,04(25\omega t).$$

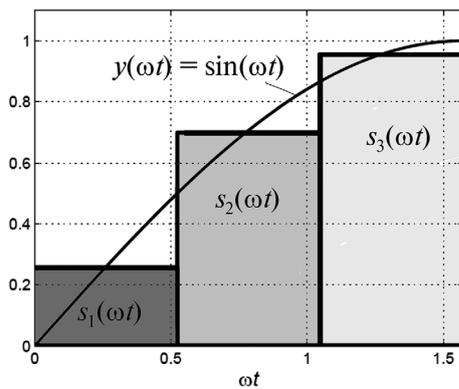


Рис. 5. Аппроксимация синусоидальной функции трехступенчатой

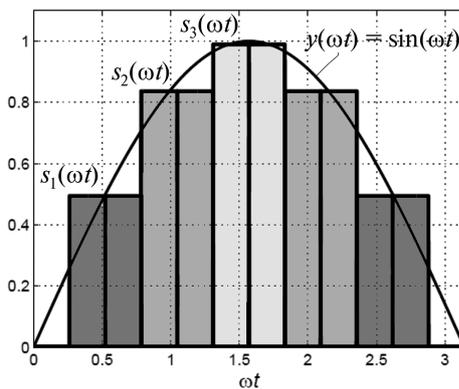
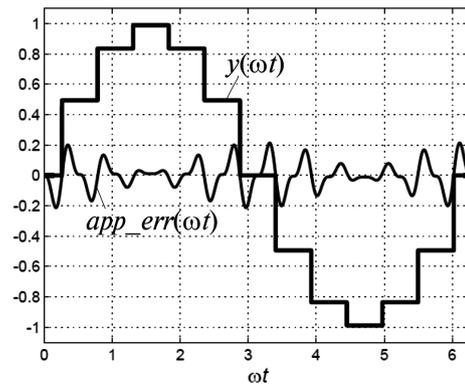
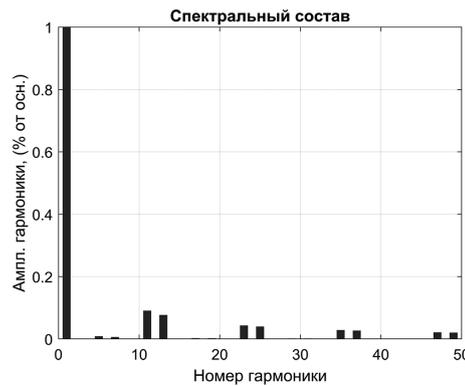


Рис. 6. Аппроксимации синусоидальной функции ступенчатой с областью нулевой ординаты



а



б

Рис. 7. Аппроксимация синусоидальной функции ступенчатой функцией с областью нулевой ординаты и кривая ошибки аппроксимации (а); спектральный состав функции  $y(\omega t)$  (б)

Спектральный состав напряжения  $y(\omega t)$  показан на рис. 7б.

### Разложение синусоидальной функции в мультипликативно-ортогональном базисе при равенстве амплитуд гармоник базиса

Разложение можно провести следующим образом. Сначала получаем спектр из гармоник одинаковых длительностей и различных амплитуд. Затем ставим им в соответствие спектр из гармоник одинаковых амплитуд и различных длительностей, рис. 8.

**Пример 5.** Аппроксимировать функцию  $y = \sin(2\pi ft)$  методом ШИМ при частоте основной гармоники  $f_1 = 50$ Гц.

Выбираем базис из десяти гармоник, одна гармоника имеет нулевую амплитуду (для иллюстрации

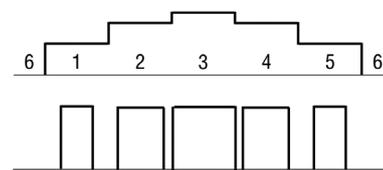


Рис. 8. Аппроксимация синусоидальной функции ступенчатой при равенстве длительностей всех спектральных коэффициентов (вверху); аппроксимация синусоидальной функции методом широтно-импульсной модуляции при равенстве амплитуд всех спектральных коэффициентов

метода), рис. 9. Базис для упрощения анализа сдвигнут на половину длительности нулевой гармоники, рис. 1б.

Число гармоник базиса, отличных от нуля  $s = 9$ . Координаты центров импульсов гармоник базиса находим по формуле:

$$\beta_i = \frac{i\pi}{s+1},$$

где  $i = 1 \dots s$ .

Ступенчатое напряжение, полученное в мультипликативно-ортогональном базисе, состоит из десяти гармоник (импульсов одинаковой длительности). При этом, одна гармоника имеет нулевую амплитуду, рис. 9. Амплитуды гармоник определяют длительности импульсов ШИМ (отмечены на рис. 10).

Длительность любого импульса можно определить из следующего соотношения:

$$\delta_i = \frac{\beta_i \sin(\beta_i)}{2 \cos^2\left(\frac{\beta_i}{2}\right)}.$$

Координаты начала ( $\alpha_{1i}$ ) и конца ( $\alpha_{2i}$ ) любого импульса определяются следующими соотношениями:

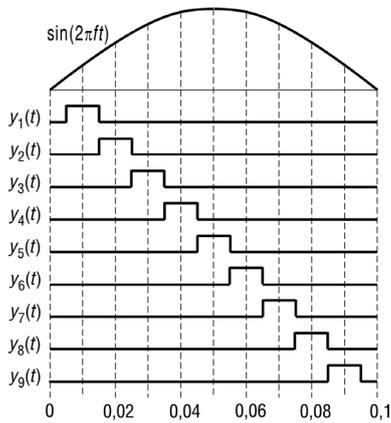


Рис. 9. Синусоидальная функция и базис из десяти гармоник (одна гармоника имеет нулевую амплитуду)

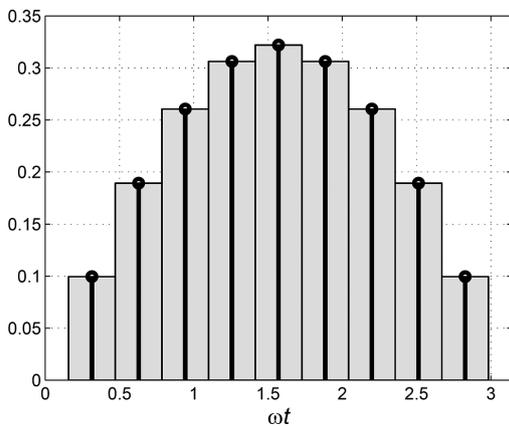


Рис. 10. Ступенчатое напряжение, полученное в мультипликативно-ортогональном базисе

$$\alpha_{1i} = \beta_i - \delta_i;$$

$$\alpha_{2i} = \beta_i + \delta_i,$$

где  $i = 1 \dots s$ .

Длительность  $i$ -го импульса напряжения режима ШИМ определяется как

$$\Delta_i = \alpha_{2i} - \alpha_{1i}.$$

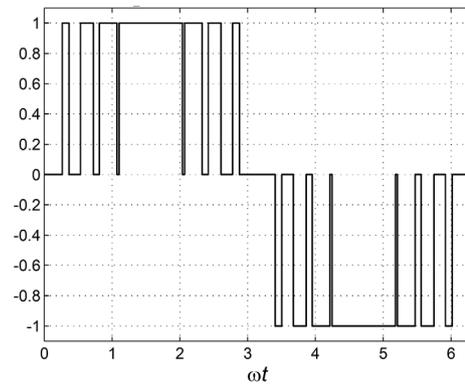
Результаты расчетов приведены в табл. 1.

Таблица 1

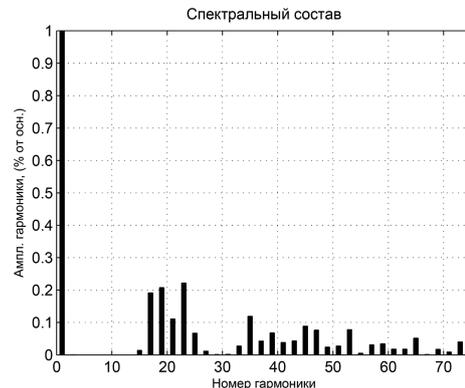
$i$	$\beta_i$	$\delta_i$	$\alpha_{1i}$	$\alpha_{2i}$	$\Delta$
1	0,314	0,050	0,264	0,364	0,100
2	0,628	0,095	0,534	0,534	0,189
3	0,942	0,130	0,812	1,073	0,261
4	1,257	0,153	1,103	1,410	0,306
5	1,571	0,161	1,410	1,732	0,322
6	1,885	0,153	1,732	2,038	0,306
7	2,199	0,130	2,069	2,329	0,261
8	2,513	0,095	2,419	2,608	0,189
9	2,827	0,05	2,778	2,877	0,100

Форма сформированного напряжения режима ШИМ показана на рис. 11а, а его спектральный состав – на рис. 11б. Расчетный коэффициент гармоник 45,982%.

На рис. 12 показаны напряжения на входе и выходе силового фильтра мостового инвертора. Входное



а



б

Рис. 11. Форма сформированного напряжения режима ШИМ (а) и его спектральный состав (б)

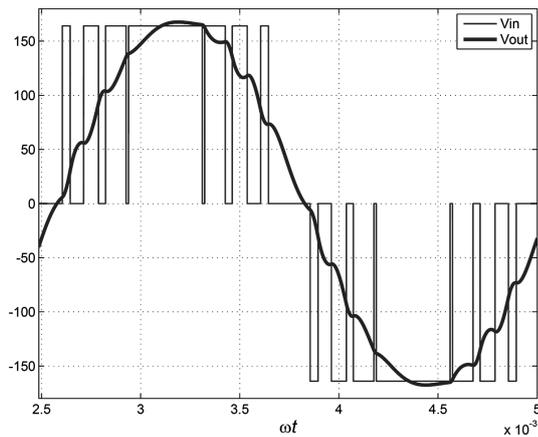


Рис. 12. Напряжения на входе (а) и выходе (б) силового фильтра

напряжение сформировано по координатам, приведенным в табл. 1. Параметры фильтра  $L = 2,504$  мГн;  $C = 2,213$  мкФ;  $R_{\text{н}} = 33,063$  Ом (сопротивление нагрузки), рассчитаны по методике приведенной в [9] для следующих параметров инвертора: частота выходного напряжения 400 Гц, напряжение питания мостового коммутатора 164 В. Коэффициент гармоник выходного напряжения 3,05%.

### Заключение

Рассмотренный способ синтеза многоуровневых и многоимпульсных напряжений с улучшенным спектральным составом на основе разложения синусоидальной функции в ряд по мультипликативно-ортогональному базису позволяет находить координаты уровней как многоуровневых напряжений, так и напряжений режима ШИМ (трехуровневых) для их реализации с помощью цифрового управления.

### Литература

1. Б. Бедфорд, Р. Хофт. Теория автономных инверторов, перевод с англ. под ред. И. В. Антика. — М.: Энергия, 1969. — 280 с.
2. Г. М. Малышков. Способы синтеза многоступенчатой формы выходного напряжения транзисторных инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”. Сборник статей. Под ред. Ю. И. Конева. Выпуск 1. — М.: Советское радио, 1969, С. 166–171.
3. Г. М. Малышков. Анализ псевдосинусоидального выходного напряжения инверторов. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Под ред. Ю. И. Конева. Выпуск 7. — М.: Радио и связь, 1975, С. 81–84.

4. Малышков Г. М. Способы аппроксимации синусоидального напряжения дискретными. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Под ред. Ю. И. Конева, Выпуск 16. — М.: Радио и связь, 1985, С. 116–126.
5. H. S. Patel and R. G. Hoft, “Generalised harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part I – harmonic elimination”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 9, pp. 310-317, May/June 1973.
6. H. S. Patel and R. G. Hoft. “Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part II – voltage control technique”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 10, pp. 666-673, September/October 1974.
7. A. M. Trzynadlowski, “An overview of modern PWM techniques for three-phase, voltage-controlled, voltage-source inverters,” in Proc. IEEE Symp. Industrial Electronics ISIE’96, 1996, pp. 25-39
8. P. Enjeti and J. F. Lindsay, “Solving nonlinear equation of harmonic elimination PWM in power control,” Electron. Lett., vol. 23, no. 12, pp. 656-657, 1987.
9. D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo. Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice. A John Wiley & Sons, Inc. Publication, 2003.
10. Т. В. Анисимова, А. В. Бокунов, В. В. Крючков. Сравнительный анализ многоимпульсных выходных напряжений инверторов. — Практическая силовая электроника, 2012, № 2 (46), С. 28–36.
11. Т. В. Анисимова, В. В. Крючков. Расчет параметров выходного фильтра инверторов с синусоидальным выходным напряжением. — Практическая силовая электроника, 2012, № 3 (47), С. 6–10.
12. В. И. Волков, В. В. Крючков. Формирование многоимпульсных и многоуровневых напряжений с улучшенным спектральным составом. — Практическая силовая электроника, 2018, № 2 (71), С. 28–36.

**Анисимова Татьяна Викторовна**, к. т. н., доцент кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru.

**Волков Вадим Иосифович**, к. т. н., доцент кафедры “Вычислительные машины, системы и сети” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-43-82, e-mail: lasdov@gmail.com;

**Данилина Анастасия Николаевна**, к. т. н., доцент кафедры “Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы” Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(499) 158-45-59, e-mail: kaf306@mai.ru.

Д. А. Шевцов, Д. М. Шишов, Н. Г. Мананникова

## НОВАЯ СТРУКТУРА СИЛОВОГО КАСКАДА ОДНОТАКТНОГО ОДНОТРАНЗИСТОРНОГО ОБРАТНО-ПРЯМОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

D. A. Shevtsov, D. M. Shishov,  
N. G. Manannikova

A New Power Stage Structure of a Single-Ended  
One-Transistor Flyback-Forward DC-DC Converter

В статье представлена классификация однотактных преобразователей постоянного напряжения, а также перечислены их достоинства и недостатки. Показаны структуры однотактных однотранзисторных обратно-прямоходовых преобразователей. Рассмотрены их достоинства и недостатки. Предложена новая структура силового каскада однотактного однотранзисторного обратно – прямоходового преобразователя постоянного напряжения, исключающая применение защитных RCD цепей, позволяющая работать в широком диапазоне изменения коэффициента связи между обмотками трансформатора и обеспечивающая высокий КПД. Описан принцип работы новой структуры силового каскада. Представлена PSpice модель и временные диаграммы процессов, подтверждающие работоспособность схемы. Изложены требования, предъявляемые к магнитным сердечникам трансформаторов новой структуры.

**Ключевые слова:** преобразователь постоянного напряжения, обратно-прямоходовой преобразователь, силовой каскад, структура, моделирование, трансформатор, сердечник, коэффициент связи.

The article presents classification of single-ended DC-DC converters and lists their merits and demerits. The structures of single-ended one transistor flyback-forward converters are presented, and their pros and cons are considered. The authors propose a new power stage structure of the single-ended one transistor flyback-forward converter, which makes application of protecting RCD-circuits unnecessary, and allows operating in a wide range of coupling coefficient changes between the transformer windings and high efficiency ensuring. Operation principles of the new power stage structure are described. The article presents a PSpice model and time charts of the processes confirming the circuit operability. The requirements placed on the transformer magnetic cores of the new structure are outlined.

**Key words:** DC-DC converter, flyback-forward converter, power stage, structure, modeling, transformer, magnetic core, coupling coefficient.

Одним из основных функциональных узлов любого преобразователя электроэнергии является силовой каскад, который во многом определяет энергетические, массогабаритные, регулировочные и динамические характеристики всего устройства. Каждому силовому каскаду присущи свои достоинства и недостатки, поэтому для различных преобразователей электроэнергии необходимо проводить предварительных анализ целесообразности использования того, либо иного каскада. Любой из силовых каскадов может работать в двух режимах, а именно, в режимах разрывных и безразрывных токов. В качестве силового транзисторного ключа могут использоваться биполярные, МДП- и IGB-транзисторы.

Однотактные преобразователи имеют ряд преимуществ по сравнению с двухтактными. Так, например, у однотактных преобразователей отсутствуют проблемы симметрирования сердечника трансформатора и структурно невозможны сквозные токи, что позволяет значительно удешевляет и упрощает реализацию силового каскада и схемы управления преобразователем.

### Классификация силовых каскадов однотактных преобразователей постоянного напряжения

Однотактные преобразователи постоянного напряжения (ППН) можно разделить по количеству транзисторов в каскаде на

- однотранзисторные;
- двухтранзисторные.

Помимо этого, однотактные силовые каскады подразделяются по способу потребления электроэнергии каскадом от первичной сети и ее передачи во вторичную цепь.

### Прямоходовые силовые каскады

Структура однотранзисторного прямоходового преобразовательного каскада показана на рис. 1. Устройство управления силовым транзисторным ключом здесь и далее схематически изображается блоком УУ. Силовые каскады прямоходовых преобразователей потребляют энергию от первичного источника и трансформируют ее во внешнюю цепь во время импульса, отпирающего силовой транзистор. При этом, частота пульсаций выходного напряжения равна частоте преобразования (импульсов управления силовым транзистором).

Достоинства прямоходового однотранзисторного силового каскада:

- 1) Простота и низкая стоимость реализации силового каскада.
- 2) Простота управления силовым транзисторным ключом.
- 3) Отсутствие проблемы симметрирования режима перемагничивания сердечника силового трансформатора.

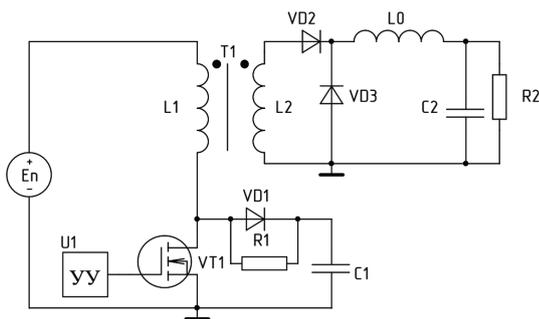


Рис. 1. Структура однотактного прямоходового силового каскада

- 4) Отсутствие проблемы сквозных токов.
- 5) Регулировочная характеристика линейна в режиме безразрывных токов.
- 6) Применяется при больших мощностях, чем обратноходовой преобразователь.
- 7) Размах пульсаций обратно пропорционален квадрату частоты. Как следствие, небольшая масса силового каскада.

К недостаткам прямоходового однотранзисторного силового каскада следует отнести:

- 1) Необходимость применения *RCD*-цепей для защиты силового транзисторного ключа от импульсных перенапряжений, обусловленных наличием индуктивности рассеяния обмоток трансформатора.
- 2) Наличие двух моточных элементов: трансформатора и дросселя.
- 3) Относительно низкий КПД.

#### Обратноходовые силовые каскады

Структура однотранзисторного обратноходового преобразовательного каскада показана на рис. 2. Силовые каскады обратноходовых преобразователей потребляют энергию от первичного источника во время импульса, а передают ее во внешнюю цепь во время паузы управляющего импульса. При этом, частота пульсаций выходного напряжения равна частоте преобразования.

Достоинства обратноходового однотранзисторного силового каскада:

- 1) Простота и низкая стоимость реализации силового каскада.

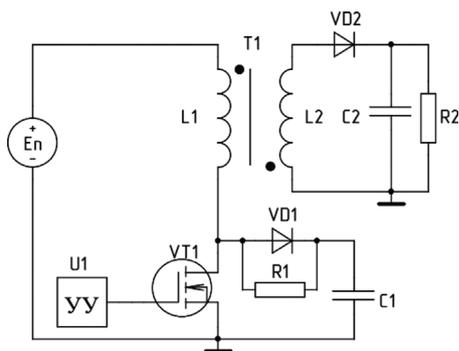


Рис. 2. Структура однотактного обратноходового силового каскада

- 2) Простота управления силовым транзисторным ключом.
- 3) Отсутствие проблемы сквозных токов.
- 4) Отсутствие проблемы симметрирования режима перемагничивания сердечника силового трансформатора.
- 5) Размах пульсаций выходного напряжения зависит не от индуктивности, а от емкости и частоты переключений первой степени.

Недостатки обратноходового однотранзисторного силового каскада:

- 1) Транзистор и диод должны быть относительно высоковольтные, как следствие, большие динамические потери и большое остаточное сопротивление.
- 2) Силовой транзисторный ключ необходимо защищать от импульсных перенапряжений, обусловленных индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора, с помощью *RCD*-цепей.
- 3) Нелинейная регулировочная характеристика.
- 4) Для работы каскада необходим сердечник трансформатора с узкой петлей гистерезиса.

#### Однотранзисторный обратно-прямоходовой каскад

Структуры однотранзисторного обратно-прямоходового преобразовательного каскада представлены на рис. 3, 4 и 5. Силовые каскады обратно-прямоходового преобразователя потребляют энергию от первичного источника и передают ее во внешнюю цепь как во время паузы, так и во время импульса. Частота пульсаций выходного напряжения, при этом, равна удвоенной частоте преобразования.

Достоинства обратно-прямоходового однотранзисторного силового каскада:

- 1) Простота и низкая стоимость реализации силового каскада.
- 2) Простота управления силовым транзисторным ключом.
- 3) Отсутствие проблемы сквозных токов.

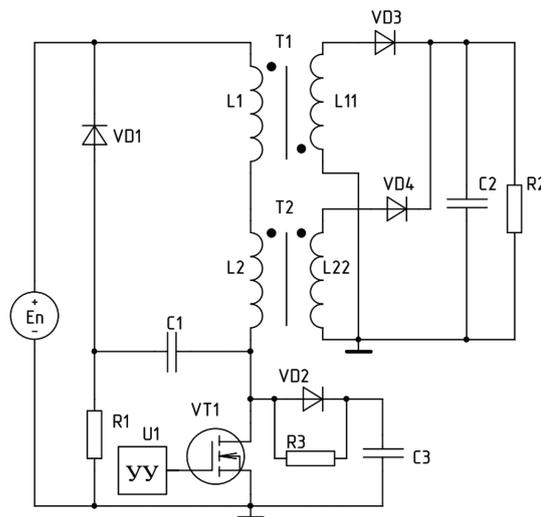


Рис. 3. Структура однотактного силового обратно-прямоходового каскада с дроссель-трансформатором в первичной цепи

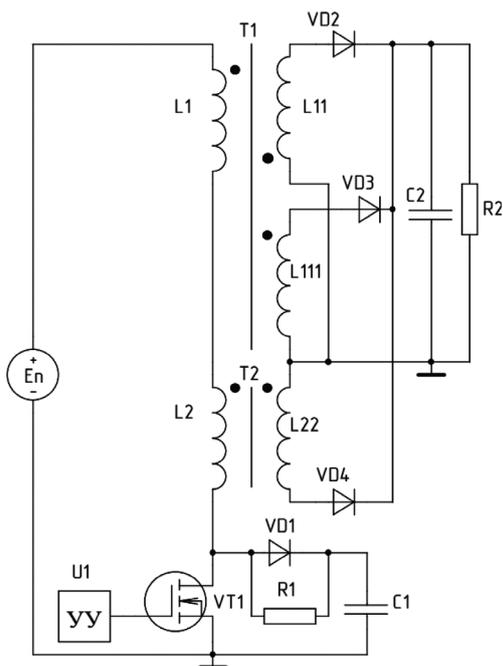


Рис. 4. Структура однофазного силового обратного-прямоходового каскада с тремя обмотками трансформатора во вторичной цепи

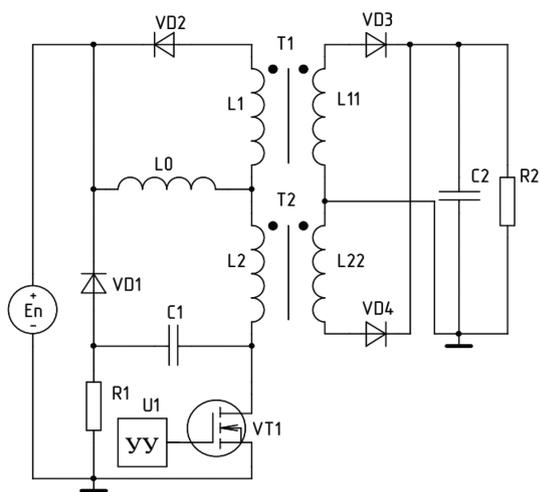


Рис. 5. Структура однофазного силового обратного-прямоходового каскада

4) Отсутствие проблемы симметрирования режима перемагничивания сердечника силового трансформатора.

5) Частота пульсаций выходного напряжения в два раза больше частоты преобразования, а как следствие, масса и объем сглаживающего фильтра меньше.

6) Размах индукции сердечника трансформатора больше, чем у других однофазных силовых каскадов.

7) В режиме безразрывных токов регулировочная характеристика линейна.

8) Материал сердечника дросселя и трансформатора может быть одинаковым.

Недостатки обратного-прямоходового однотранзисторного силового каскада:

1) Транзистор и диод должны быть относительно высоковольтные, как следствие, большие динамические потери и большое остаточное сопротивление.

2) Силовой транзисторный ключ необходимо защищать от импульсных перенапряжений, обусловленных индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора, с помощью RCD-цепей.

В соответствии с рассмотренными достоинствами и недостатками отдельных структур однофазных преобразователей постоянного напряжения, предложена новая структура силового каскада однофазного однотранзисторного обратного-прямоходового преобразователя напряжения. Новая схема исключает применение RCD цепи и позволяет работать в широком диапазоне изменения коэффициента связи между обмотками трансформатора. Предложенная структура обладает высоким КПД и позволяет снять перенапряжения. Новая структура силового обратного-прямоходового каскада показана на рис. 6.

Особенность предлагаемой схемы заключается в использовании двух абсолютно одинаковых между собой моточных элементов, работающих попеременно в режиме дроссель/трансформатор, что обеспечивает высокую технологичность и уменьшает себестоимость устройства. При этом, для более эффективной работы каскада требования к петле гистерезиса сердечников этих элементов не такие, как для прямоходовых преобразователей постоянного напряжения (рис. 7а) так и обратных (рис. 7б), и представляют собой нечто среднее между ними (рис. 7в). Из отечественных материалов для этих целей может подойти аморфное железо (54ДС-90) или пермаллой (П-140) марки ГАММАМЕТ.

К достоинствам новой структуры следует отнести:

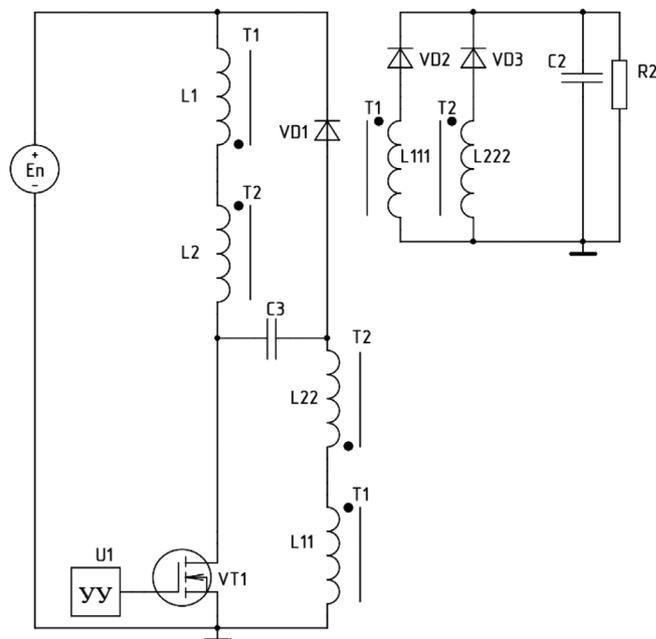


Рис. 6. Новая структура однофазного однотранзисторного обратного-прямоходового силового каскада

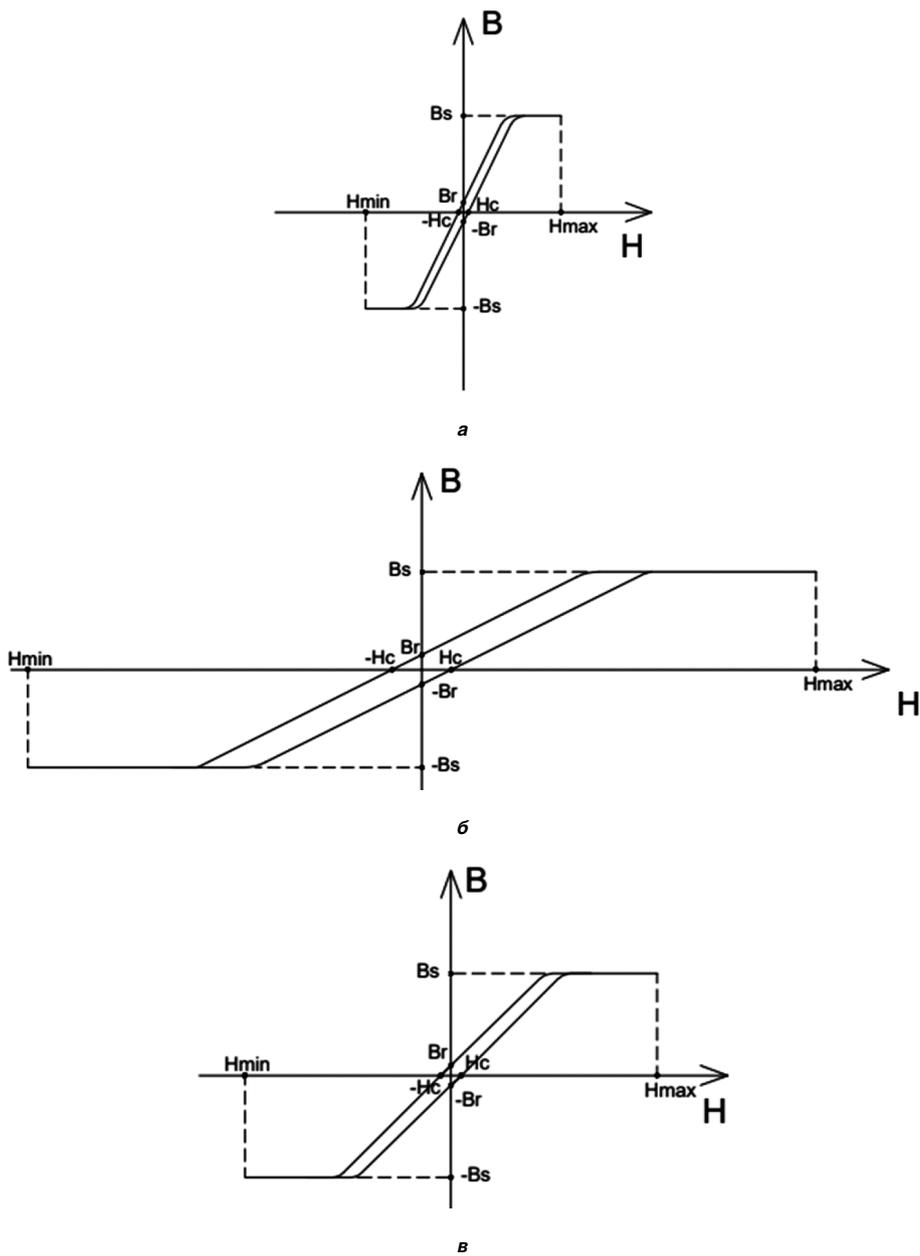


Рис. 7. Петля гистерезиса магнитного сердечника для прямоходового преобразователя (а), обратногоходового (б) и обратно-прямоходового (в)

1. Использование всего одного транзистора.
2. Отсутствие RCD-цепи.
3. Наличие всего двух однотипныхмоточных элементов.
4. Простой алгоритм управления.
5. Отсутствие тепловых потерь.
6. Отсутствуют перенапряжений.
7. Малая амплитуда пульсаций тока в конденсаторе.
8. Мощность выше, чем у прямо- и обратногоходовых преобразователей.

Во время первого импульса ток будет протекать по контурам:

$$E_n^+ \rightarrow VT1 \rightarrow L1 \rightarrow L1^* \rightarrow L2^* \rightarrow L2 \rightarrow E_n^-, \\ L222^* \rightarrow VD22 \rightarrow C2, R2 \rightarrow L222.$$

Во время паузы ток протекает по контурам:

$$L1^* \rightarrow L2^* \rightarrow L2 \rightarrow C3 \rightarrow VD1 \rightarrow L1; \\ L111^* \rightarrow VD11 \rightarrow C2, R2 \rightarrow L111.$$

За время паузы в конденсаторе C3 накопится заряд  $\Delta U$ , который будет влиять на путь протекания тока в начале второй паузы. При этом, энергия будет перекачиваться как в нагрузку, так и обратно в источник:

$$C3 \rightarrow VT1 \rightarrow L11 \rightarrow L11^* \rightarrow L22^* \rightarrow L11 \rightarrow C3; \\ L222^* \rightarrow VD22 \rightarrow C2, R2 \rightarrow L222; \\ L1 \rightarrow E_n^+.$$

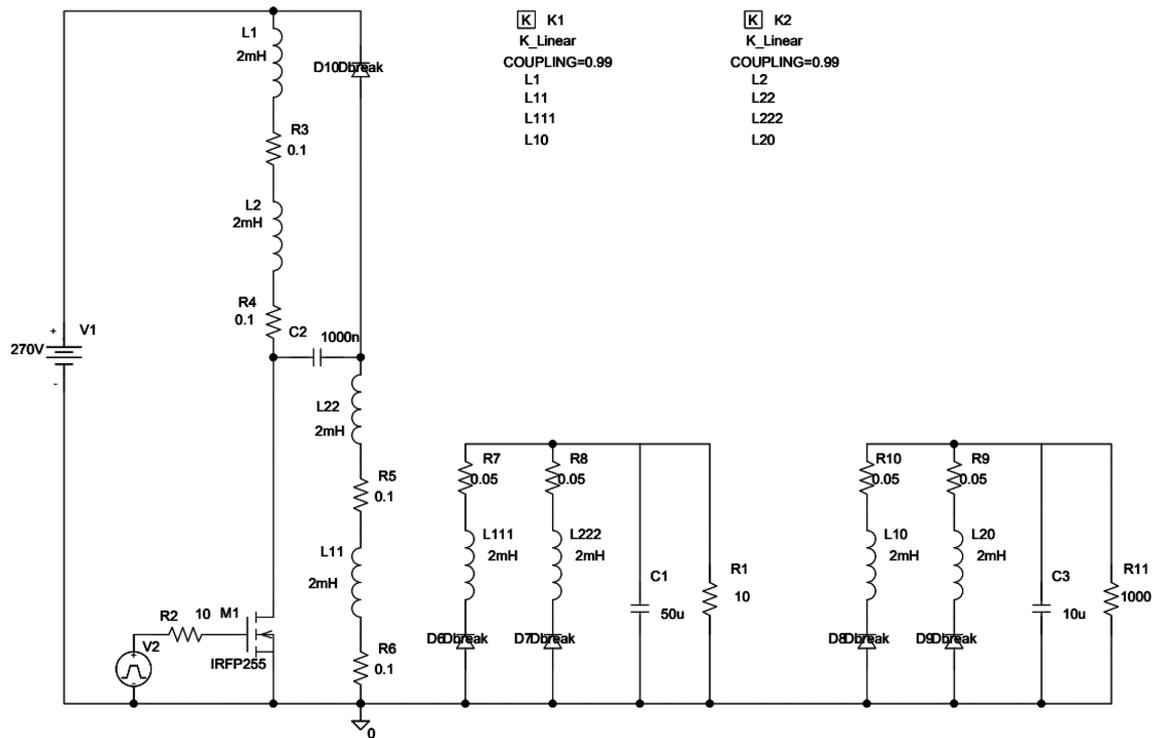


Рис. 8. PSpice модель обратно-прямоходового преобразователя

Предлагаемая авторами схема исследована с помощью имитационного компьютерного моделирования в программе PSpice. Схема модели и результаты моделирования, подтверждающие работоспособность предложенной структуры силовой части обратно-прямоходового преобразователя постоянного напряжения, показаны на рис. 8 и 9 соответственно

Авторами проведено исследование предложенной схемы, в результате которого выявлено влияние коэффициента связи между обмотками трансформатора:

- на перекрестную нестабильность

$$\delta U = \frac{U_{н1} - U_{н11}}{U_{н1}} \text{ (рис. 10);}$$

- на перенапряжение

$$\Delta U = \frac{U_c - E_{п}}{U_c} \text{ (рис. 11);}$$

- на регулировочную характеристику (рис. 12).

**Заключение**

Предложенная структура силовой части обратно-прямоходового преобразователя постоянного напряжения позволяет обеспечить большую мощность, по сравнению с ранее разработанными одноктактными обратно-прямоходовыми силовыми каскадами.

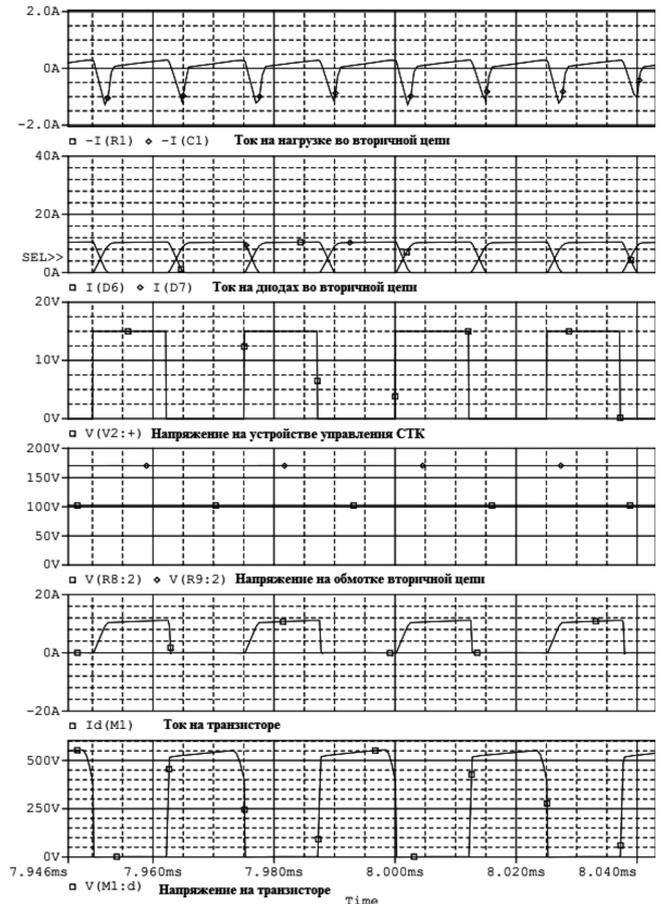


Рис. 9. Временные диаграммы, поясняющие работоспособность схемы обратно-прямоходового преобразователя постоянного напряжения

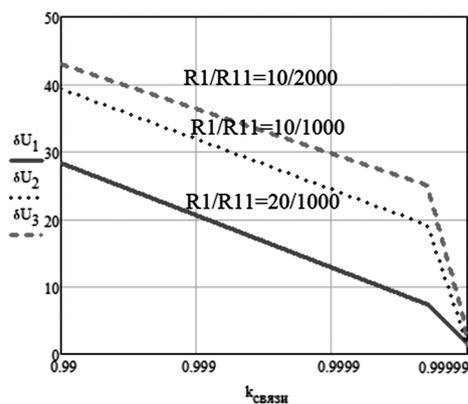


Рис. 10. Влияние коэффициента связи на перекрестную нестабильность

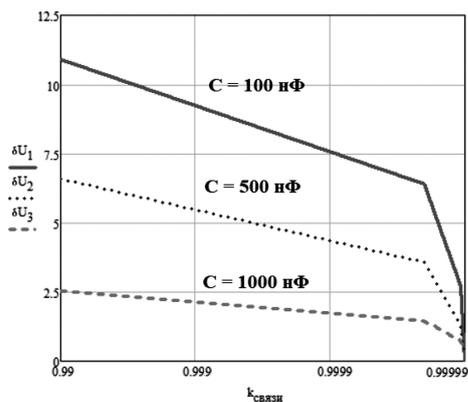


Рис. 11. Влияние коэффициента связи на перенапряжение

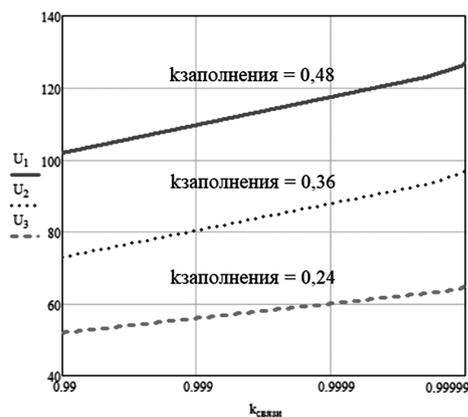


Рис. 12. Влияние коэффициента связи на регулировочную характеристику

## Литература

1. Р. Севернс, Г. Блум. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания; Перевод с англ. под ред. Л. Е. Смольникова. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 294 с.: ил.
2. Э. М. Ромаш. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 224 с.: ил.
3. А. Г. Поликарпов, Е. Ф. Сергиенко. Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. — М.: Радио и связь, 1989. — 158, [2] с.: ил.
4. Ю. И. Конев, Г. Н. Гулякович, К. П. Полянин и др. Микроэлектронные электросистемы. Применения в радиоэлектронике. — М.: Радио и связь, 1987. — 240 с.
5. В. А. Головацкий. Транзисторные импульсные усилители и стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Сов. радио, 1974. — 160 с.
6. А. А. Бас, В. П. Миловзоров, А. К. Мусолин. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. — М.: Радио и связь, 1987. — 160 с.: ил.
7. В. С. Моин. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 374, [1] с.: ил.
8. П. Чемпи. Проектирование ключевых источников электропитания. Перевод с англ. С. Ф. Коняхина; Под ред. В. С. Моина. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 238 с.: ил.
9. *Patricio Vincerelli*. Optimal Resetting of the Transformer's Core in Single Ended Forward Converter. US Patent 4,441,14, April 3, 1984.
10. *Ionel Dan Jitary*. Fixed Frequency Single Ended Forward Converter Switching at Zero Voltage. US Patent 5,434,768.
11. Ю. Н. Стародубцев, В. Я. Белозеров. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. — Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2002. — 378, [1] с.: ил.
12. Костилов В. Г., Никитин И. Е. Источники электропитания высокого напряжения РЭА. — М.: Радио и связь, 1986 г.

**Шишов Дмитрий Михайлович**, к. т. н., доцент кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(916) 386-21-16, e-mail: tixi-2@mail.ru;

**Мананникова Наталья Григорьевна**, студент 1-го курса магистратуры кафедры «Электроэнергетические, электромеханические и биотехнические системы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета), тел.: +7(985) 640-24-32, e-mail: mnatalie2102@mail.ru.

Ананьев Е. Г., Иньков Ю. М.

# СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ПОТЕРЬ ХОЛОСТОГО ХОДА ТЯГОВОГО ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ПЕРСПЕКТИВНОГО ЭЛЕКТРОПОЕЗДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПОВЫШЕННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ 24 КВ В КОНТАКТНОЙ СЕТИ

E. G. Anan'yev, Yu. M. Inkov

Comparative Evaluation of High Frequency Traction Transformer Quiescent Mode Losses of Prospective DC Electrical Train with Overhead Catenary Increased Voltage of 24 kV

Вопрос внедрения системы электрической тяги постоянного тока с повышенным напряжением в контактной сети, равным 24 кВ, существует уже более 50 лет и является актуальным до сих пор. Для ее реализации необходимо разработать структуру входного преобразователя, содержащего согласующий высокочастотный трансформатор, массогабаритные показатели которого имеют существенное значение. Как известно, для снижения массы необходимо увеличивать частоту напряжения, однако вместе с тем возрастают потери мощности в магнитопроводе трансформатора – потери холостого хода.

В связи с этим, в данной работе представлена сравнительная характеристика магнитомягких материалов, применяемых в магнитопроводе трансформаторов, расчет удельных потерь мощности по предложенному выражению. Проведена оценка потерь мощности холостого хода тягового трансформатора перспективного электроподвижного состава с повышенным напряжением в контактной сети 24 кВ и магнитопроводом из различных сплавов.

**Ключевые слова:** система электрической тяги, постоянный ток, повышенное напряжение 24 кВ, потери мощности холостого хода, тяговый трансформатор, удельные потери.

The issue of the DC electric traction system with the overhead catenary increased voltage of 24 kV is being existed for more than 50 years and is still up-to-date. To put it into practice, it is necessary to develop the input converter structure containing the high frequency matching transformer, which weight-and-size indicators matter significantly. As is well-known, weight reduction requires voltage frequency  $r$  increasing. However, power losses the in transformer magnet core, i.e. no-load losses, herewith increase.

With this regard, the article presents comparative characteristic of soft magnetic materials employed for the transformers magnet cores, and specific power losses computing according to the proposed expression. The authors performed no-load power losses evaluation of the traction transformer for the prospective electric rolling-stock with the increased overhead catenary increased voltage of 24 kV and magnet cores from various materials.

**Key words:** electric traction system, direct current, increased voltage of 24 kV, no-load power losses, traction transformer, specific losses.

Современный этап развития экономики Российской Федерации характеризуется значительным увеличением железнодорожных перевозок, осуществляемых электроподвижным составом. Как показано в работах ведущих отечественных ученых (В. Е. Розенфельда, А. М. Дядькова, А. Т. Буркова, М. П. Бадера, Ю. М. Инькова и др), существующие системы электрической тяги уже не эффективны при реализации высокоскоростного пассажирского и грузового тяжеловесного движения, поэтому перспективной является система электрической тяги постоянного тока с повышенным напряжением в контактной сети, равным 24 кВ.

Тяговый электропривод электроподвижного состава (э.п.с) постоянного тока повышенного напряжения содержит многозвенный статический преобразователь электроэнергии, обобщенная структура которого представлена на рис. 1.

Основная проблема, до настоящего времени не позволяющая приступить к практической реализации такой системы, заключается в разработке структуры входного статического преобразователя.

Силовая цепь входного автономного инвертора напряжения (АИН) может быть выполнена на *IGBT*-модулях, причем как при последовательном соединении инверторов, так и при последовательном соединении *IGBT*-модулей в одном АИН. Второй вариант является более перспективным с точки зрения количества элементов, следовательно, лучших массо-габаритных показателей, но требует учета особенностей работы включенных последовательно *IGBT*-модуле.

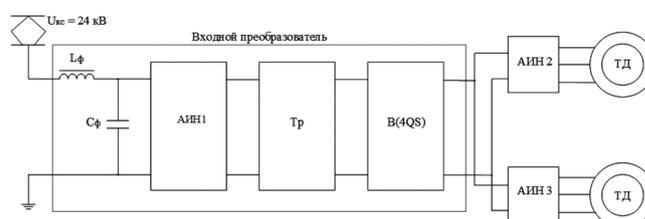


Рис. 1. Обобщенная структура тягового электропривода перспективного э.п.с.

Поскольку тяговые двигатели на элетроподвижном составе выполняют на номинальное напряжение 3 кВ, то в любом случае необходимо наличие в структуре преобразователя промежуточного тягового трансформатора. В то же время, принимая во внимание увеличение числа элементов данной структуры тягового электропривода и общие тенденции по сокращению массы элементов и повышению их энергетической эффективности, должен быть решен вопрос о выборе частоты напряжения тягового трансформатора, учитывая динамические характеристики полупроводниковых силовых ключей входного автономного инвертора, а также физические свойства материала магнитопровода. Величина рабочей частоты обратно пропорциональна объему магнитной системы, следовательно, и ее массе. С физическими свойствами материала магнитопровода связаны потери мощности в режиме холостого хода трансформатора, которые в то же время зависят от рабочей частоты.

Таким образом, входной преобразователь (см.рис.1) состоит из входного однофазного автономного инвертора напряжения (АИН1), промежуточного трансформатора (Тр), выпрямителя или четырехквadrантного преобразователя (В(4QS)).

В настоящее время параметры такого преобразователя активно прорабатываются применительно к электрифицированным участкам железных дорог Европейского союза переменного тока с напряжением в контактной сети 15 кВ и частотой 16,7 Гц. Наиболее распространенным вариантом, предлагаемым отечественными и зарубежными специалистами, является структура, включающая несколько последовательно включенных мостовых однофазных АИН, каждый из которых подключен к индивидуальному трансформатору, и параллельно соединенные выпрямительные или четырехквadrантные преобразователи. Такой вариант затруднительно реализовать в подвагонном пространстве э.п.с. по габаритным ограничениям. Поэтому перспективным является применение одного входного АИН с последовательно соединенными IGBT модулями. В публикациях, связанных с данным вопросом, можно встретить предложения по использованию частоты выходного напряжения АИН в диапазоне от 0,4 до 10 кГц и трансформатора с магнитопроводом из ферромагнитных магнитомягких материалов, таких как анизотропная холоднокатанная электротехническая сталь, аморфные сплавы и до 20 кГц — с использованием нанокристаллических сплавов, однако аналитическое обоснование и критерии выбора конкретного значения отсутствуют [1–7].

В связи с этим, представленная работа посвящена сравнительной оценке мощности потерь холостого хода в трансформаторе с магнитопроводом из различных ферромагнитных материалов для различных значений частоты выходного напряжения инвертора, а также аналитическому описанию влияния параметров магнитопровода на величину потерь мощности в режиме холостого хода.

### Оценка влияния физических свойств магнитопровода трансформатора на величину потерь мощности

Как известно, режим холостого хода характеризуется работой трансформатора при разомкнутой вторичной обмотке, когда в первичной обмотке имеется только ток намагничивания. Обычно при этом падением напряжения в активном сопротивлении пренебрегают из-за его малой величины [8]:

$$u_e = u_1 = k_\Phi \cdot \omega_1 \cdot \Phi. \quad (1)$$

В режиме холостого хода помимо тока намагничивания присутствует также активная составляющая тока холостого хода, определяющая потери мощности. Таким образом, ток холостого хода представляет собой сумму тока намагничивания, являющегося реактивным, создающим магнитный поток, и активной составляющей, обеспечивающей поступление мощности в первичную обмотку для компенсации магнитных потерь:

$$i_0 = \sqrt{i_\mu^2 + i_{0a}^2}. \quad (2)$$

Магнитные потери в магнитопроводе обычно подразделяют на потери на перемагничивание (гистерезис) ( $P_h$ ), на вихревые токи ( $P_e$ ) и дополнительные потери ( $P_{excess}$ ).

Возникновение потерь на гистерезис обусловлено перестройкой самопроизвольно намагниченных областей ферромагнитного материала — доменов. Потери на вихревые токи прямо пропорциональны толщине листов сплава, величине, форме и скорости изменения магнитной индукции и обратно пропорциональны активному сопротивлению. Дополнительные потери определяются химическим составом материала.

Зависимость величины потерь на перемагничивание от физических свойств магнитопровода можно определить следующим образом.

Воспользуемся выражением закона полного тока для магнитной цепи в виде:

$$F = H_{ст} l_{ст} + H_\mu l_\mu + H_3 l_3; \quad (3)$$

$$i_0 \cdot \omega = \sum_1^n H_n I_n. \quad (4)$$

Свойства магнитной системы описывают магнитной характеристикой (характеристикой намагничивания), представляющей зависимость величины магнитного потока  $\Phi$  от МДС трансформатора  $F$ , т. е. от намагничивающего тока  $i_\mu$ . Магнитный поток, в свою очередь, связан с величиной магнитной индукции выражением:

$$F = B \cdot S, \quad (5)$$

где  $S$  — сечение магнитопровода, м<sup>2</sup>.

Как правило, магнитная характеристика представляет собой зависимость магнитной индукции от напряженности магнитного поля  $B = f(H)$ , определя-

емой намагничивающим током  $i_m$  (основную кривую намагничивания) или такую же зависимость, но в виде предельной петли гистерезиса, учитывающей магнитные потери и определяемой током холостого хода  $i_0$ . Сравнительный пример магнитной характеристики для электротехнической стали и аморфных (нанокристаллических) сплавов в виде петли магнитного гистерезиса представлен на рис. 2.

В свою очередь, величины магнитной индукции и напряженности связаны между собой соотношением:

$$B = \mu_a H = \mu_0 \mu H, \quad (6)$$

где  $\mu_a$  – абсолютная магнитная проницаемость материала, к которому прикладывается магнитное поле, Гн/м;

$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  – магнитная проницаемость вакуума, Гн/м;

$\mu$  – относительная магнитная проницаемость.

Учитывая вышеизложенное, можно выразить величину напряженности магнитного поля из (6) и подставить в (4)

$$i_0 \cdot \omega = \sum_1^n \frac{B_n}{\mu_0 \cdot \mu_n} \cdot l_n. \quad (7)$$

Из полученного выражения видно, что при неизменной величине магнитной индукции увеличение значения магнитной проницаемости ведет к уменьшению тока холостого хода, а значит и потерь.

В данном случае речь идет именно об активной составляющей, зависящей от другого неотъемлемого параметра ферромагнитного материала – величины коэрцитивной силы, которая, зависит от магнитной проницаемости, а также, как показано в работах [9] и [10], от скорости изменения магнитного поля и физических свойств ферромагнитного материала и определяет площадь петли гистерезиса и связанные с ней потери на перемагничивание за один цикл (рис. 2).

Произведение площади петли гистерезиса и частоты перемагничивания представляет собой мощность потерь на перемагничивание [10]:

$$P_h = \omega S = 8\pi f B_{\max} H. \quad (8)$$

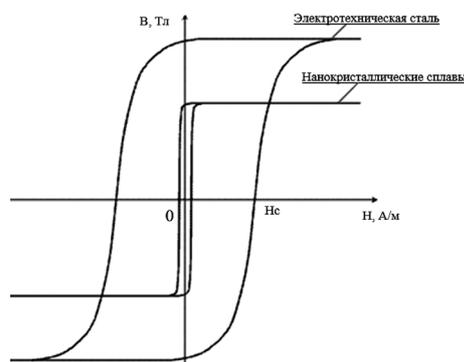


Рис. 2. Петли магнитного гистерезиса электротехнической стали и нанокристаллических сплавов (<https://masters.donntu.org/2014/etf/barvinchenko/library/a4.htm>)

Для определения величины коэрцитивной силы  $H_c$  в зависимости от частоты, можно воспользоваться упрощенным выражением, используя материал, представленный в [9] и [10]:

$$H_c = H_{ct} + \frac{2\pi f B_{\max}}{\mu r}, \quad (9)$$

где  $r = \mu_0 k/\beta$  – коэффициент магнитной вязкости, Ом/м;

$H_{ct}$  – статическая коэрцитивная сила, А/м;

$\mu$  – относительная магнитная проницаемость, Гн/м;

$k$  – коэффициент упругости;

$\beta$  – коэффициент трения для процесса спиновой релаксации.

В представленном выражении второе слагаемое является динамической коэрцитивной силой.

### Сравнительная характеристика магнитомягких материалов

Магнитные материалы подразделяют на две основные группы – магнитомягкие и магнитотвердые.

К магнитотвердым относят материалы, обладающие большой удельной энергией, что связано с большой коэрцитивной силой и остаточной индукцией ( $B_r$ ). Они применяются, в основном, для изготовления постоянных магнитов.

Условно к магнитомягким относят материалы, у которых  $H_c < 800$  А/м, а магнитотвердым – с  $H_c > 4$  кА/м.

Магнитомягкими считают магнитные материалы с малой коэрцитивной силой и высокой магнитной проницаемостью, способные намагничиваться до насыщения в слабых магнитных полях и обладающие низкими потерями на перемагничивание вследствие узкой петли гистерезиса. Они должны обладать большой индукцией насыщения для обеспечения максимального магнитного потока через определенную площадь поперечного сечения, что позволяет уменьшить габаритные размеры и массу магнитной системы. Также от величины индукции существенно зависят потери на перемагничивание.

Важным требованием является стабильность свойств, устойчивость к температурным и механическим воздействиям.

Основным компонентом большинства магнитных материалов является железо. Само по себе железо представляет собой магнитомягкий материал, магнитные свойства которого существенно зависят от содержания примесей.

**Кремнистая электротехническая сталь (ЭТС)** – сплав железа с кремнием. Легирование железа кремнием способствует повышению удельного сопротивления и приводит к увеличению начальной и максимальной магнитных проницаемостей, уменьшению коэрцитивной силы и снижению потерь на гистерезис. Стали марок 3424, 3425 являются наиболее пригодными марками ЭТС для применения в трансформаторах высокой мощности при частоте напряжения до 1000 Гц.

**Пермаллои** – сплавы железа с никелем или железа с никелем и кобальтом, обладающие большей по сравнению с ЭТС магнитной проницаемостью в области слабых полей и малой коэрцитивной силой, но меньшей (в два раза) индукцией насыщения. Пермаллои подразделяют на высоко- и низконикелевые. Магнитные свойства пермаллоев очень чувствительны к внешним механическим воздействиям. Магнитные проницаемости высоконикелевых пермаллоев в несколько раз выше, чем у низконикелевых, однако удельное сопротивление высоконикелевых пермаллоев почти в три раза меньше, чем у низконикелевых, поэтому при повышенных частотах нельзя одновременно снизить потери на гистерезис и вихревые токи. Также недостатками пермаллоев является их относительно высокая стоимость и существенная зависимость магнитных свойств от механических воздействий.

**Альсиферы** – сплавы железа с кремнием и алюминием. Такой сплав отличается твердостью и хрупкостью. Изделия из альсифера – изготавливают толщиной не менее 2 мм из-за хрупкости сплава. Эта особенность ограничивает применение данного материала в мощных устройствах.

**Ферриты** – оксидные магнитные материалы, которые обладают большим удельным сопротивлением и незначительными потерями энергии при работе на высоких частотах, широко применяют в радиоэлектронике. В мощных электротехнических установках использование магнитопроводов из ферритов нецелесообразно, поскольку ферритам свойственна хрупкость, низкая индукция насыщения (до 0,8 Тл), а температура Кюри составляет 140°C [11].

**Аморфные сплавы** – это сплавы, имеющие случайную (некристаллическую) структуру. Типичный пример аморфного состояния вещества – это стекло. Поэтому часто такие сплавы называют металлическими стеклами.

Аморфную сталь получают быстрой закалкой расплавов при скоростях охлаждения жидкого металла ( $10^4$ – $10^6$ )°C/с.

Следствием такой аморфной структуры являются необычные магнитные, механические, электрические свойства и коррозионная стойкость аморфных металлических сплавов. Наряду с высокой магнитной мягкостью (уровень электромагнитных потерь в аморфных сплавах с высокой магнитной индукцией оказывается существенно ниже, чем во всех известных кристаллических сплавах) эти материалы проявляют исключительно высокие механическую твердость и прочность, в ряде случаев имеют близкий к нулю коэффициент теплового расширения, а их удельное электросопротивление в три-четыре раза выше, чем у традиционных ферромагнитных материалов.

Железоникелевые аморфные сплавы имеют высокую магнитную проницаемость; по индукции насыщения сравнимы с металлическими магнитными сплавами и ферритами, обладают малой коэрцитивной силой и высокой прямоугольностью петли гистерезиса.

Практически все электромагнитные и механические свойства аморфной стали превосходят аналогичные свойства анизотропной электротехнической стали, за исключением индукции, составляющей 1,5 Тл и коэффициента заполнения равного 0,75–0,8 (для электротехнической стали 0,9–0,93).

Потери холостого хода в 3–5 раз ниже чем в трансформаторах с магнитопроводом из электротехнической стали. Наибольший эффект при использовании аморфной стали достигается в трансформаторах, работающих на высоких частотах.

Нанокристаллические сплавы – усовершенствованный вид аморфных сплавов, которые получают при контролируемой скорости кристаллизации. Частичную кристаллизацию получают прерыванием процесса на начальной стадии термической обработки. Кристаллы расположены по всему объему ленты и имеют диаметр 10–20 нм, поэтому структура нанокристаллических сплавов является промежуточной между кристаллическим и аморфным состоянием. Благодаря этой особенности достигается высокая магнитная проницаемость и наименьшая коэрцитивная сила. Наряду с этим малая толщина ленты и относительно высокое удельное сопротивление ( $1,6 \text{ Ом} \cdot \text{м/мм}^2$ ) обеспечивают низкие потери на вихревые токи и хорошие частотные характеристики магнитной проницаемости [12, 13].

Таким образом, перспективным направлением является применение именно аморфных (нанокристаллических) сплавов в качестве материала магнитопровода высокочастотного тягового трансформатора.

В настоящее время наибольшая доля производства аморфной стали приходится на Китай, Японию, Германию и США, а трансформаторы с сердечником из аморфной стали получили широкое распространение начиная с середины 1980-х в распределительных сетях США, подтвердив свои достоинства по энергоэффективности [12, 14].

В России крупнейшим производителем аморфной стали является ПАО “Ашинский металлургический завод”.

В табл. 1 представлены сравнительные магнитные и физические характеристики различных ферромагнитных сплавов.

#### **Сравнительный расчет потерь холостого хода тягового трансформатора мощностью 2500 кВА с магнитопроводом из различных сплавов**

Расчеты удельных потерь в магнитопроводе из различных сплавов затруднительны в связи с отсутствием универсального аналитического выражения, позволяющего получить результаты, близкие к эмпирическим. Применительно к аморфным (нанокристаллическим) сплавам аналитические выражения отсутствуют для большинства из них, а данные заводов изготовителей охватывают диапазон частот от 1 или 10 кГц до 100кГц в зависимости от конкретного сплава [15, 16]. Для электротехнической анизотропной стали (ЭТС) марки 3424 эмпирические данные представлены для

Таблица 1. Характеристики ферромагнитных материалов

Параметр	Электротехнические стали		Ферриты	Пермаллои	Аморфные сплавы				Нанокристаллические сплавы		
	3409	3424			Metglas 2605SA1	1Т-1СР	Finemet FT-3S	FT-3Н	ГМ 412В	Metglas FT-3W	5БДСР
Марка сплава	3409	3424	–	50	Metglas 2605SA1	1Т-1СР	Finemet FT-3S	FT-3Н	ГМ 412В	Metglas FT-3W	5БДСР
Индукция насыщения, $B_s$ , [Тл]	1,72	1,82	0,39–0,58	1,51	1,46	1,6	1,23	1,23	1,17	1,18	1,3
Толщина ленты, мкм	0,27	0,08–0,15	–	0,08–0,35	0,015–0,03	0,032	0,018	0,018	0,025	–	0,025
Удельное электрическое сопротивление $\rho$ , [Ом·мм <sup>2</sup> /м]	0,45–0,5	0,5	–	0,45	1,25	1,3	–	–	1,25	–	1,6
Статическая коэрцитивная сила, $H_{ст}$ , [А/м]	8–12	8–12	1	1–8	2	1–2	1,5	0,6	1,2	1	1
Начальная магнитная проницаемость $\mu_a$ нач, [Гн/м]	1500	11500	3000	3500–6000	7000–22000	4000	–	–	30000	–	–
Максимальная магнитная проницаемость $\mu_a$ max, [Гн/м]	3000	20000	20000	30000–60000	44000–120000	28000	20000–100000	5000–30000	45000	–	40000–50000
Плотность $\gamma$ , [кг/м <sup>3</sup> ]	7650	7650	4500	8200	–	7300	–	–	7400	7300	7600
Температура Кюри $T_c$ , [С°]	750	750	140	500	390	420	570	570	610	–	350

частот 400, 1000 и 3000 Гц, что исключает возможность аппроксимации с достаточной степенью точности (ГОСТ 21427.4-78 Лента стальная электротехническая холоднокатаная анизотропная).

Таким образом, для решения поставленной задачи были использованы существующие эмпирические выражения со справочными коэффициентами, в частности, для ЭТС и пермаллоев, а также имеющиеся в открытом доступе данные удельных потерь в зависимости от магнитной индукции и частоты и их аппроксимация. Помимо этого, был проведен анализ существующих выражений для расчета удельных потерь и на их основе предложено новое с применением в диапазоне частот до 100 кГц и сопоставление результатов с опытными данными заводов-изготовителей и эмпирическими выражениями для проверки ее адекватности, что представлено ниже.

Для расчета потерь мощности в магнитопроводах из электротехнической стали и пермаллоя использовано эмпирическое выражение, приведенное в [17], с коэффициентами, взятыми из [18]:

$$p_{ст} = p_0 \cdot \left(\frac{f}{f^*}\right)^\alpha \cdot \left(\frac{B_m}{B_m^*}\right)^\beta, \quad (10)$$

где  $f^* = 1000$  Гц,  $B_m^* = 0,9$  Тл и  $p_0$  – базовые значения частоты, магнитной индукции и удельных потерь при данных величинах. Результаты расчетов представлены в табл. 2.

При выборе метода расчета мощности потерь в ферромагнитных материалах, за основу были приняты аналитические выражения, представленные в [19] и [20] соответственно:

$$P = P_e + P_h = \frac{4 B_m f}{\gamma} \left( \frac{B_m f d^2 k^2}{3\rho} + H_c \right), \quad (11)$$

$$P = P_e + P_h = \frac{B_{нас}^2 \omega^2 d^2 \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_0}}}{24} + \frac{4B_{ном}^2 f H_c}{B_{нас}}. \quad (12)$$

В результате анализа, проведены преобразования и, используя (9), получено следующее выражение, с помощью которого были определены удельные потери для всех выбранных для расчета сплавов (табл. 2):

$$P = \frac{2\pi}{\gamma B_s} \left[ \frac{B_m d^2 k_\Phi^2}{3\rho} + 4k_n k \left( H_{ст} + \frac{B_m f \sqrt{f}}{\mu r} \right) \right], \quad (13)$$

где  $B_s$  – индукция насыщения, Тл;

$B_m$  – номинальная магнитная индукция, Тл;

$\rho$  – активное сопротивление сплава, Ом · м/мм<sup>2</sup>;

$d$  – толщина листов сплава, мм;

$k_\Phi$  – коэффициент формы кривой магнитной индукции;

$\mu$  – относительная магнитная проницаемость;

$r$  – коэффициент магнитной вязкости;

$\gamma$  – плотность сплава, кг/м<sup>3</sup>;

$k_n$  – коэффициент прямоугольности петли магнитного гистерезиса;

$k = 1 \dots 1,6$  – коэффициент, учитывающий нелинейную взаимосвязь между изменением магнитной индукции и коэрцитивной силы.

Отметим несколько особенностей при расчетах и использовании предлагаемого выражения (13).

1. Коэффициент  $k_n$  следует учитывать при расчетах потерь мощности для сплавов с линейной петлей

Таблица 2. Удельные потери мощности в магнитопроводах из различных магнитных материалов

f, Гц	B, Тл	3424			50Н			1СР-В		5БДСР		ГМ412В	
		Опытные данные	Эмпири-ческая зависимость	Предлагаемое выражение	Опытные данные	Эмпири-ческая зависимость	Предлагаемое выражение	Опытные данные	Предлагаемое выражение	Опытные данные	Предлагаемое выражение	Опытные данные	Предлагаемое выражение
50	0,1	–	0,02	0,01	–	0,00	0,00	–	–	–	–	–	–
	1	–	0,60	0,75	0,32	0,32	0,35	0,12	0,18	0,10	0,13	–	–
	1,5	1,2	1,16	1,70	–	0,84	0,90	0,27*	0,35*	–	–	–	–
400	0,1	0,1	0,18	0,07	–	0,06	0,02	–	–	–	–	–	–
	1	8	7,33	7,27	4,00	4,74	4,38	1,20	1,61	–	1,06	–	–
	1,5	16	14,02	16,35	–	10,24	12,66	2,27*	3,38*	–	–	–	–
1000	0,1	0,5	0,55	0,22	–	0,18	0,06	0,05	0,03	–	0,03	–	–
	1	22	22,00	21,80	15,00	14,23	14,58	4,50	4,45	–	2,91	–	0,47
	1,5	60	42,09	49,10	–	30,75	43,91	10*	9,62*	–	–	–	–
2000	0,1	0,9	1,27	0,58	–	0,41	0,12	–	0,07	–	0,05	–	0,01
	1	–	50,54	58,12	40,00	32,70	37,34	–	9,90	–	5,29	–	1,33
	1,5	–	96,70	130,80	–	70,65	115,50	–	22,0*	–	–	–	–
3000	0,1	2,1	2,07	1,09	–	0,67	0,19	–	0,10	–	0,08	0,02	0,02
	1	105	82,22	109,0	–	53,19	66,90	–	16,10	–	7,93	2,69	2,44
	1,5	230	157,3	245,2	–	114,9	209,9	–	36,45*	–	–	–	–
5000	0,1	3,95	3,81	2,54	–	1,24	0,36	0,35	0,26	–	0,13	0,06	0,05
	1	–	151,8	254,0	130,0	98,19	147,8	35,00	30,86	–	13,22	6,41	5,51
	1,5	–	290,4	572,0	–	212,2	472,2	75*	63,21*	–	–	–	–
10000	0,1	13,5	8,76	8,72	–	2,84	1,0	1,00	0,38	0,50	0,40	0,19	0,16
	1	–	348,7	872,0	–	225,6	558,2	95,00	81,60	40,00	39,67	20,82	18,34
	1,5	–	667,1	1961	–	487,4	1831	200*	198,1*	–	–	–	–
15000	0,1	–	14,25	17,10	–	4,62	2,22	–	0,59	–	0,70	0,37	0,31
	1	–	567,2	1713	–	367,0	1000	–	147,8	–	69,50	41,59	35,37
	1,5	–	1085	2758	–	792,9	3236	–	362,5*	–	–	–	–
20000	0,1	–	20,12	27,20	–	6,52	3,39	3,00	0,83	1,25	1,06	0,60	0,50
	1	–	801,0	2724	–	518,3	1707	250,0	233,2	105,0	106,0	67,65	58,79
	1,5	–	1533	6129	–	1120	5552	600*	588,3*	–	–	–	–
50000	0,1	–	60,42	132,0	–	19,59	13,97	15,00	2,40	7,00	4,63	2,86	2,47
	1	–	2405	13167	–	1556	9756	1020	924,4	530,0	463,0	321,2	290,5
	1,5	–	4602	29625	–	3363	32399	3000*	2407*	–	–	–	–
100000	0,1	–	138,8	363,0	–	45,01	57,52	23,00	5,78	20,00	15,87	9,30	8,82
	1	–	5526	36322	–	3575	49098	2100	2816	1700	1587	1044	1038
	1,5	–	10572	81724	–	7725	–	7000*	7469*	–	–	–	–

\* Значения приведены для  $B = 1,4$  Тл

магнитного гистерезиса и при значениях магнитной индукции, близких к индукции насыщения, поскольку при расчете потерь мощности на перемагничивание допускается, что площадь петли гистерезиса представляет собой прямоугольник.

2. Величина относительной магнитной проницаемости также является функцией частоты и амплитуды магнитной индукции, значения которой необходимо брать в справочниках заводов изготовителей сплавов.

Справочные данные не всегда представлены в полном объеме и часто ограничены значениями начальной и максимальной магнитной проницаемости без привязки к какому-либо значению частоты. Например, для расчета удельных потерь мощности нанокристаллического сплава 5БДСР были заимствованы частотные характеристики магнитной проницаемости сплава ГМ503И, а для 1СР-В – ГМ440В наиболее близких по представленным характеристикам [21]. Для пермалло-

ев зависимость магнитной проницаемости от частоты получена из ГОСТ 10160-75 “Сплавы прецизионные магнитно-мягкие”.

3. Кроме того, затруднительно найти величину коэффициента магнитной вязкости для конкретного сплава при расчетах динамической коэрцитивной силы. В данной работе его значение было принято постоянным и подобрано, при остальных известных параметрах, входящих в (14) и по полученным результатам удельных потерь мощности, совпавших с известными справочными значениями. Например, для сплава ГМ412В коэффициент магнитной вязкости  $r = 0,00029$ . Было также выявлено, что величина динамической коэрцитивной силы зависит от частоты нелинейно  $H_d(\sqrt{f})$ . Стоит отметить, что в [22] показан способ нахождения коэффициента магнитной вязкости, реализованный также как и в данной работе подбором, однако, он представлен не как постоянная, а как зависимость  $r(\sqrt{f})$ , при этом зависимость динамической коэрцитивной силы от частоты линейная  $H_d(f)$ .

4. Таким образом, можно выделить два метода расчета мощности удельных потерь по формуле (13): использовать справочные зависимости  $\mu(f; B)$  с подбором параметра  $\gamma$  или использовать опытные данные по измерению динамических петель гистерезиса, по которым находить значения коэрцитивной силы.

Как было отмечено, магнитная проницаемость является функцией частоты и магнитной индукции. Пример для нанокристаллического сплава ГМ412В представлен на рис. 3.

Статическая петля магнитного гистерезиса необходима для определения составляющей  $H_{ст}$ . В данной работе для этого были использованы усредненные величины из справочных данных разных заводов-изготовителей [23–25] и сопоставлены с взаимосвязью начальной относительной магнитной проницаемости и коэрцитивной силы в магнитомягких материалах, представленной в [13], поскольку в большинстве случаев предоставляются только основные кривые намагничивания, проходящие через начало координат и,

соответственно, не позволяющие определить величину статической коэрцитивной силы.

Анализ результатов, представленных в табл. 2, позволяет сделать следующие выводы.

1. Отклонения в большую сторону величин, полученных с помощью выражения (13) для электротехнической стали и пермаллоев, по сравнению со справочными эмпирическими выражениями, которые, в свою очередь, имеют погрешность в области частот ниже базовой в большую сторону, а в области частот выше базовой – в меньшую сторону относительно опытных данных (10).

2. Полученные значения меньше опытных величин для всех сплавов при значении магнитной индукции  $B = 0,1$  Тл. Это связано с тем, что зависимость коэрцитивной силы от магнитной индукции фактически носит не линейный, а экспоненциальный характер [16]. В этом можно убедиться на примере семейства петель гистерезиса для нанокристаллического сплава FT-3М, представленном на рис. 4 [26].

3. Несмотря на практически одинаковые параметры, удельные потери мощности у сплава ГМ412 меньше чем у сплава 5БДСР. Это связано с различием коэффициента формы петли магнитного гистерезиса: для сплава 5БДСР –  $k_n = 0,6$ ; для ГМ412 –  $k_n = 0,15$ . Таким образом, чем больше величина коэффициента формы петли магнитного гистерезиса, тем больше мощность потерь.

4. Применительно к выбранному для расчета удельных потерь мощности диапазону частот (50–20000 Гц), составляющая потеря на перемагничивание существенно больше, чем составляющая потеря на вихревые токи.

Поскольку основная задача данной работы состоит в сравнительной оценке потерь холостого хода при использовании различных сплавов, то полученные отклонения величин несущественны.

Потери мощности в магнитопроводе трансформатора вычисляются произведением полученных значений удельных потерь, массы магнитопровода, которая гиперболически уменьшается с ростом ча-

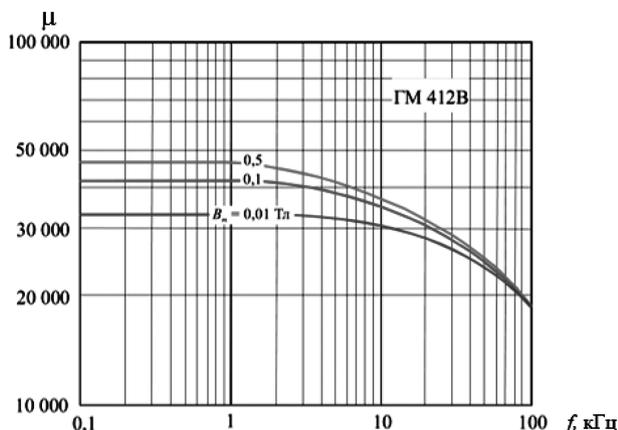


Рис. 3. Зависимость магнитной проницаемости от частоты и магнитной индукции нанокристаллического сплава ГМ412В

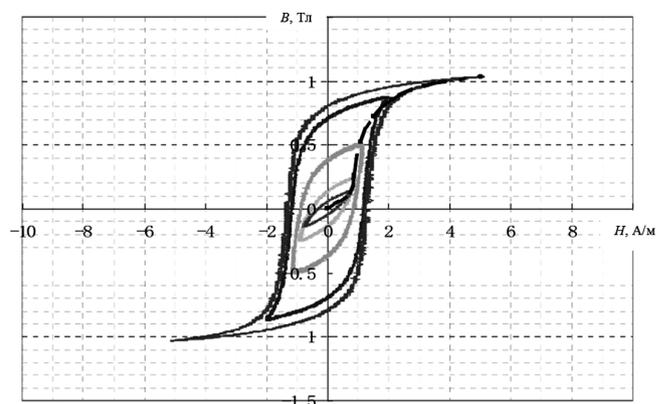


Рис. 4. Семейство петель гистерезиса для нанокристаллического сплава FT-3М

стоты и добавочного коэффициента потерь, связанного с конструктивными особенностями сердечника  $k_d = 1,05$

$$P_{xx} = p_{ct} G_{ct} k_d. \quad (14)$$

Потери холостого хода для электротехнической стали также были найдены с использованием эмпирической формулы, приведенной в [27]:

$$P_{xx} = p_1 G_{ct} B_m^n \left( \frac{f}{f^*} \right)^{1,3}, \quad (15)$$

$$n = 5,69 \cdot \lg \left( \frac{p_{1,5}}{p_{1,0}} \right). \quad (16)$$

Усредненные значения, полученные из этих выражений, представлены в табл. 2.

Значения потерь холостого хода для электротехнической стали и пермаллоев, полученные вышеизложенными способами, представлены в табл. 3.

Расчеты производились при различных значениях частот, а также магнитной индукции, поскольку выбор электрических величин взаимосвязан как с мощностью потерь трансформатора, так и с его физическими параметрами: массой магнитопровода ( $G$ ) и размерами. Выбор соотношения параметров зависит от конкретного случая. Например, применительно к высокоскоростному пассажирскому движению, за

счет применения аморфных (нанокристаллических) сплавов можно уменьшить в несколько раз вес тягового трансформатора при сохранении величины потерь мощности холостого хода.

### Литература

1. *I. J. W. Kolar, G. I. Ortiz*. Solid State Transformer Concepts in Traction and Smart Grid Applications, Swiss Federal Institute of Technology (ETH) Zurich Power Electronic Systems Laboratory, APEC 2013. 183 p.
2. *Dr. Michael Steiner, Dr. Harry Reinold*. "Medium Frequency Topology in Railway Applications", 2007.
3. *Jianghua Feng, W. Q. Chu, Zhixue Zhang, Z. Q. Zhu*. "Power Electronic Transformer Based Railway Traction Systems: Challenges and Opportunities". 2017.
4. *Chamaret Andre-Philippe, Frudier Didier*. "Evolution and future of traction transformer on rolling stocks".
5. *Holger Hoffmann and Bernhard Piepenbreier*. "High Voltage. IGBTs and Medium Frequency Transformer in DC-DC Converters for Railway Applications". SPEEDAM 2010 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2010.
6. *Deepak Ronanki, Siddhartha A. Singh, and Sheldon S.* "Williamson. Comprehensive Topological Overview of Rolling Stock Architectures and Recent Trends in Electric Railway Traction Systems".
7. *Chuanhong Zhao, Drazen Dujic, Akos Mester, Juergen K. Steinke, Michael Weiss, Silvia Lewdeni-Schmid, Toufann Chaudhuri, Philippe Stefanutti*. "Power Electronic Traction Transformer – Medium Voltage Prototype", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 61, NO. 7, JULY 2014.
8. *Д. П. Брускин*. Электрические машины и микромашины: Учеб. Для вузов. – М.: Высшая школа, 1981. – 432 с.
9. *А. И. Кадочников, Ю. Н. Стародубцев, В. П. Малюк*. Динамические кривые перемагничивания тороидального магнитопровода из аморфного сплава Co68Fe4Cr4Si13B11 в диапазоне частот 50–10000 Гц. – Электричество, 2005. № 1 С. 71–76.
10. *В. Я. Белозеров, Ю. Н. Стародубцев*. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. – Екатеринбург: Издательство Уральского университета, 2002. – 384 с.
11. *В. С. Сорокин, Б. Л. Антипов, Н. П. Лазарев*. Материалы и элементы электронной техники: Учебник. – Т.2. – 2-е изд., испр. – СПб.: Издательство "Лань", 2016. – 384 с.
12. *И. В. Еремин, А. И. Тихонов, Г. В. Попов*. Проектирование силовых трансформаторов с сердечником из аморфной стали. ФГБОУВ-ПО "Ивановский государственный энергетический университет имени В. И. Ленина". – Иваново, 2013. – 100 с.
13. *Юрий Стародубцев, Владимир Белозеров*. Нанокристаллические и магнитомягкие материалы. – Компоненты и технологии, 2007, № 4 Новосибирский государственный технический университет. С 240.
14. Amorphous Metal Distribution Transformers, Metglas, Inc Booklet, 2016.
15. Лента быстрозакаленная из магнитомягких аморфных сплавов и магнитомягкого композиционного материала (нанокристаллического сплава), Технические условия ТУ-14-223-149-2009, ОАО "АМЗ".
16. Магнитопроводы ленточные с нормированным уровнем потерь на перемагничивание, Технические условия ТУ-14-223-233-2012, ОАО "АМЗ".

Таблица 3. Расчет потерь мощности  $P_{xx}$  тягового трансформатора мощностью 2500 кВт с магнитопроводом из различных сплавов

f, Гц	B, Тл	G, кг	$P_{xx}$ , Вт			
			3424	50Н	1СРВ	5БДСР
			$B_{нас} = 1,82$ Тл	$B_{нас} = 1,51$ Тл	$B_{нас} = 1,6$ Тл	$B_{нас} = 1,3$ Тл
50	0,1	–	–	–	–	–
	1	4598	3449	1609	782	552
	1,5	2571	4371	2314	1028	–
400	0,1	–	–	–	–	–
	1	1047	7612	4586	1675	1110
	1,5	594	9712	6083	2138	–
1000	0,1	–	–	–	–	–
	1	552	12034	8048	2456	1606
	1,5	316	15484	13904	3318	–
5000	0,1	4598	11679	1655	1195	230
	1	183,5	46602	26975	5689	971
	1,5	107	61204	50504	7383	–
10000	0,1	2797	24390	5594	1678	1259
	1	115,4	99542	64170	9415	4616
	1,5	67,6	128440	123775	14872	–
15000	0,1	2094	35600	7329	2095	1571
	1	88,2	–	–	14172	6174
	1,5	52	–	–	19083	–
20000	0,1	1708	–	8882	3416	2050
	1	73	–	–	17520	7738
	1,5	43	–	–	27950	–

17. *Хлаинг Мин У.* Исследование эффективности использования промежуточного высокочастотного преобразователя при построении статических преобразователей и систем на их основе: дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – М., 2009. 240 с.
18. *А. Н. Горский, Ю. С. Русин, Н. Р. Иванов, Л. А. Сергеева.* Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания. – М.: Радио и связь, 1988. – 176 с.
19. *И. А. Тимофеев.* Удельные потери в ферромагнетике. – Современные проблемы науки и образования, 2007. № 6 (часть 1). С. 136–142.
20. *Paul McCloskey, Santosh Kulkarni, Ansar Masood, Cian O'Mathuna.* Thin Amorphous Core Material for Power Applications Integrated Magnetics. APEC 2017 Industry Session - High Frequency Magnetics: Transforming the Black Magic to Engineering Micro-Nano Systems Center, Tyndall National Institute, Cork, Ireland (<https://www.pdma.com/sites/default/files/uploads/tech-forums-magnetics/presentations/is13-thin-amorphous-core-material-power-applications.pdf>).
21. Производство материалов и компонентов из аморфных и нанокристаллических сплавов для силовой электроники и приборостроения. – Екатеринбург: НПП “Гаммамет”, 2013. – 51 с.
22. *А. И. Кадочников.* Динамические петли магнитного гистерезиса. – Российская акад. наук, Уральское отделение. - Екатеринбург: [б. и.], 2007. – 287 с.
23. Nanocrystalline soft magnetic material, FINEMET, Hitachi Metals Ltd, 2016. (<https://www.hitachi-metals.co.jp/products/elec/tel/pdf/hl-fm9-h.pdf>).
24. High Performance nanocrystalline foil FT - 3W, Metglas Datasheet ([https://metglas.com/wp-content/uploads/2016/12/FT-3W-Datasheet-Nov\\_2015.pdf](https://metglas.com/wp-content/uploads/2016/12/FT-3W-Datasheet-Nov_2015.pdf)).
25. Metglas® 2605SA1 and Metglas® 2605HB1M transformer core alloys, Datasheet: Metglas Inc ([http://www.hilltech.com/pdf/Hitachi/Datasheets/Magnetic\\_Alloy\\_2605SA1.pdf](http://www.hilltech.com/pdf/Hitachi/Datasheets/Magnetic_Alloy_2605SA1.pdf)).
26. Wei Shen. Design of High-density Transformers for High-frequency High-power Converters. Dissertation submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering, 2006.
27. А. А. Иванов Основы теории электрических и магнитных цепей. – Киев: “Наукова думка”, 1966. – 358 с.

**Ананьев Евгений Германович**, аспирант кафедры «Электропоезда и локомотивы» ФГАОУ «Российский университет транспорта» (РУТ(МИИТ)), e-mail: [Evgeniy.ananев.95@mail.ru](mailto:Evgeniy.ananев.95@mail.ru).

В. Ю. Евсеев, А. Н. Савоськин, К. С. Перфильев

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В КОЛЛЕКТОРНОМ ТЯГОВОМ ПРИВОДЕ ТЕПЛОВОЗА ПРИ ПИТАНИИ ОТ СИЛОВОГО ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

V. Yu. Evseev, A. N. Savoskin,  
K. S. Perfiljev

Рассмотрены преимущества, структура и принцип работы транзисторного преобразователя для тепловозов с коллекторными тяговыми двигателями. Приведена функциональная структура системы автоматического управления преобразователем для режима тяги, а также математическая модель привода, использованная для выполнения расчетов. Приведены результаты математического моделирования работы тягового привода в стационарных и динамических режимах. Рассмотрены электромагнитные и электромеханические процессы, происходящие в тяговом приводе при полном возбуждении, а также при усилении и ослаблении возбуждения. Сделаны выводы о работоспособности предложенной системы автоматического управления тяговым полупроводниковым преобразователем и рассматриваемого решения в целом.

**Ключевые слова:** коллекторный тяговый двигатель, транзисторный преобразователь, тяговый привод, математическая модель, система автоматического управления, моделирование; MATLAB Simulink.

Electromagnetic Processes in Diesel-Powered Locomotive Collector Traction Drive When Powered from Power Semiconductor Converter

The article considered the advantages, structure and operation principle of a transistor converter for diesel-powered locomotives with collector traction motors. It adduces the functional structure of a converter automatic control system for the traction mode, as well as mathematical model of the drive, used for computations. The results of the traction drive mathematical modeling in stationary and dynamic modes are presented. The authors consider electromagnetic and electromechanical processes occurring in the traction drive at full excitation as well as at both excitation intensification and mitigation. Inferences were drawn on the operability of both proposed semiconductor converter automatic control system and the the solution being considered in total.

**Key words:** collector traction motor, transistor converter, traction drive, mathematical model, automatic control system, simulation; MATLAB Simulink.

В настоящее время для улучшения энергетических показателей подвижного состава в стационарных и динамических режимах в тяговом электроприводе находят все большее применение системы с импульсным регулированием, в том числе на основе IGBT-транзисторов [1, 2]. Предлагаемое решение (рис. 1) [3–5] по использованию тягового многоканального преобразователя на IGBT-транзисторах содержит для одной оси фильтровый конденсатор С и четыре транзистора VT1–VT4 с обратными диодами VD1–VD4.

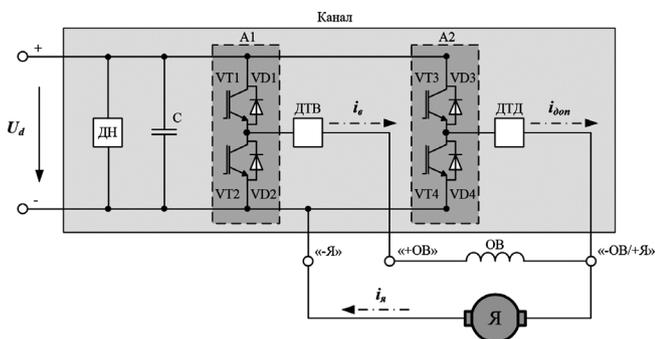


Рис. 1. Структурная схема канала тягового преобразователя: А1, А2 – IGBT-модули; ДН – датчик напряжения; ДТВ, ДТД – датчики тока возбуждения и дополнительного тока; ОВ – обмотка возбуждения ТЭД; Я – якорь ТЭД; С – фильтровый конденсатор; VT1–VT4 – IGBT-транзисторы; VD1–VD4 – обратные диоды

Напряжение в звено постоянного тока преобразователя  $U_d$  поступает с неуправляемого выпрямителя, подключенного к тяговому генератору (на рис. 1 не показан).

В тяговом режиме через транзистор VT1, работающий в импульсном режиме, напряжение поступает на обмотку возбуждения ОВ ТЭД, которая подключена последовательно с якорем, остальные транзисторы при этом закрыты. Ослабление возбуждения ТЭД в режиме тяги осуществляется плавно при помощи транзистора VT3, также работающего в импульсном режиме. Аналогично усилить возбуждение можно при помощи транзистора VT4. Транзистор VT2 предназначен для регулирования тока якоря в режиме электрического тормоза, и в данной статье его работа не рассматривается.

Применение такого преобразователя позволяет повысить потребительские качества тепловозов с коллекторными ТЭД и создает следующие преимущества:

- упрощение и повышение надежности электрической схемы локомотива;
- плавное управление возбуждением ТЭД и обеспечение возможности его работы в режиме, близком к независимому возбуждению, что увеличивает жесткость механической характеристики;
- обеспечение работы ТЭД в режиме реостатного торможения с последовательным возбуждением двига-

телей и поосным управлением тормозной силой вплоть до скорости, близкой к нулю;

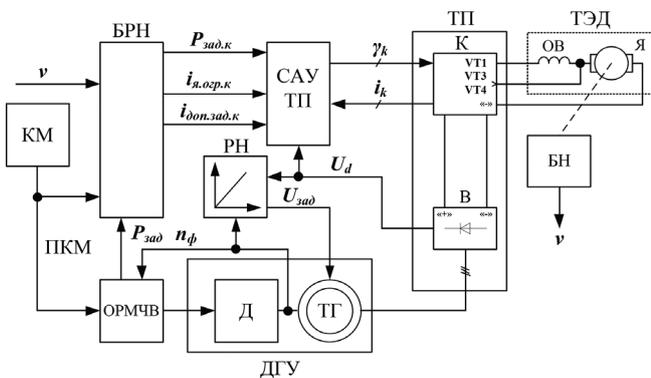
– приближение тяговой и тормозной характеристик к локомотивам с асинхронными ТЭД;

– снижение расходов на техническое обслуживание локомотива, а также эксплуатационных расходов на топливо за счет более высокого КПД электропередачи в целом.

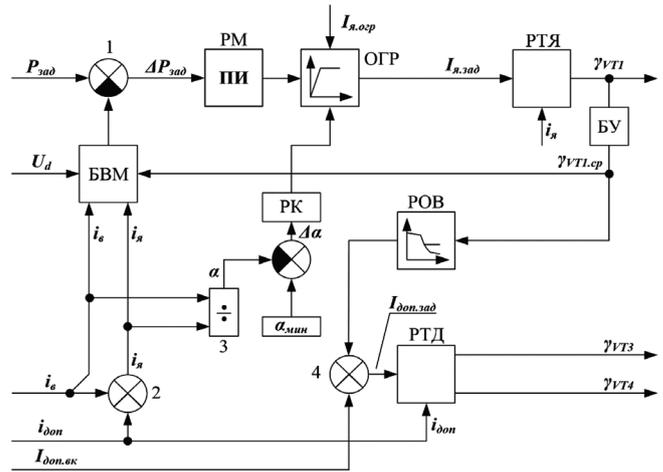
Структурная схема тягового привода применительно к одной оси с системой автоматического управления показана на рис. 2 и в качестве задающего элемента содержит традиционный контроллер машиниста КМ. При использовании на перспективных локомотивах в качестве задающего устройства могут выступать и КМ, и система автоведения поезда, задающие скорость движения  $v$ .

С выхода КМ сигнал текущей позиции контроллера машиниста (ПКМ) поступает на объединенный регулятор мощности и частоты вращения (ОРМЧВ), задачей которого является формирование оптимальных характеристик дизеля в зависимости от мощности нагрузки и частоты вращения коленчатого вала [6, 7]. ОРМЧВ воздействует на дизель-генераторную установку ДГУ. По сигналу фактической частоты вращения коленчатого вала дизеля  $n_{\phi}$  внутри ОРМЧВ формируется сигнал заданной мощности  $P_{зад}$ , который поступает в блок распределения нагрузок БРН. На выходе БРН для каждого канала К тягового преобразователя ТП формируются сигналы заданной мощности  $P_{зад,к}$ , ограничения тока якоря  $i_{я,огр,к}$  и дополнительно тока  $i_{доп,зад,к}$  для реализации режима независимого возбуждения. Указанные сигналы поступают на блок САУ ТП, на выходе которого формируются сигналы управления  $\gamma_k$  силовыми IGB-транзисторами.

Рассмотрим подробнее работу блока САУ ТП для режима тяги (рис. 3). Входным сигналом для нее является заданная мощность  $P_{зад}$ , поступающая от внешнего контура управления на сумматор 1, где из



**Рис. 2. Структурная схема модели тягового привода:**  
 БН – блок нагрузки; БРН – блок распределения нагрузок; В – выпрямитель; Д – дизель; ДГУ – дизель-генераторная установка; К – канал тягового преобразователя; КМ – контроллер машиниста; ОРМЧВ – объединенный регулятор мощности и частоты вращения; РН – регулятор напряжения; САУ ТП – система автоматического управления тяговым преобразователем; ТГ – тяговый генератор; ТП – тяговый преобразователь



**Рис. 3. Структурно-функциональная схема системы автоматического управления тяговым преобразователем:**  
 БВМ – блок вычисления мощности; БУ – блок усреднения; ОГР – ограничитель; РК – регулятор коэффициента ослабления возбуждения; РМ – пропорционально-интегральный регулятор мощности; РОВ – регулятор ослабления возбуждения; РТД – регулятор дополнительно тока; РТЯ – регулятор тока якоря

него вычитается измеренное значение мощности  $P_{изм}$  на выходе тягового преобразователя, рассчитываемое в блоке вычисления мощности БВМ.

Разность  $\Delta P_{зад}$  поступает на вход регулятора мощности РМ. Заданный ток якоря с выхода регулятора РМ поступает на вход блока ограничения ОГР, где ограничивается на уровне сигнала  $I_{я,огр}$ , также формируемого внешним контуром управления для ограничения касательной силы тяги локомотива.

С выхода блока ОГР сигнал заданного тока якоря  $I_{я,зад}$  поступает на вход регулятора тока якоря РТЯ, как и измеренное значение этого тока  $i_{я}$ . Выходом РТЯ является сигнал управления  $\gamma_{VT1}$  транзистором VT1 тягового преобразователя (рис. 1). Среднее значение  $\gamma_{VT1,ср}$  коэффициента заполнения сигнала управления транзистором VT1 поступает на вход регулятора ослабления возбуждения РОВ. Выходом РОВ является задание на величину дополнительного тока, которое затем складывается в сумматоре 4 со значением дополнительно тока  $I_{доп,вк}$ , формируемым внешним контуром. Сигнал заданного дополнительно тока  $I_{доп,зад}$  поступает на вход регулятора дополнительно тока РТД, как и измеренное значение этого тока  $I_{доп}$ . Выходом РТД являются сигналы управления  $\gamma_{VT3}$  и  $\gamma_{VT4}$  транзисторами VT3 и VT4 тягового преобразователя (рис. 1).

Для управления токами ТЭД используются релейные регуляторы, выполненные на базе гистерезисных компараторов, широко используемых в инверторах напряжения [8, 9] и относящихся к классу предиктивных регуляторов. Применение таких регуляторов стало возможным с развитием микропроцессорной техники и широким внедрением *DSP* (*Digital Signal Processor* – цифровой сигнальный процессор).

Для проверки работы предлагаемых решений в среде *MATLAB Simulink* разработана математическая модель тягового привода (рис. 4).



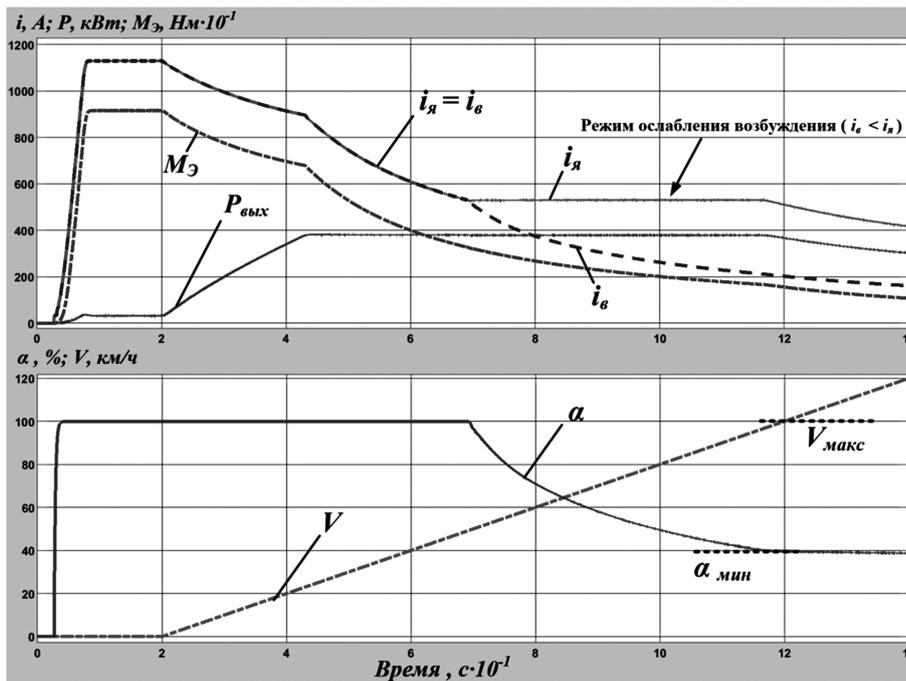


Рис. 6. Результаты моделирования работы САУ ТП при разгоне тепловоза до максимальной скорости движения:  $i_a, i_e$  – токи якоря и возбуждения ТЭД;  $P_{вых}$  – мощность на выходе преобразователя;  $M_э$  – электромагнитный момент ТЭД;  $v$  – скорость движения;  $\alpha$  – коэффициент ослабления возбуждения

1130 А. В этом режиме выходная мощность  $P_{вых} = 35$  кВт и определяется только потерями в двигателе. Электромагнитный момент тягового двигателя  $M_э = 9130$  Нм, что коррелируется с моментом на валу ТЭД, равным 9270 Нм при токе якоря 1130 А.

Далее (интервал времени  $20 < t < 45$  с) скорость движения  $v$  начинает линейно нарастать. Мощность на выходе преобразователя  $P_{вых}$  увеличивается, а ток якоря уменьшается в соответствии с ограничением по сцеплению. В момент времени  $t = 45$  с выходная мощность  $P_{вых}$  достигает заданного значения 380 кВт. С этого момента реализуется режим постоянства мощности  $P_{вых} = const$ , напряжение на двигателе увеличивается, его ток уменьшается (интервал времени  $45 < t < 70$  с). В момент времени  $t = 70$  с начинается процесс ослабления возбуждения. Коэффициент ослабления возбуждения  $\alpha$  уменьшается и достигает своего минимального значения ( $\alpha_{мин} = 40\%$ ) в момент времени  $t = 120$  с, когда и скорость движения  $v$  также достигает максимального эксплуатационного значения ( $v_{макс} = 100$  км/ч), что говорит о правильности выбора параметров элементов тяговой передачи, а также об адекватности используемой математической модели.

При дальнейшем увеличении скорости движения (интервал времени  $120 < t < 140$  с) коэффициент ослабления возбуждения сохраняется на минимальном уровне за счет работы регулятора коэффициента ослабления возбуждения (РК на рис. 3), в результате чего происходит снижение тока якоря  $i_a$  и выходной мощности преобразователя  $P_{вых}$ .

Как видно из рис. 6, разработанная САУ ТП обеспечивает поддержание выходной мощности  $P_{вых}$

на заданном уровне в диапазоне скоростей движения от точки выхода на полную мощность  $\approx 23,5$  км/ч до максимальной 100 км/ч.

На основе данных рис. 6 построена зависимость электромагнитной силы тяги от скорости  $F_{кэ}(v)$  (рис. 7). Полученная характеристика  $F_{кэ}(v)$ , в отличие от существующих тяговых характеристик тепловозов, не имеет разрывов на участке постоянства мощности, что обусловлено плавным уменьшением возбуждения.

Режим усиления возбуждения (рис. 8), обеспечиваемый тяговым преобразователем, может быть использован для повышения жесткости тяговой характеристики при движении с поездами большой массы на участках с тяжелым профилем, а также при боксовании и юзе.

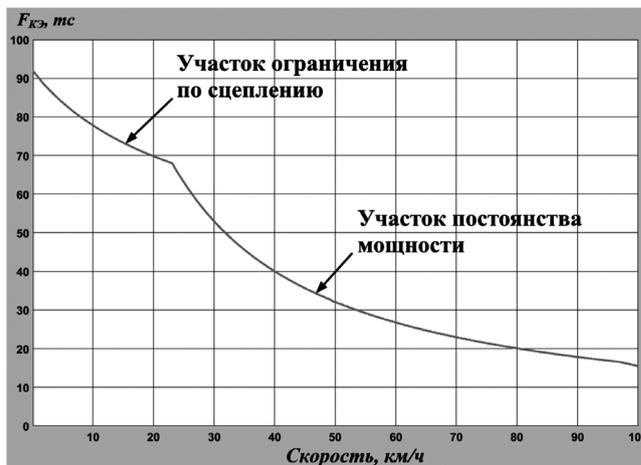


Рис. 7. Зависимость электромагнитной силы тяги от скорости

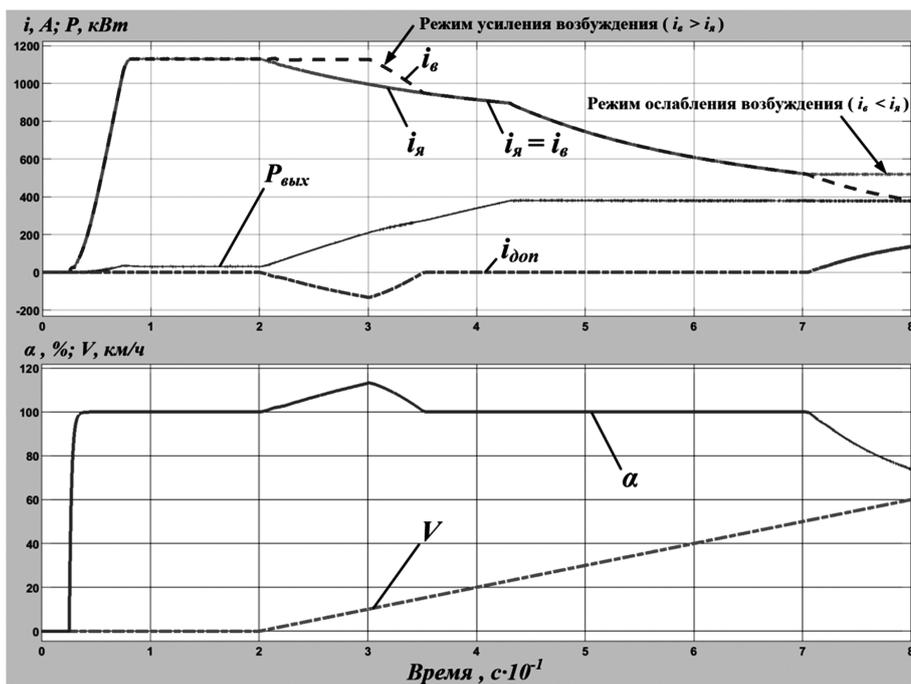


Рис. 8. Режимы усиления и ослабления возбуждения

В процессе трогания (интервал времени  $20 < t < 30$  с на рис. 8) ток возбуждения  $i_b$  поддерживается на постоянном уровне независимо от тока якоря. Это обеспечивается внешним контуром управления путем задания величины  $I_{доп.вк}$  (рис. 3). Затем на интервале времени  $30 < t < 35$  с происходит плавный возврат на характеристику последовательного возбуждения. Дальнейшее движение аналогично рис. 6.

Рассмотрим результаты моделирования работы САУ ТП на различных позициях контроллера машиниста при скорости движения 25 км/ч на полном возбуждении. На рис. 9 и далее используются следующие обозначения:  $P_{зад}$  – заданная мощность на выходе преобразователя;  $U_d$  – напряжение в звене постоянного тока преобразователя;  $n$  – частота вращения коленчатого вала дизеля.

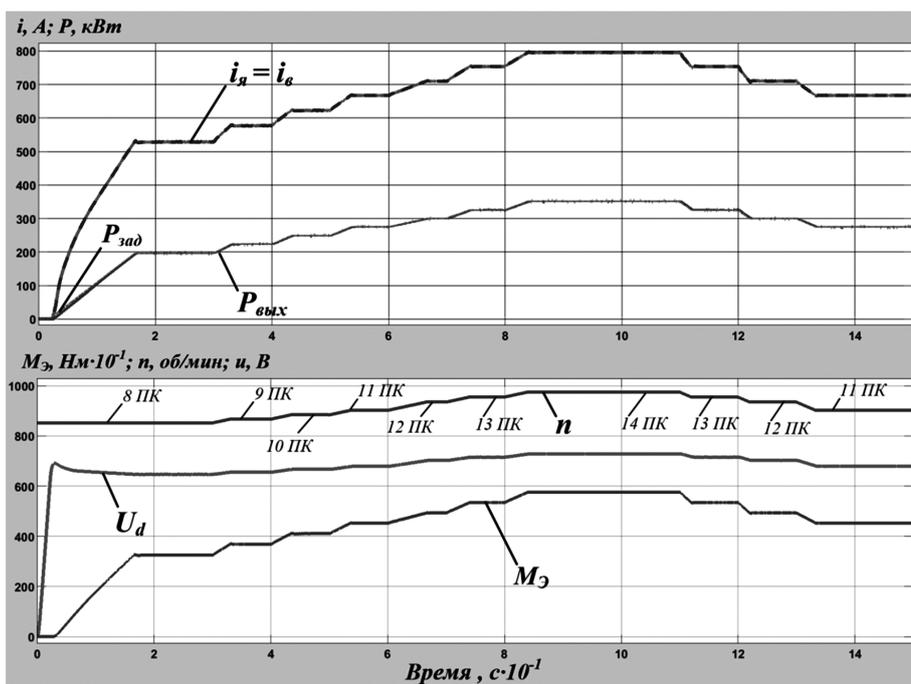


Рис. 9. Результаты моделирования работы САУ ТП на различных ПКМ при скорости 25 км/ч

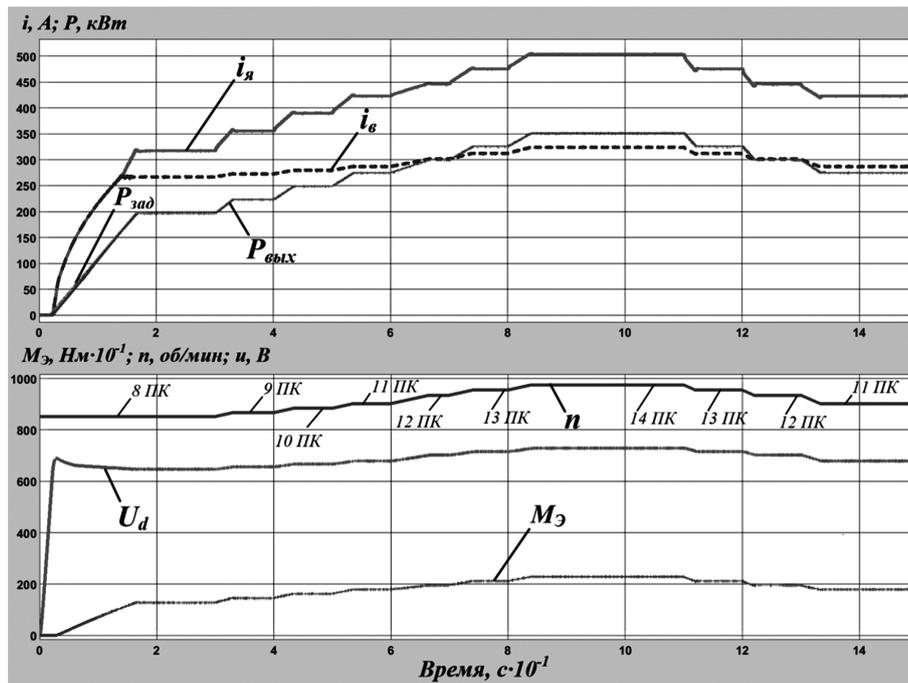


Рис. 10. Результаты моделирования работы САУ ТП на различных ПКМ при скорости 65 км/ч

На интервале времени  $0 < t < 30$  с происходит плавное увеличение и поддержание выходной мощности преобразователя  $P_{\text{вых}}$  от нуля до значения, заданного для 8-й ПКМ ( $P_{\text{зад}}$ ). Затем выполняется постепенный набор позиций с 8-й по 14-ю (интервал времени  $30 < t < 85$  с). При этом происходит увеличение частоты вращения коленчатого вала дизеля  $n$ , напряжения в звене постоянного тока  $U_d$  и заданной мощности для канала преобразователя  $P_{\text{зад}}$ . Реализованная мощность  $P_{\text{вых}}$  также увеличивается в соответствии с заданием.

На интервале времени  $110 < t < 130$  с происходит сброс ПКМ с 14-й до 11-й. Регулятор мощности при этом также обеспечивает изменение выходной мощности в соответствии с заданием.

Результаты моделирования работы САУ ТП на различных ПКМ при скорости движения 65 км/ч приведены на рис. 10. В этом режиме тяговый привод автоматически переходит в режим ослабления возбуждения (момент времени  $t = 12$  с), а регулятор мощности также обеспечивает соответствие реализованной мощности заданной.

### Выводы

1. Применение предлагаемого транзисторного преобразователя в силовой электрической схеме позволяет обеспечить плавное непрерывное управление тяговым электроприводом тепловоза с коллекторными ТЭД, повысить его тяговые свойства, энергоэффективность и сократить стоимость жизненного цикла.

2. Разработанная система автоматического управления тепловозом и, в частности, тяговым преобразователем обеспечивает работу привода в режиме тяги

и реализацию заданной мощности преобразователя в допустимом диапазоне скоростей движения.

3. Система управления автоматически реализует ограничение тока ТЭД при трогании, плавное ослабление или усиление возбуждения и ограничение коэффициента ослабления возбуждения на заданном уровне.

### Литература

1. Рязанов Ю. В., Хохлов К. Л., Изварин М. Ю., Волов А. В. Концепция импульсного регулирования в качестве альтернативы реостатному пуску электропоездов постоянного тока. Материалы VIII междунар. симпозиума «Элтранс-2015» (СПб., 7–9 окт. 2015 г.). С. 380–385.
2. Мазнев А. С., Бороненко Ю. П., Воробьев А. А., Киселев А. А. Структура и принципы управления многорежимным полупроводниковым преобразователем электропоезда постоянного тока. – Электротехника. 2020. № 2. С. 25–30.
3. Клименко Ю. И., Перфильев К. С., Евсеев В. Ю., Чупин Я. В. Совершенствование тягового привода тепловозов с коллекторными двигателями. Материалы VI междунар. научно-техн. конф. «Локомотивы. Электрический транспорт XXI век» (СПб., 13–15 нояб. 2018 г.). Т. 2. С. 24–33.
4. Бабков Ю. В., Перфильев К. С., Евсеев В. Ю., Грачев В. В., Курилкин Д. Н. Модернизация электропривода тепловозов и электропоездов с тяговыми электродвигателями постоянного тока. Материалы III междунар. научно-практ. конф. «Перспективы развития сервисного обслуживания локомотивов». – М.: ООО «ЛокоТех», 2018. С. 114–120.
5. Клименко Ю. И., Перфильев К. С., Евсеев В. Ю., Чупин Я. В. Усовершенствованный тяговый привод тепловозов с коллекторными двигателями. – Локомотив. 2019. № 3. С. 18–20.

6. Колесник И. К., Кузнецов Т. Ф., Липовка В. И., Марченко В. С., Милованов Ю. М., Михневич Г. А. Электропередачи тепловозов на переменном-постоянном токе. – М.: Транспорт, 1978. 149 с.
7. Андрищенко А. А., Бабков Ю. В., Зарифьян А. А. и др. Асинхронный тяговый привод локомотивов: учеб. пособие; под ред. Зарифьяна А. А. – М.: ФГБОУ “Учебно-метод. центр по образованию на ж.-д. трансп.”, 2013. 413 с.
8. Rodriguez J., Pontt J., Silva C.A., Correa P., Lezana P., Cortés P., Ammann U. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2007. Vol. 54, No. 1. P. 495–503.
9. Альтшуллер М. И., Лазарев С. А., Иванчин И. И. Релейное регулирование тока в высоковольтном электроприводе. – Известия ТулГУ. Технические науки. Вып. 3: в 5 ч. Ч. 2. Тула: Изд-во ТулГУ, 2010. С. 3–11.
10. Евсеев В. Ю., Савоськин А.Н. Математическая модель коллекторного тягового двигателя с отдельным учетом вихревых токов главных и добавочных полюсов. – Электротехника. 2020. № 9. С. 32–38.
11. Евсеев В. Ю., Перфильев К. С. Математическая модель тягового двигателя постоянного тока для электроприводов с импульсным регулированием. – Вестник ВНИКТИ. 2018. № 101. С. 67–72.

**Евсеев Вячеслав Юрьевич**, аспирант кафедры электропоездов и локомотивов ФГАОУ ВО “РУТ” (МИИТ), заведующий сектором АО “ВНИКТИ”. тел.: +7(496) 918-82-48, доб. 15-67; +7(916) 448-2527, e mail: evseev@vnikti.com;

**Савоськин Анатолий Николаевич**, д. т. н., профессор, профессор кафедры электропоездов и локомотивов ФГАОУ ВО “РУТ” (МИИТ), тел.: +7(903) 278-42-50, e mail: elmechtrans@mail.ru;

**Перфильев Константин Степанович**, к. т. н., заведующий отделом тяговых и вспомогательных статических преобразователей АО “ВНИКТИ”, тел.: +7 (496)918-82-48, доб. 11-37; +7 (916)440-25-04, e-mail: perfiliev@vnikti.com.

С. Г. Свиридов

# РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ПУСКА ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОДВИЖЕНИЯ СУДНА

S. G. Sviridov

High-Voltage Electric Motor Start-up System Developing for Vessels' Electric Propulsion Systems

Представлена классификация систем электроустановок гребного типа. Рассмотрено устройство современных преобразователей с автономным инвертором тока (напряжения). Представлено описание их устройства. Отмечена проблема пуска синхронных двигателей, как наиболее распространённого типа двигателя на установках данного вида. Разработана двухтрансформаторная схема, позволяющая уменьшить стоимость системы за счёт использования низковольтной инверторной ячейки. Приведены преимущества двухтрансформаторной схемы. Представлено описание возможности ее реализации. Проведено моделирование разработанной системы электропривода в Matlab Simulink. Проведен сравнительный анализ системы с промежуточными трансформаторами и без них. Получены переходный процесс скорости при частотном регулировании системы с промежуточными трансформаторами и график скорости при пуске двигателя за счёт использования высоковольтной инверторной ячейки преобразователя частоты.

**Ключевые слова:** синхронный двигатель, преобразователь частоты, трансформаторы, электроустановки гребного типа, ток, скорость.

The article presents classification of propulsion type electric installations. It considers the structure of the state-of-the-art converters with the off-line current (voltage) inverter and presents the description of their schematics. The problem of synchronous motors start-up as the most popular motor type for such type of installations was noted. The two-transformer circuit allowing the system cost reduction due to the low-voltage inverter cell application was developed. The article adduces the advantages of the two-transformer circuit, and presents description of its realization possibility. The developed electric drive system simulation was performed in MATLAB Simulink. Comparative analysis of the systems with the intermediary transformers and without them was performed. Speed transient while frequency control of the system with intermediary transformers and a plot of speed while the motor start-up with application of the frequency converter high-voltage cell were obtained.

**Key words:** induction motor, frequency converter, transformers, propulsion type electrical installations, current, speed.

В процессе проектирования судов все их системы электродвижения проходят соответствие требованиям, которые предъявляются РМГС (Российский морской регистр судоходства). Поэтому уже на начальном этапе необходимо определить структуру электроустановки гребного типа (ГЭУ) (рис. 1) [1].

Из приведенной структуры следует, что актуальным направлением использования систем управления электродвигателями переменного тока, как

наиболее популярными [2–4], является использование инверторов напряжения или тока. Однако, при этом, актуальным остается вопрос о необходимости использования инверторов в высоковольтных электродвигателях. По причине их высокой стоимости стоит вопрос поиска схем, которые позволяли бы использовать низковольтную инверторную ячейку, что позволило бы снизить стоимость всей системы электропривода.

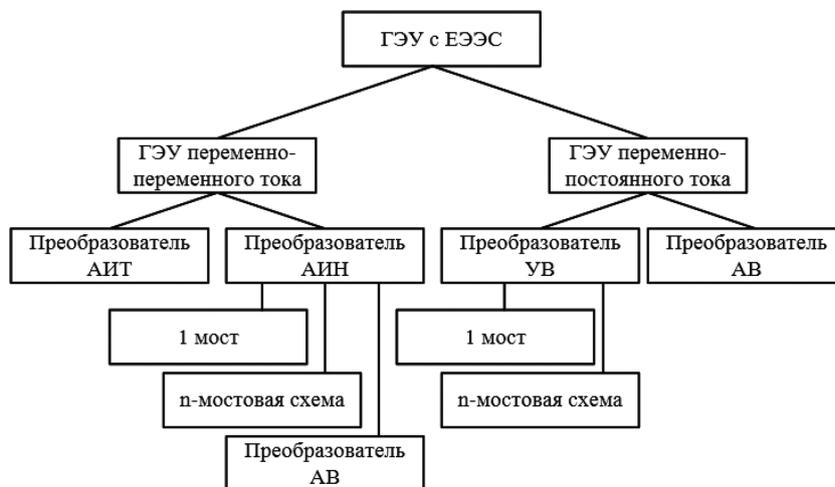


Рис. 1. Структура преобразователей, используемых в системах электродвижения судов

Достаточно актуальным направлением является использование повышающего и понижающего трансформатора в системе пуска высоковольтных электродвигателей [5]. Необходимость подобной схемы вызвана тем, что высокая стоимость высоковольтных преобразователей частоты приводит к поиску решения подобной проблемы [6]. В работе [7] предлагается решить задачу возможности плавного пуска высоковольтного двигателя за счет использования двухтрансформаторной схемы.

Преимущества двухтрансформаторной схемы заключаются в следующем:

- сравнительно низкая стоимость (по сравнению с высоковольтными ПЧ);
- возможность расположения элементов системы на расстоянии друг от друга (трансформаторов от ПЧ);
- гальваническая развязка;
- предельная гибкость в выборе напряжения питания двигателя.

Цель исследования – разработка системы пуска высоковольтного электродвигателя для систем электропривода судна. Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- разработать схему пуска высоковольтного электродвигателя, позволяющую уменьшить стоимость системы;
- проанализировать реакцию промежуточных трансформаторов на форму сигнала сети и возможность использования низковольтной инверторной ячейки;
- сделать выводы о возможности применения двухтрансформаторной схемы с целью снижения влияния высших гармоник на двигатель.

Для достижения первой из поставленных целей была разработана двухтрансформаторная схема пуска высоковольтного электродвигателя, состоящая из низковольтного ПЧ, понижающего трансформатора (Тр1) и повышающего трансформатора (Тр 2), представленная на рис. 2 [8].

Для проверки влияния промежуточных трансформаторов на форму сигнала был проведен опыт, в ходе которого система была запущена при использовании Тр1 и Тр2, а так же без них. Графики токов представлены на рисунке 3.

Применение двухтрансформаторной схемы позволяет снизить воздействие высших гармоник на двигатель. Однако появляется другой недостаток, связанный с перенапряжениями, который может быть устранен с помощью применения синус-фильтра. Отрицательной стороной использования промежуточных

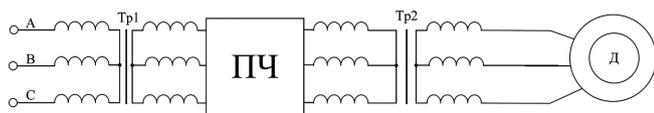


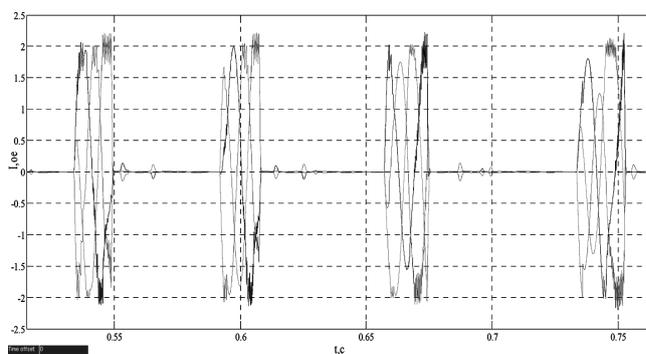
Рис. 2. Схема исследуемой системы плавного пуска высоковольтного двигателя

трансформаторов является значительное увеличение потерь, что может быть подтверждено графиком, приведенным на рис. 4.

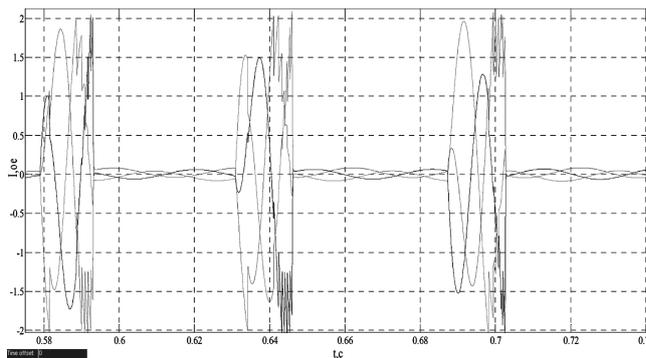
Графики скорости, полученные без промежуточных трансформаторов и с ними представлены на рис. 5.

Помимо этого, проведен анализ скоростных характеристик синхронного двигателя в процессе его пуска. Основные показатели переходных процессов скорости приведены в табл. 1.

Опираясь на качественный анализ параметров переходного процесса угловой скорости при векторно-импульсном пуске синхронного двигателя, можно заключить, что в системе с промежуточными трансформаторами время регулирования увеличилось на 0,7 с (31,8%), перерегулирование возросло на 1,98%, время



а



б

Рис. 3. Токи (в относительных единицах) в системе без промежуточных (а) и с промежуточными (б) трансформаторами

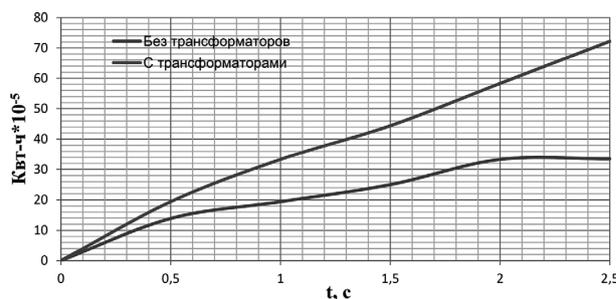
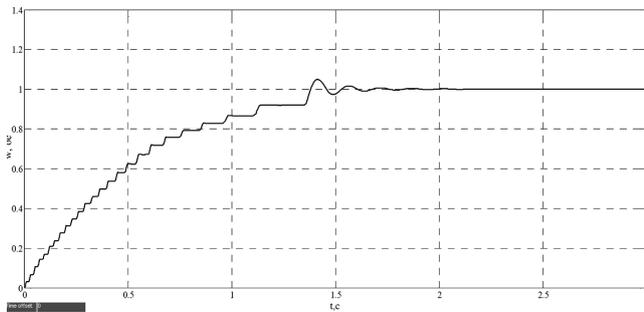


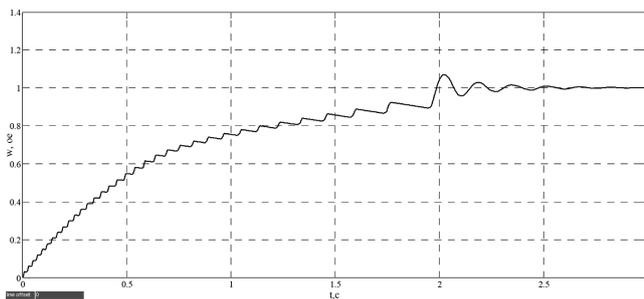
Рис. 4. Потери, вызванные использованием промежуточных трансформаторов в системе пуска

Таблица 1. Качественные показатели переходного процесса скорости

Параметр	Без промежуточных трансформаторов	С промежуточными трансформаторами
Время регулирования, $t_{\text{рег}}$ , с	1,5	2,2
Перерегулирование $\sigma$ , %	4,96	6,94
Время достижения максимума, $t_{\text{max}}$ , с	1,41	2,02
Время нарастания, $t_{\text{н}}$ , с	1,38	1,99



а



б

Рис. 5. Осциллограмма угловой скорости (в относительных единицах) синхронного двигателя при векторно-импульсном пуске без промежуточных трансформаторов (а), с промежуточными трансформаторами (б)

достижении максимума и нарастания увеличились на 0,61 с (30,3%).

В результате, возможность использования промежуточных трансформаторов приводит к экономической выгоде, за счет использования низковольтного преобразователя частоты и снижению влияния высших гармоник. Отрицательной стороной применения по-

добной системы плавного пуска является возрастание потерь.

## Литература

1. Умаров Д. В. Обеспечение электромагнитной совместимости электроприёмников в энергетических системах судов с электродвижением на этапе проектирования. — Электротехнические комплексы и системы. 2019, № 3. С. 36–48.
2. Вершинин В. И., Махонин С. В., Паршиков В. А., Хомяк В. А. Судовые энергетические установки и электроэнергетика. — Труды Крыловского государственного научного центра. 2019, Т. 1, № 387. С. 107–121.
3. Плотников М. П. Подход к расчету высших гармоник и системное прогнозирование в электроэнергетике. Технические науки — от теории к практике: сб. ст. по матер. IV междунар. науч.-практ. конф. — Новосибирск: СибАК, 2011.
4. М. В. Вечеркин, М. Ю. Петушков, А. С. Сарваров. Возможности трансформаторно-тиристорной структуры как пускового устройства высоковольтных асинхронных двигателей. — Вестник ИГЭУ, 2013, № 1. С. 88–92.
5. С. Н. Басков, К. В. Лицин, И. А. Хайлова. Определение потерь в промежуточном трансформаторе при векторно-импульсном пуске двигателей переменного тока. — Электронный журнал «Машиностроение», 2014, № 1. С. 77–81.
6. С. Н. Басков, К. В. Лицин. Моделирование системы с промежуточными трансформаторами при векторно-импульсном пуске двигателя переменного тока. — Электротехнические системы и комплексы. — Магнитогорск: Изд-во Магнитогорск. гос. техн. ун-та им. Г. И. Носова, 2014, № 2 (23). С. 32–35.
7. Лицин К. В., Макаров Я. В., Царуш К. А. Влияние несинусоидального сигнала на величину потерь в системе с промежуточными трансформаторами. Наука и производство Урала. — Новотроицк: Новотроицкий филиал Национального исследовательского технологического университета «МИСиС». 2018, № 14. С. 61–63.
8. Baskov S. N., Litsin K. V. Determination of the angular position of the rotor of a synchronous motor by connecting a high-frequency signal in the excitation winding (2015) International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015, Proceedings 2015. P. 7146993. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7146993

**Свиридов Сергей Георгиевич**, главный инженер филиала «ЦНИИ СЭТ» ФГУП «КГНЦ», e-mail: sviridovser@inbox.ru.

Д. А. Бережнов, Ю. М. Иньков

## ФИКСАЦИЯ ПОТЕНЦИАЛОВ В СТРУКТУРЕ СИЛОВОЙ ЦЕПИ ЧЕТЫРЕХУРОВНЕВОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

D. A. Berezhnov,  
In'kov YU. M.

Для обеспечения повышенной энергоэффективности высоковольтных устройств необходимо гарантировать низкие потери не только путем оптимизации схемы построения ключа, но и за счет выбора схемы преобразователя, обладающей наилучшими характеристиками. Применение многоуровневых схем позволяет снизить требования к максимально допустимым напряжениям, прикладываемым к ключам в закрытом состоянии, что позволяет выбрать для них более низковольтные компоненты, обладающих меньшими потерями мощности. Однако реализация многоуровневой топологии заключается не только в решении задач формирования подачи управляющих импульсов, а также требует обеспечение приложения одинакового входного напряжения на всех компонентах преобразователя. В качестве одного из способов обеспечения указанного условия предлагается рассмотреть топологию фиксирующих диодов для четырехуровневого автономного инвертора напряжения.

**Ключевые слова:** фиксация напряжения, ключ с распределенным электростатическим управлением, каскадное выравнивание, силовой преобразователь, четырехуровневый инвертор напряжения.

Potentials Fixation in the Power Circuit Structure of Four-Level Offline Voltage Inverter

To ensure the increased energy efficiency of high-voltage devices, it is necessary to guarantee low power losses not only by structure optimization of the power switch circuit, but by the converter circuit selection with the best characteristics as well. Multilevel circuits application allows bating the requirements to maximum allowed voltages, applied to the switches in the off-state, which opens the possibility to select more lower voltage components with less power losses. However, the multilevel topology realization consists not only in solving the problems of control pulses forming and feeding, but it requires feeding equal input voltage ensuring to all components of the converter. The authors propose considering the fixing diodes topology for the four-level offline voltage inverter as one of the techniques for the above-said condition ensuring.

**Key words:** voltage clamp, switch with distributed electrostatic control, cascode alignment; power converter, four-level voltage inverter.

В настоящее время актуальной является задача повышения энергоэффективности мощных высоковольтных преобразователей для применения на электроподвижном составе.

В работе [1] доказано, что одним из перспективных методов повышения уровня напряжения на выходе высоковольтных преобразователей является формирование структур, в которых в качестве вентилей эффективно применяют полупроводниковые силовые ключи с распределенным электростатическим управлением (КРЭУ). Такие ключи (рис. 1) обладают высокой энергоэффективностью и (при установке делителей напряжения) обеспечивают равномерное распределение напряжений в последовательном соединении вентилей в плече инвертора.

Кроме использования принципа каскадного подключения основных элементов (КРЭУ) для автономного инвертора напряжения (АИН) было принято решение выполнить силовую цепь АИН четырехуровневой, что позволяет улучшить форму выходного напряжения. Необходимо отметить, что при каскадном соединении базовых элементов КРЭУ выравнивание статических и динамических напряжений в плече инвертора будет осуществляться автоматически, за счет каскадного управления структурой силовой цепи АИН [1].

На первом этапе работ поставлена задача разработать схемы ключей, имеющих возможность

наращивать максимально допустимое напряжение за счет применения последовательных сборок на основе базовых ячеек с обеспечением равномерного распределения напряжения на элементах сборки без значительного усложнения системы управления и ухудшения ее массогабаритных показателей. Для до-

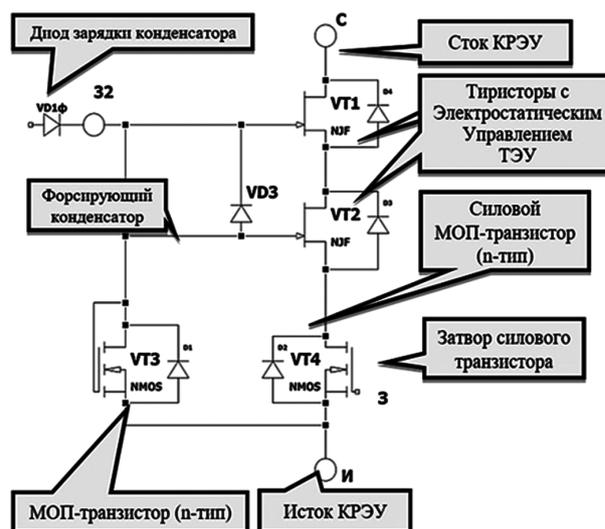


Рис. 1. Топология ключа с распределенным электростатическим управлением

стижения вышеуказанной цели проведен подбор ТЭУ (VT1 и VT2) и МОП-транзисторов (VT3 и VT4) [2]; заданы параметры для вышеуказанных элементов [2], которые позволяют адаптировать КРЭУ под условия работы электроподвижного состава.

Необходимо отметить, что промежуточные результаты верификации функционирования базовых элементов КРЭУ в топологии четырехуровневого АИН (моделирование проводилось в рамках диссертационного исследования в программной среде *LT-Spice*) были достигнуты не только за счет “каскадной” топологии базовых элементов КРЭУ, а также за счет метода “фиксации диодов” в топологии четырехуровневого АИН.

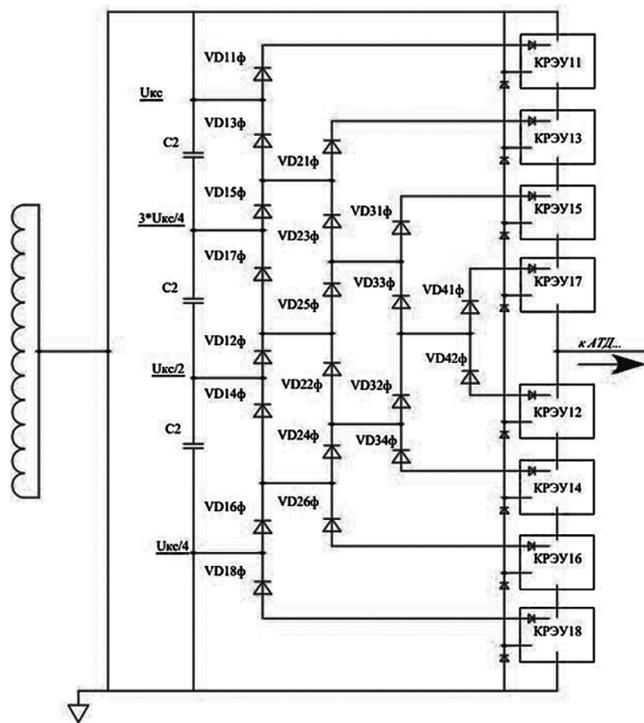
Основная задача способа “диодной фиксации” реализовать равномерное приложение входного напряжения контактной сети (далее –  $U_{кc}$ ) – чтобы ко всем высоковольтным компонентам преобразователя (КРЭУ), а также разрядным, фиксирующим и антипараллельным диодам ТЭУ, в закрытом состоянии прикладывались одинаковые напряжения равные  $U_{кc}/N$ , где  $N=4$  – число последовательно соединенных КРЭУ в схеме четырехуровневого АИН. Обеспечение такого выравнивания позволяет выбирать одинаковые фиксирующие диоды, а также добиться более равномерного распределения потерь между ними, что положительно скажется на равномерности распределения тепла в преобразователе и повысит его надежность.

Известна симметричная схема диодной фиксации, предназначенная для фиксации выходных цепей ключей в многоуровневых преобразователях [3, 4].

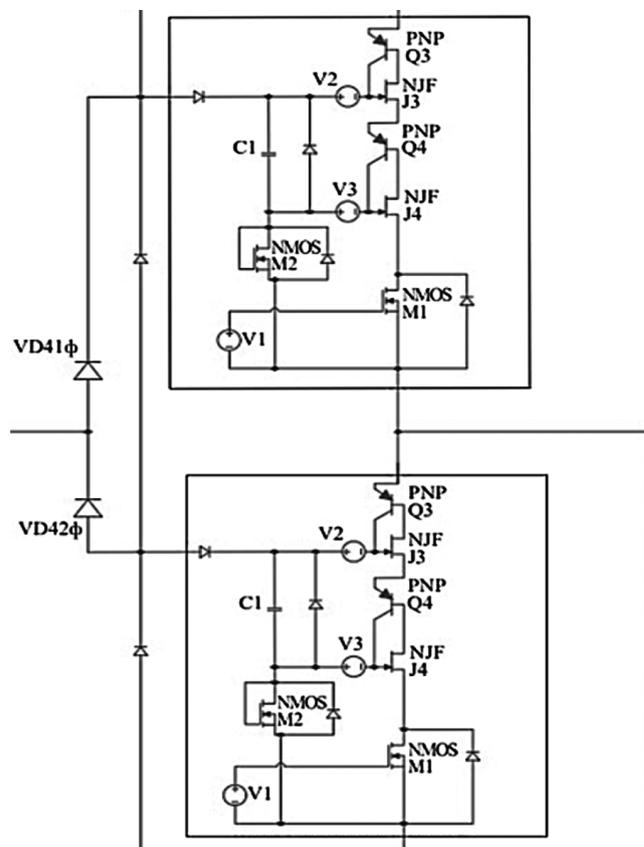
Обобщенная схема фиксации ( $N-1$ ) уровня напряжения приведена на рис. 2а, б, где обозначение  $VD_{xy\phi}$  несет следующую расшифровку:  $x$  – уровень КРЭУ;  $y$  – порядковый номер в текущем уровне;  $\phi$  – обозначение фиксирующего диода. Для однозначности понимания работы схемы обозначение нечетных элементов относится к входной группе элементов, а четные элементы – выходной. Значения напряжений с нижним подчеркиванием указывают потенциалы фиксации для ключа соответствующего уровня подключения.

В схеме на рис. 2а, б схема фиксации состоит из  $(N-1)$  стоек, где первая стойка (считая слева направо) для фиксации потенциала  $U_{кc}$  состоит из  $2N$  фиксирующих диодов, вторая стойка для фиксации потенциала  $3U_{кc}/4$  и состоит из  $2(N-1)$  фиксирующих диодов и так далее, третья стойка для фиксации потенциала  $U_{кc}/2$  состоит из  $2(N-2)$ , а последняя стойка для фиксации потенциала  $U_{кc}/4$  состоит из  $2(N-3)$  фиксирующих диодов. В симметричной схеме диодной фиксации, приведенной на рисунке 2а, б, к любому из закрытых диодов прикладывается напряжение пропорциональное  $U_{кc}/N$ .

В предложенной топологии катоды верхних фиксирующих диодов  $VD_{xy\phi}$  из первой, второй, ...,  $(N-1)$ -ой стоек фиксирующих диодов подключаются к дополнительным силовым выводам 32 верхнего



а



б

Рис. 2. Структура диодной фиксации: а – диодная фиксация фазы инвертора; б – подключение фиксирующих диодов к КРЭУ

КРЭУ для обеспечения фиксации их потенциалов, согласно соответствующему уровню. Аноды нижних фиксирующих диодов из VD<sub>хф</sub> из первой, второй, ... (N-1)-ой, второй, первой стоек фиксирующих диодов подключаются к дополнительным силовым выводам 32, нижнего КРЭУ для обеспечения фиксации их потенциалов на установленных уровнях.

Для упрощения рассмотрения принципа фиксации потенциалов дополнительных силовых выводов, что в конечном счете и обеспечивает выравнивание напряжений на выходных цепях сток-исток всех КРЭУ на едином уровне, рассмотрим частный случай схемы на универсальных КРЭУ, каждый из которых состоит из четырех последовательно соединенных силовых элементов (рис. 2а).

При этом, к каждому из фиксирующих диодов в закрытом состоянии прикладывается напряжение, не выше  $U_{dc}/4$ . Таким образом, происходит выравнивание напряжений на всех высоковольтных компонентах схемы.

Для формирования первого уровня выходного напряжения  $U_{кк}/4$  на фазе А (табл. 1), необходимо подать управляющий импульс на затвор КРЭУ17, а топология фиксации диодов обеспечит прохождение входного напряжения по контуру  $U_{кк} - VD16ф - VD24ф - VD32ф - VD41ф - КРЭУ17 - АТД$ . На фазе С, при подаче управляющих импульсов на КРЭУ33 – КРЭУ37 топология фиксации диодов обеспечит прохождение входного напряжения по контуру  $3U_{кк}/4 - VD15ф - VD21ф - КРЭУ33 - КРЭУ35 - КРЭУ37 - АТД$ . Таким образом, на указанных фазах сформируется условно положительное прохождение напряжения,

обеспечивающее реализацию первого закона Кирхгофа (рис. 3). В соответствии с вышеуказанным, на фазе В, при подаче управляющих импульсов на КРЭУ22 – КРЭУ28 топология фиксации диодов обеспечит прохождение выходного напряжения по контуру АТД – КРЭУ22 – КРЭУ24 – КРЭУ26 – КРЭУ28 – “минус силовой схемы”. Далее, в соответствии с алгоритмом подачи управляющих импульсов на КРЭУ по фазам, автоматически формируется выходное напряжение четырехуровневого АИН.

С помощью требуемого количества последовательно соединенных универсальных КРЭУ можно достичь требуемого значения напряжения на выходе преобразователя. Ограничением является лишь необходимость в ограничении количества последовательно соединяемых КРЭУ вследствие увеличения влияния отрицательной обратной связи по току, снижающей скорость переключения силовых элементов тем больше, чем на более высоком уровне он находится. Влияние этой от-

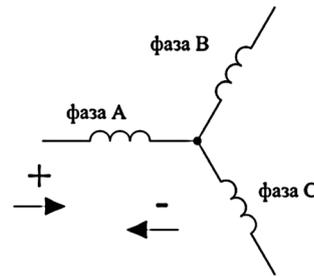


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения нагрузки

Таблица 1. Алгоритм формирования выходного напряжения четырехуровневого инвертора

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36			
фаза А																																							
фаза В																																							
фаза С																																							

рицательной обратной связи в универсальном КРЭУ существенно снижено по сравнению с известными топологиями силовых преобразователей без форсирующих конденсаторов. Однако целесообразно теоретически оценить, при каком максимальном количестве последовательно соединяемых КРЭУ в стек влияние отрицательной обратной связи по току не приводит к значительному затягиванию фронта включения силового элемента.

### Литература

1. *Духнич Е. М.* Повышение эффективности работы высоковольтных преобразователей на основе ключей с распределенным электростатическим управлением: диссер. на соискание уч. степени канд. техн. наук: специальность 05.09.12 Силовая электроника / [НИУ “МЭИ”]. – Москва, 2019. – 186 с.
2. *Бережнов Д. А.* Многоуровневый автономный инвертор напряжения. – Железнодорожный транспорт. 2021. №7. С. 42–43.
3. Патент RU 152692 Российская Федерация. Многоуровневый инвертор с мягкой коммутацией / Панфилов Д. И., Воронин И. П., Воронин П. А., Рожков Д. В.; патентообладатель Открытое акционерное общество “Энергетический институт им. Г. М. Кржижановского” – № 2014147125/08; заявл. 25.11.2014; опубл. 10.06.2015, Бюл. № 21.
4. *П. А. Воронин, И. П. Воронин, Д. И. Панфилов, Д. В. Рожков.* Оптимизация динамических потерь при коммутации в высоковольтных многоуровневых инверторах напряжения. – Известия академии наук. Энергетика. 2014. № 6. С. 29–40.

**Бережнов Дмитрий Александрович**, аспирант Российского Университета Транспорта РУТ(МИИТ), тел.: +7-926-300-46-27, t-mail: ber.dima2011@yandex.ru.

*Р. Х. Тукшаитов, А. В. Фрунзе, Д. Т. Мусин*

## К ОЦЕНКЕ ТОЧНОСТИ БЕСКОНТАКТНОЙ ТЕРМОМЕТРИИ МЕТОДОМ ФИЗИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОВЕРХНОСТИ МЕТАЛЛОВ С РАЗНОЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ

*R. H. Tukshaitov, A. V. Frunze,  
D. T. Musin*

*В представленном аналитическом обзоре кратко рассматриваются характеристики бесконтактных термометров (пирометров) и уточняется их классификация по используемому спектральному диапазону. Во избежание значительной погрешности измерения температуры предложено пирометрию первоначально подразделять на два класса: на пирометрию металлических и неметаллических объектов.*

*Приведен перечень технических характеристик пирометров и отмечено, что наиболее информативными на этапе первоначального ознакомления с ними являются диапазон измеряемой температуры, оптическое разрешение, методическая погрешность и цена. Системно представлены факторы, влияющие на уровень погрешности измерения. Расчетным путем получено, что при проведении измерений температуры металлических объектов методическая погрешность существенно превышает основную погрешность пирометров, приводимых в технических паспортах, и нередко может достигать 30–50%, что следует иметь в виду при проведении контроле температурных полей конструкций силовой электроники и промышленного электрооборудования. Даны методические рекомендации по снижению уровня допускаемой методической погрешности.*

**Ключевые слова:** *бесконтактный термометр, характеристика пирометра, коэффициент излучения, методическая погрешность, материал объекта.*

**On Accuracy Estimation of Contactless Thermometry  
by Surface Temperature Physical Modeling of Various Metals  
with Various Radiation Capacity**

*The presented analytical review considers briefly characteristics of contactless thermometers (pyrometers) and refines their classification by the spectral range being utilized. For the avoidance of significant error in temperature measuring, the authors suggested pyrometry subdividing into two classes, i.e. pyrometry of metal and non-metal objects.*

*The article presents the list of pyrometers' characteristics, and marks that the range of the temperatures being measured, optical resolution and cost are the most informative indicators at stage of preliminary introduction with them. The factors affecting the measuring error level are presented systematically. It was obtained by computation that truncation error might significantly exceeded the main pyrometers error, given in datasheets, and sometimes may reach 30–50% while temperature measuring of metal objects. This should be kept in mind while conducting temperature fields control of the power electronics structures and industrial equipment. The article presents guidelines on the acceptable truncation error level reducing.*

**Key words:** *contactless thermometer, pyrometer characteristic, emissivity factor, metrology, truncation error, object material.*

Для оценки технического состояния электронных плат, конструкций силовой электроники, электрооборудования промышленных предприятий требуется периодическое проведение контроля температуры их рабочих поверхностей [1, 2] для предотвращения производственных аварий и пожаров. Для этих целей применяют бесконтактные термометры, которые позволяют дистанционно осуществлять измерения температуру объектов в большом диапазоне. Вместе с тем, на сегодня у многих пользователей все еще отсутствует достаточное представление о методиках их применения и допускаемых при этом погрешностях, особенно при измерении температуры изделий, изготовленных из разных металлов.

Метод бесконтактной термометрии также находит широкое применение при проведении научно-исследовательских работ в силовой электронике и энергетике и проведении контроля технического состояния многих изделий и устройств [3–5]. Бесконтактные термометры в научной литературе зачастую именуют пирометрами [6]. Теоретическим

основам пирометрии посвящен ряд монографий [7, 8], а методическим и метрологическим вопросам — публикации [9–11].

Первоначально охарактеризуем контактный термометр, поскольку он часто применяется на практике непосредственно для поверки и калибровки пирометров. Контактные электротермометры характеризуются более высокой точностью измерения, простотой конструкции и дешевизной. Однако эти достоинства нередко нивелируются такими существенными их недостатками как сравнительно большая инерционность, методическая сложность проведения измерения температур выше 150–200°C, ограниченным верхним предельным ее значением 1600–2000°C [9], отсутствием возможности измерения в труднодоступных или удаленных местах и непосредственно в процессе работы промышленного оборудования, особенно в условиях горячих цехов и прокатных станов.

В таких условиях в качестве датчиков температуры применяются термпары и термосопротивления. В силу этого, для получения результата измерения

с погрешностью до  $\pm 1\%$  требуется, в зависимости от модели электротермометра, от 0,5 до 2–3 мин. Обычно сравнительно быстро, уже по истечении 30 секунд, показания температуры во многих моделях достигают 90–95% действительного значения. Однако далее, оно нарастает достаточно медленно. Поэтому результаты измерения даже двух операторов или при повторных измерениях, могут отличаться на  $\pm 2–3\%$ . Определенным недостатком контактной термометрии в ряде случаев является сложность обеспечения стабильного контакта с объектом в течение 30–60 с, особенно при значениях температуры объекта выше 100–150 °С, а при более высоких ее значениях становится и небезопасным [12].

На сегодня в мире существует много фирм, каждая из которых выпускает несколько десятков моделей пирометров, предназначенных для измерения, в том числе, непосредственно в процессе функционирования объекта. Несмотря на это, постоянный поиск путей совершенствования их характеристик продолжается [13, 14]. Пирометры позволяют осуществлять измерение температуры объекта на удалении от него, при нахождении его под высоким напряжением, в зоне радиации и практически безынерционно (до 0,15–0,5 с) и, главным образом, в тех случаях, когда поверхность объекта имеет достаточно высокую температуру, предельное значение которой может достигать 4000 °С [2, 15]. Благодаря очень малой инерционности они позволяют контролировать температуру даже быстро перемещающихся объектов [16, 17].

Пирометрия основана на регистрации излучения нагретого объекта, преобразовании его в электрический сигнал с последующим выводом информации о температуре на дисплей. Сравнительно высокая точность измерения обеспечивается при измерении температуры целого ряда материалов, таких как бумага, дерево, гипс, резина, песок, вода, асбест, картон, стекло, керамика, резина, пластик. Это связано с тем, что значение коэффициента излучения неметаллических материалов в большинстве случаев более 0,90 [18]. Для незначительного повышения точности отсчета температуры неметаллических материалов во многих пирометрах заложена возможность внесения корректирующей поправки на коэффициент излучения, равная 0,95. В результате методическая погрешность измерения температуры многих материалов может лишь несколько превышать приборную погрешность, приближаясь к  $\pm 3–5\%$ . При этом пользователь может уверенно использовать любой тип пирометра для измерений температуры поверхности таких объектов.

Точность измерения температуры металлических объектов во многом определяется коэффициентом излучения, который, прежде всего, зависит от типа металла, значения которого находятся в пределах от 0,01 до 0,98, и при неточном выборе его значения, результат измерения может отличаться на порядок.

Пирометрию металлов относят к той области из-

мерений, которая обладает существенно большей методической погрешностью, нередко недооцениваемой многими операторами [19, 20]. Для получения достоверных результатов измерения необходимо иметь определенное представление о принципах бесконтактной пирометрии и особенностях применения пирометров.

Встречаются случаи, когда наименование пирометров одни применяют по прозрачности обследуемых материалов [21], а другие по их “несерости” [22]. Такое условное разделение их наименований ведет к определенному разночтению. Во избежание значительной погрешности в измерениях и разночтения полученных результатов пирометры прежде всего следует разделять на пирометры металлических и неметаллических объектов.

Широко принято подразделять существующие типы пирометров на три класса [23]: энергетические, спектрального отношения и спектральные. Энергетические пирометры, в свою очередь, делятся на три основных подкласса: яркостные, частичного излучения и полной мощности (радиационные). Ниже рассмотрим характеристики пирометров первых двух подклассов, находящихся наибольшее применение.

Приборы, регистрирующие излучение на двух и более длинах волн, называются пирометрами отношения [6, 20].

В табл. 1 для наглядности приведены основные параметры простейших низкотемпературных пирометров частичного излучения.

Таблица 1. Технические характеристики типового пирометра

№	Параметры	Значения
1	Диапазон измерения, °С	–20 ... +300
2	Оптическое разрешение (D : S)	3:1 ... 60 : 1
3	Цена, руб.	1000 ... 25000
4	Приборная погрешность измерения, %	$\pm 0,5 ... 2,5$
5	Температурное разрешение, °С	0,1
6	Спектральный диапазон, мкм	8 ... 14
7	Температура среды, °С	0 ... 50
8	Поправочный коэффициент теплового излучения	0,95
9	Лазерный целеуказатель	+
10	Напряжение питания, В	9
11	Ячейки памяти	+ (–)
12	Удержание показания, с	до 6 ... 30
13	Автоматическое отключение питания	+
14	Масса, г	150 ... 300

При приобретении и поиске нужного типа пирометра прежде всего следует руководствоваться первыми тремя наиболее значимыми параметрами. Остальные параметры, по существу, являются вторичными. При этом, часть из них относится к менее информативным, и ими следует руководствоваться, в основном, при дальнейшем уточнении выбираемого типа пирометра. В сравнительно дорогих моделях предусматривается сохранение до 10–20 результатов измерений температуры с выделением из них минимального, среднего и

максимального значений, а также звуковая сигнализация предельных значений.

Яркостные пирометры в качестве приемника излучения используют фотодиод или фотосопротивление на основе *Si* или *InGaAs* (0,7–1,5 мкм). Приборы, работающие в диапазоне 5–14 мкм – это пирометры частичного излучения, а радиационные, или полного излучения – в диапазоне от 0,2 до 200 мкм. Но приборов с таким диапазоном реально не производят ввиду того, что большая часть этого диапазона не попадает в полосы прозрачности атмосферы и режется ей. Поэтому целесообразность их производства небольшая. Что касается яркостных пирометров, то большинство из них работает в спектральном диапазоне от 0,9 до 1,5 мкм, охватывают излучение в ближнем ИК-диапазоне, и относятся к ИК-термометрам.

Следует воздерживаться от применения большого количества наименований одного и того же типа пирометра, поскольку это затрудняет поиск необходимой литературы даже специалистам.

В промышленных пирометрах гораздо чаще используют приборы 0,9–1,5 мкм, чем 8–14 мкм. Приборы с диапазоном 5–7 мкм, реально регистрируют излучение в диапазоне 3,4–8 мкм, и они очень специфичны, поскольку предназначены для измерения температуры пламени, сквозь пламя, для измерения температуры стекол и углеводородных материалов. По-видимому, это обусловлено возможностью создания пирометров с меньшими затратами. К сожалению, в характеристиках ряда пирометров не поясняют их тип и не указывают спектральный диапазон работы, зачастую используя единый термин – бесконтактный или дистанционный термометр. Погрешность прибора в определенной степени зависит от его типа.

Из анализа технических характеристик пирометров первых двух подклассов следует, что приборная погрешность измерения температуры находится в пределах от  $\pm 0,5$  до  $\pm 2,5$  %. В характеристиках отдельных пирометров минимальная приборная погрешность (основная погрешность) заявляется на уровне  $\pm 0,5$ %. Вместе с тем, в ряде работ [24–26] достаточно подробно показано, что приборная погрешность в  $\pm 0,5$  % в действительности не обеспечивается, так как сама поверочная установка с использованием модели черного тела (МЧТ) имеет собственную погрешность, равную  $\pm 0,2$ – $0,3$ %, которая при проверке должна быть более, чем в три раза меньше, то есть, равной  $\pm 0,15$ %.

Диапазон измеряемых температур в большинстве приборов находится в пределах от  $-20$  до  $+300$  °C (ADA TemPro 300, Optis MS, ARCON PR550 и др.). Вместе с тем, имеются модели, например АК ИП 9309-9311, ТЕРМОКОНТ, АР 1651 и др., которые позволяют измерять температуру объектов до  $550$ – $4000$  °C [18, 25, 27].

При этом разработчики многих моделей указывают в паспорте, что их температурная разрешающая способность равна  $0,1$  °C. Надо полагать, что данное разрешение теоретически может реализовано при небольших значениях температуры. Данный пара-

метр, широко приводимый фирмами, скорее имеет маркетинговый характер, так как дисплей ограничен четырехзначным числом, а приборная погрешность измерения температуры зачастую не менее 1%. Если принять во внимание, что методическая погрешность нередко превышает 5–10 %, то становится бессмысленно приводит значения разрешающей способности менее 1 °C.

При измерении температуры в динамике определенного материала на одном и том же участке его поверхности можно в начале диапазона шкалы температур обеспечить разрешение в  $0,1$  °C. Однако это можно достичь только при фиксации пирометра в штативе и проведении динамических наблюдений. Недостаточная равномерность поверхности объекта по температуре [28, 29] и неоднородность ее поверхности по шероховатости и окисляемости не позволяет во многих случаях реализовать приводимый в руководствах уровень температурного разрешения.

В нижеприведенном перечне указаны приближенные значения погрешностей измерения, заимствованные из литературных источников и результатов собственных наблюдений. К основным факторам, вызывающим ниже приводимые уровни составляющих методической и инструментальной погрешности, следует отнести:

- ошибочное выставление в приборах значения коэффициента излучения ( $\pm 10$ – $20$ %) [28];
- превышение поля зрения прибора размера объекта ( $\pm 5$ – $10$ %) [29];
- отклонение оптической оси до  $30^\circ$  от перпендикуляра, восстановленного с поверхности измерения (до  $-5$ %);
- разный уровень подготовки оператора ( $\pm 3$ – $5$ %);
- увеличение поглощения излучения атмосферой по мере увеличения расстояния яркостного пирометра до объекта более, чем на  $0,5$ – $1,0$  м ( $3$ – $4$ %) [1, 30];
- отраженная составляющая излучения от окружающих объектов ( $0,5$ – $2$ %)
- приборная погрешность ( $\pm 1,0$ – $2,5$ %);
- влияние температуры корпуса пирометра на результаты измерения ( $1$ – $2$ %);
- отклонение температуры окружающей среды от нормы ( $2$ – $5$ %) [22];
- уменьшение напряжения питания батареи в процессе ее эксплуатации ( $1$ – $2$ %);
- “подсадка” напряжения в момент однократного и периодического его включения батареи ( $0,5$ – $1,5$ %)
- температурная неравномерность поверхности объекта ( $\pm 0,2$ – $2,0$  %).

Суммарная методическая погрешность в каждом исследовании определяется рядом перечисленных факторов и может быть в целом описана формулой [31]:

$$\delta = \sqrt{\delta_1^2 + \delta_2^2 + \delta_3^2 + \dots + \delta_n^2} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_i^2}, \quad (1)$$

где  $\delta_i$  – погрешность измерения, обусловленная одним из методических факторов.

По существу, только 3–4 составляющие из приведенного перечня формируют методическую погрешность.

Поясним это на примере. Допустим, в ходе измерений первое показание получено самое большим, второе – имеет среднее значение, а последующие, при расположении их по убыванию, бывают все меньше и меньше. Ограничимся в типовом примере значениями лишь трех погрешностей, приняв их условно равными соответственно 12, 7 и 3. Все приведенные числа на первый взгляд значимы. Однако, при вычислении суммарной погрешности получим значение  $\delta$ , равное 14,2, которое в действительности отличается лишь на 20% от первого числа. Если ограничимся учетом лишь первых двух составляющих из трех, то и в этом случае методическая погрешность будет во многом определяться первой составляющей. Это позволяет утверждать, что на формирование суммарной методической ошибки обычно оказывают влияние, как правило, не более трех наиболее значимых факторов [31].

Поскольку методическая погрешность в несколько раз больше приборной погрешности, то в паспортах пирометров, предназначенных для измерения температуры металлических тел, следует приводить минимальное значение методической погрешности [32]. Следовательно, приводимое в паспорте прибора значение основной погрешности не несет значимой информации и поэтому не может служить критерием характеристики качества пирометра на этапе его приобретения.

Следует также обратить внимание на одну терминологическую ошибку, допускаемую разработчиками. Многие в технической документации погрешности прибора ошибочно именуют “точностью прибора”. Необходимо с учетом выше сказанного в дальнейшем писать не точность прибора, а “методическая погрешность”, ибо в соответствии с основами метрологии точность это величина обратно пропорциональная погрешности [31].

На основе формулы (1) можно определить, что суммарная методическая погрешность измерения температуры при учете ряда факторов может приближенно не только достигать, но и превышать 20–30%. При этом, как следует из перечисленного, наибольшую погрешность вносит выбор значения коэффициента излучения. Сложность выбора коэффициента излучения обусловлено тем, что его значение находится в широких пределах и зависит от степени оценки шероховатости поверхности, степени ее окисления, типа металла и абсолютного значения измеряемой температуры. Уровень допускаемой погрешности определяется также оператором и поэтому она должен предварительно оцениваться до начала проведения основных измерений.

В руководствах к отдельным приборам приводят значения коэффициента излучения для разных материалов и не всегда с указанием соответствующие им

температуры и состояния шероховатости поверхности [18, 27]. В то же время измеряемая температура может существенно влиять на значение коэффициента излучения [32]. В силу этого приводимые значения коэффициента излучения даже для одного материала, особенно для полированных поверхностей, может отличаться в 2–3 раза. Очевидно, приводимые в [18] значения являются в каждой работе результатом обобщения данных разных авторов, полученных в неидентичных условиях, без достаточной привязки к измеряемой температуре с указанием лишь каждый раз разные температурные диапазоны. Поэтому в табл. 2 приведены приближенные данные, являющиеся результатом обобщения ряда источников [7, 18, 27] с предварительной дифференциацией значений коэффициента излучения в зависимости от состояния рабочей поверхности. Это позволило для удобства округлить числа до одной сотой, с указанием расширенных пределов коэффициента мощности в соответствии с данными источников, выделив три состояния поверхности материалов: полированные (“блестящие”), шероховатые и окисленные.

Таблица 2. Значения коэффициентов излучения ряда металлов

№	Материал	Полированный/ температура, °С	Шероховатый/ температура, °С	Окисленный/ емпература, °С
1	Железо	0,14–0,38 / 425–1020	0,16/ –	0,94–0,97 / 40–370
2	Медь	0,01–0,03 / 40–311	0,07–0,15 / 311	0,57–0,88 / 200–600
3	Латунь	0,03 / 245–355	0,22 / 50–350	0,61–0,59 / 200–600
4	Цинк	0,02–0,05 / 200–811	0,05 / 300	0,11–0,28 / 294–399
5	Оцинкованные листы стали	0,23–0,28 / 311	–	0,23–0,28
6	Алюминий	0,04–0,06 / 225–575	0,06–0,07 / 26	0,65–0,88
7	Свинец	0,06–0,08 / 38–260	0,06–0,08 / 125–225	0,43–0,63 / 40–200
8	Сталь	0,07/ 40	–	0,80 / 25
9	Цинк	0,04–0,05/ 200–300	–	0,11/ 399

Данные, приведенные в табл. 2, свидетельствуют о том, что в зависимости от материала металла и состояния его поверхности коэффициент излучения может принимать значения, отличающиеся в 20–100 раз. Данный коэффициент в определенной степени зависит и от свойств металла, ибо у латуни коэффициент излучения при одинаковом уровне шероховатости в 2–3 раз больше, чем у алюминия. Кроме того, коэффициент излучения также в некоторой степени зависит от исходной температуры объекта [18, 28]. При такой вариабельности безошибочно оценить его исходное значение практически достаточно сложно. В то же время непосредственное влияние коэффициента излучения на формирование методической погрешности существенно меньше, поскольку температура в пирометрах полной мощности описывается выражением [11]:

$$T_{об} = \frac{T_{изм}}{\sqrt[4]{\varepsilon}}, \quad (2)$$

где  $T_{об}$  — действительное значение температуры объекта, а  $T_{изм}$  — измеренное пирометром значение его температуры, а  $\varepsilon$  — коэффициент излучения. Для определения значения методической погрешности измерения, обусловленной измерением температуры металлических поверхностей, обозначим через  $T_1$  — значение температуры объекта, которое должен был показать пирометр, а через  $T_2$  — измеренное значение температуры объекта, при этом полагаем, что значение коэффициента излучения  $\varepsilon_2$  используемое при вычислении  $T_2$  больше действительного значения коэффициента излучения  $\varepsilon_1$ . Тогда относительная погрешность, допускаемая ошибочным выбором значения  $\varepsilon_2$ , может быть представлена выражением:

$$\delta = \frac{T_1 - T_2}{T_1} \cdot 100\% = \left(1 - \frac{T_2}{T_1}\right) \cdot 100\%, \quad (3)$$

Выразим  $T_2$  через  $T_1$  и подставим его в (3). Тогда выражение (3) после его преобразования примет вид:

$$\delta = \left(1 - \sqrt[4]{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}}\right) \cdot 100\% = \left(1 - \sqrt[4]{K_\varepsilon}\right) \cdot 100\%. \quad (4)$$

где  $K_\varepsilon$  — коэффициент, характеризующий отношение  $\varepsilon_2$  к  $\varepsilon_1$ .

Воспользовавшись этой формулой можно определить, что при двукратном завышении или занижении  $\varepsilon$ , основная составляющая методической погрешности будет равна 20%, при трехкратном завышении (например, выбрали  $\varepsilon$  равным 0,3 вместо 0,1) — 30% а при пятикратном — 50%. Так, сталь, покрытая алюминием, имеет коэффициент излучения в 2–3 раза больше, чем медь, покрытая тем же материалом. Коэффициент излучения оцинкованной стали с одной стороны в несколько раз оказался больше другой стороны, которая имела несколько более темную поверхность. Поскольку в определении значения  $\varepsilon$  легко ошибиться в 2–3 раза при выборе его значения по табл. 2 и [27], то можно сделать заключение, что при работе с металлическими объектами методическая погрешность будет приблизительно на порядок больше приборной. Следовательно, она в основном определяется неточностью выбора значения коэффициента излучения.

Определенным недостатком простых пирометров является возможность повторного измерения температуры только через 6–30 секунд. Такой интервал снижает оперативность обследования объектов всей поверхности с достаточно высокой температурой. Однако этот недостаток является не принципиальным, так как прибор позволяет продолжать исследование температуры поверхности объекта без выключения его питания. В стационарных пирометрах фирмы ТЕРМОКОНТ температуру измеряют со скоростью три измерения в секунду.

По представленным сведениям однозначно выявить зависимость значения коэффициента излучения от материала, состояния его поверхности достаточно сложно. Это обусловлено тем, что на формирование коэффициента излучения оказывает влияние ряд трудно учитываемых факторов, и непосредственно воспользоваться значениями табл. 1 и [27] достаточно сложно. Экспериментально оценить коэффициент излучения сложно и даже невозможно в тех случаях, когда доступ к объектам невозможен из-за высокой его температуры, недоступности по месту расположения или нахождения его в зоне высоковольтного напряжения или высокой напряженности электромагнитных полей.

Другая проблема состоит в необходимости одновременного измерения температуры нескольких участков объекта, которые в ряде случаев могут в десятки раз отличаться по коэффициенту излучения. По этой причине оператор может в ряде случаев получить ошибочное представление о характере распределения температуры при сканировании ограниченного участка поверхности объекта. Следовательно, во избежание в ряде случаев ошибок необходимо предварительно для каждого обследуемого участка и объекта определять значение коэффициента мощности на основе первоначального измерения температуры участка контактным и бесконтактным термометрами, с последующим вычислением поправочного коэффициента и внесения его соответствующим образом в прибор. Следует отметить, что только единичные модели имеют вход для подключения контактного термодатчика. В остальных случаях необходимо дополнительно осуществлять контроль температуры объектов с привлечением контактного термометра.

Для определения температуры в других участках объекта очевидно необходимо заново калибровать пирометр. Большая целесообразность применения пирометра имеет место в тех случаях, когда необходимо в динамике измерять температуру одного и того же, и причем малодоступного участка металлических поверхностей.

Поскольку коэффициент излучения в большой степени зависит от материалов элементов конструкции объекта, состояния их поверхности и значения измеряемой температуры, то представляет достаточный интерес изучить некоторые его зависимости и влияние их на допускаемый уровень погрешности методики измерения бесконтактными термометрами.

## Литература

1. Галанов Е. К., Корнух А. В. Контроль температуры электротехнических, электромеханических и механических элементов и узлов методами инфракрасной пирометрии. — Известия ПГУПС. 2005. № 2. С. 50–54.
2. Гарелина С. А., Латышенко К. П., Фрунзе А. В. Анализ погрешностей пирометров. — Пожарная безопасность: проблемы и перспективы. 2017. Т. 1. № 8. С. 413–416.

3. *Нигматуллин Р. М., Иштырякова Ю. С., Тукшаитов Р. Х.* К характеристике параметров современных типов светодиодных ламп в условиях повышенных температур их эксплуатации в ЖКХ. В сборнике: Проблемы и перспективы развития отечественной светотехники, электротехники и энергетики. Материалы XII Всероссийской научно-технической конференции с международным участием в рамках III Всероссийского светотехнического форума с международным участием. – Мордовский государственный университет имени Н. П. Огарева. 2015. С. 284–287.
4. *Айхайте Исыхакэфу, Тукшаитов Р. Х.* Контроль температуры корпуса светодиодных ламп при работе в разных осветительных устройствах. – Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. 2017. Т. 19. № 9–10. С. 146–150.
5. *Тукшаитов Р.* Типовые и филаментные светодиодные лампы. Каким образом можно оперативно оценить их качество. Часть 3. – Полупроводниковая светотехника. 2019. № 3(59). С. 9–11.
6. *Фрунзе А. В.* Пирометры спектрального отношения. Преимущества, недостатки и пути их устранения. – Фотоника. 2009. № 4. С. 32–37.
7. *Магунов А. Н.* Спектральная пирометрия. – М.: Физматлит, 2012. – 248 с.
8. *Фрунзе А. В.* Техника пирометрии. – Saarbrücken, Deutschland. LAMBERT Academic Publishing. 2015. 201 с.
9. *Chrzanowski K., Szulim M.* Error of temperature measurement with multiband infrared systems. Applied Optics. 1999. Vol. 38 No 10. P. 1998.
10. *Фрунзе А. В.* Методические погрешности современных пирометров и способы их минимизации. – Метрология. 2012. № 7. С. 25–38.
11. *Фрунзе А. В.* Влияние методических погрешностей пирометра на выбор прибора. – Фотоника. 2012. № 3. С. 46–51.
12. *Monte C., Hollandt J.,* The measurement of directional spectral emissivity in the temperature range from 80 to 500°C at the Physikalisch-Technische Bundesanstalt. High Pressures. 2010. V. 39. P. 151–164.
13. *Гарелина С. А., Латышенко К. П., Фрунзе А. В.* Алгоритм проектирования модельного ряда пирометров. В сборнике: мониторинг, моделирование и прогнозирование опасных природных явлений и чрезвычайных ситуаций. Сборник статей по материалам VII Всероссийской научно-практической конференции 2018. С. 173–177.
14. *Фрунзе А. В.* О дальнейших путях развития пирометрии. – Приборы. 2012. № 7. С. 54–59.
15. *Фрунзе А. А., Фрунзе А. В.* Измерение температуры объектов с неизвестной излучательной способностью с использованием пяти яркостных температур. – Измерительная техника. 2012. № 10. С. 31–35.
16. *Лапишинов Б., Суворинов А., Тимченко Н.* Определение температуры излучающего объекта методом спектральной пирометрии. – Электроника (наука, технология, бизнес). 2018. № 6 (00177). С. 116–119.
17. *Галанов Е. К., Филатов М. К.* Метрологические вопросы измерения температуры поверхностей бесконтактным методом инфракрасной пирометрии. – Известия ПГУПС, 2013. Ч. 3. С. 21–24.
18. Руководство по бесконтактному измерению температуры. – Москва, ООО “Тэсто Рус”. 48 с. www.testo.ru
19. *Hanssen L., Mekhontsev S., Khromchenko V.* Infrared spectral emissivity in the characterization facility at NIST. Proc. SPIE. 2004. V. 5405. P. 1–12.
20. *Фрунзе А. В.* Об одной малоизвестной сегодня особенности пирометров спектрального отношения. – Фотоника. 2013. № 3. С. 86–94.
21. *Русин С. П.* Определение истинной температуры непрозрачных материалов по спектру теплового излучения (очерк компьютерного моделирования). – М., 2020. 107 с.
22. *Самойлов М.Л., Фрунзе А.В.* Повышение точности измерений температуры “несерых тел” широкополосным пирометром спектрального отношения. – Метрология. 2010. № 6. С. 23–31.
23. *Гарелина С. А., Латышенко К. П., Фрунзе А. В.* Классификация средств бесконтактного измерения температуры. – Пожарная и аварийная безопасность. 2017. Ч. 2. С. 44–50.
24. *Гарелина С. А., Латышенко К. П., Фрунзе А. В.* Разработка средств измерений параметров пожаров. Пирометры. “Пожаротушение: проблемы, технологии, инновации”: мат. VI межд. Научно-практ. Конф. М.:АГПС МЧС России, 2018. С. 194–197.
25. *Фрунзе А. В.* О чем полезно знать при выборе пирометра. – Фотоника. 2013. № 1(37). С. 110–115.
26. *Менделеев В. Я., Качалов В. В.* Методика измерения мощности излучения исследуемого материала модели абсолютного черного тела для определения нормальной излучательной способности материала. – Оптический журнал. 2020. № 1. С. 77–80.
27. Пирометры инфракрасные АК ИП 9308 – АК ИП 9311. М. 2010. 32 с.
28. *Hanssen L., Mekhontsev S., Khromchenko V.* Infrared spectral emissivity in the characterization facility at NIST. Proc. SPIE. 2004. V. 5405. P. 1–12.
29. *Давиденко А. П., Славков В. Н.* Исследование метода определения точечных оценок температурных полей локальных объектов. – Вестник ХПИ. 2008. № 57. С. 75–82.
30. *Hanssen L., Wilthan B., Monte C. et al.* Report on the CCT supplementary comparison S1 of infrared spectral normal normal emittance/emissivity. Metrologia. 2016. V. 53 (Technical suppl). P. 03001.
31. *Тукшаитов Р. Х.* Основы динамической метрологии и анализа результатов статистической обработки (биология, медицина, химия, физика). – Казань: “Мастер Лайн”, 2001. 284 с.
32. *Фрунзе А.* Метрологические проблемы энергетической пирометрии. – Фотоника. 2014. № 5 (47). С. 70–81.

**Тукшаитов Рафаил Хасьянович**, д. б. н., профессор, профессор кафедры “Электрооборудование и электрохозяйства предприятий, организаций и учреждений” Казанского государственного энергетического университета, академик РАЕ, тел: +7(987) 184-03-15; e-mail: trh\_08@mail.ru;

**Фрунзе Александр Вилленович**, доктор технических наук, директор Некоммерческого научно-техническое партнерство “ТЕРМОКОНД”, тел.: +7(495) 943-68-18, e-mail.ru: pirometer@inbox.ru;

**Мусин Дамир Талгатович**, к. т. н., доцент кафедры “Инженерная графика” Казанского государственного энергетического университета, тел.: +7(917), e-mail: alex.fru@mail.ru.

Шабо Камил Якуб, С. В. Высовень

# ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ В ФОРМЕ ДИСКРЕТНЫХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ

Shabo Kamil Yakoub,  
S. V. Vysoven

Control Objects Identification in the Form  
of Discrete Transfer Functions

Исходными данными для расчёта и проектирования систем автоматического управления и регулирования являются динамические свойства объектов. Как правило, математические модели объектов при проектировании известны лишь частично. Поэтому приходится прибегать к экспериментальным исследованиям для определения их динамических свойств. В некоторых случаях вообще отсутствует априорная информация об объекте, вследствие чего структура его математической модели должна быть определена на основе эксперимента. Практически всегда требуется оценка или уточнение некоторых неизвестных параметров модели по экспериментальным данным.

В предлагаемой статье рассмотрен пример идентификации объекта управления. В ходе решения уточнено понятие идентификации, которое представляет собой полученное по экспериментальным данным, параметры модели объекта управления.

**Ключевые слова:** передаточная функция, идентификация, объект управления, переменная первого порядка, модель.

The initial data for the calculation and design of automatic control and regulation systems are the dynamic properties of objects. As a rule, mathematical models of objects in the design are only partially known. Therefore, it is necessary to resort to experimental studies to determine their dynamic properties. In some cases, there is no a priori information about the object at all, as a result of which the structure of its mathematical model should be determined on the basis of an experiment. It is almost always necessary to estimate or refine some unknown parameters of the model based on experimental data.

The article being proposed describes an example of identification of a control object. In the course of the solution, the concept of identification is clarified, which is the parameters of the model of the control object obtained from experimental data.

**Key words:** transfer function, identification, control object, first-order variable, model.

Идентификация объектов управления – это совокупность методов для построения математических моделей объекта по данным наблюдений.

Идентификация состоит в отыскании для объекта адекватной ему модели. Различают структурную и параметрическую идентификацию. При структурной идентификации определяется форма модели из некоторого заданного класса функций, при параметрической идентификации определяются параметры модели.

Как правило, математические модели объектов при проектировании известны лишь частично. Поэтому приходится прибегать к экспериментальным исследованиям для определения их динамических свойств. В некоторых случаях вообще отсутствует априорная информация об объекте, вследствие чего структура его математической модели должна быть определена на основе эксперимента. Практически всегда требуется оценка или уточнение некоторых неизвестных параметров модели по экспериментальным данным.

Объект управления будет рассматривать как одномерный по входу и выходу (рис. 1).

На рис. 1  $u(t)$  – входной тестовый сигнал (например: ступенчатый, трапецеидальный и т. п.);  $y(t)$  – отклик объекта управления на входное воздействие;

$H_0(z)$  – дискретная передаточная функция (ДФ) объекта.

Уравнение динамической характеристики объекта можно условно представить в следующем виде:

$$H_0(z) = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{a_b z^b + a_{b-1} z^{b-1} + \dots + a_1 z + a_0} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i z^i}{\sum_{i=0}^n a_i z^i}, \quad (1)$$

где  $z$  – оператор Лапласа для дискретных систем;

$a_i$  и  $b_i$  – коэффициенты полиномов знаменателя и числителя дискретной передаточной функции;

$n$  и  $m$  – степени этих полиномов.

Как правило, структурные показатели  $m$ ,  $n$  известны или заданы, что соответствует параметрической постановке задачи. Общей проблемой различных алгоритмов идентификации остается довольно сложная процедура получения математических моделей исследуемых объектов, требующая для своей реализации существенных вычислительных затрат. По этой причине разработка более эффективных численных способов решения задачи идентификации дискретных объектов и систем остается актуальной.

Рассмотрим вначале определения коэффициентов ДПФ на простом примере. Пусть объект, порядок и параметры которого неизвестны и подлежат определению, представляет собой аperiodическое звено первого порядка с передаточной функцией

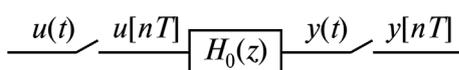


Рис. 1. Модель объекта управления

$$W_1(p) = \frac{k}{T_1(p)+1} = \frac{y(p)}{U(p)}, \quad (2)$$

где постоянная времени  $T_1 = 1$ ; коэффициент передачи  $k = 1$ ; входное воздействие  $U = 1$ .

При нулевых начальных условиях значение  $y = y[nT]$  определяются из переходной функции

$$y = I - \exp\left(-\frac{nT}{T_1}\right),$$

ординаты, которой, фиксированные с периодом  $T = 0,1$  приведены в табл. 1.

Таблица 1

<i>n</i>	<i>U</i>	<i>E</i>	<i>X</i>	<i>y</i>	<i>B<sub>1</sub></i>	<i>A</i>
0	1	<i>E</i> <sub>0</sub>	0	0	–	–
1	1	<i>E</i> <sub>1</sub>	<i>E</i> <sub>0</sub>	0,0952	0,0952	0,9044
2	1	<i>E</i> <sub>2</sub>	<i>E</i> <sub>1</sub>	0,1813	0,0951	0,9047
3	1	<i>E</i> <sub>3</sub>	<i>E</i> <sub>2</sub>	0,2592	0,0951	0,9050
4	1	<i>E</i> <sub>4</sub>	<i>E</i> <sub>3</sub>	0,3297	0,0943	0,9049
5	1	<i>E</i> <sub>5</sub>	<i>E</i> <sub>4</sub>	0,3935	0,0974	0,9043
6	1	<i>E</i> <sub>6</sub>	<i>E</i> <sub>5</sub>	0,4512	0,0937	0,9046
7	1	<i>E</i> <sub>7</sub>	<i>E</i> <sub>6</sub>	0,5034	0,0945	0,9061
8	1	<i>E</i> <sub>8</sub>	<i>E</i> <sub>7</sub>	0,5507	0,0953	0,9027
9	1	<i>E</i> <sub>9</sub>	<i>E</i> <sub>8</sub>	0,5935	0,0942	0,9060
10	1	<i>E</i> <sub>10</sub>	<i>E</i> <sub>9</sub>	0,6321	–	–

Перейдем от непрерывной передаточной функции (НПФ) к дискретной, полагая, что при получении ДПФ использовалась кусочно-линейная аппроксимация. В этом случае зависимость между операторами *z* и *p* определится из соотношения

$$p^{-1} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+I}{z-I}, \quad (3)$$

или

$$p^{-1} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z-I}{z+I}. \quad (4)$$

Следовательно, при  $K = I, T = I$

$$W_1(z) = \frac{y(z)}{U(z)} = \frac{B(I+z^{-1})}{I-Zz^{-1}}, \quad (5)$$

где  $B = \frac{T}{2+T}; A = \frac{2-T}{2+T}$ .

Соответствующие схемы в переменных состояния приведены на рис. 2а, б. Рассмотрим случай, когда пренебрегается действие прямой передачи по выходному воздействию (рис. 2в), учитывая, что при  $t = 0$  ( $n = 0$ ) на первом интервале  $T$  реакция на входной сигнал отсутствует ( $y_0 = 0$ ).

Согласно схеме рис. 2в переменная состояния *x* для *n*-го шага равна  $y_n/B_1 = En - 1$ , где  $B_1 = B(I + A)$ . Поэтому при известных значениях выходной переменной коэффициент  $B_1$  можно найти, используя зависимости

$$E_{n-1} = U + \frac{Ay_{n-1}}{B_1}; E_n = U + \frac{Ay_n}{B_1},$$

в которых

$$E_{n-1} = \frac{Ay_n}{B_1}; E_n = \frac{Ay_{n+1}}{B_1},$$

Следовательно,  $B_1$  и  $A$  определяются по любым трем смежным измеренным значениям выходной переменной и системы уравнений:

$$\left. \begin{aligned} B_1 U &= y_n - y_{n-1} A; \\ B_1 U &= y_{n+1} - y_n A \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

откуда

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{y_{n+1} - y_n}{y_n - y_{n-1}}; \\ B_1 &= \frac{y_{n+1} y_{n-1} - y_n^2}{y_{n-1} - y_n} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

В табл.1 приведены значения коэффициентов  $A$  и  $B_1$ , полученные по формулам (6) и (7), для  $n = 0, 1, \dots, 10$ . Для повышения точности идентификации можно определять средние значения коэффициентов за определенный промежуток времени. В приведенном примере

$$A^* = \frac{I}{9} \sum_{n=1}^9 A[n] = 0,9047;$$

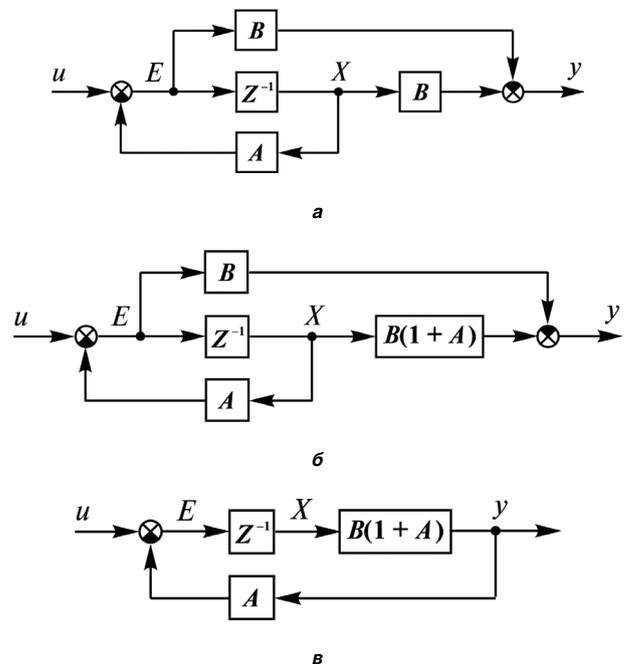


Рис. 2. Структурные схемы в переменных состояния объекта первого порядка

$$B_1^* = \frac{I}{9} \sum_{n=1}^9 B_1[n] = 0,95;$$

$$B^* = \frac{B_1^*}{1 + A^*} = 0,0498.$$

Точные значения этих коэффициентов согласно (5) при  $T = 0,1$

$$A = \frac{2 - T}{2 + T} = 0,90476;$$

$$B = \frac{2}{2 + T} = 0,0476.$$

Коэффициент  $B^*$ , полученный в результате идентификации, отличается от точного значения примерно на 5%, что вызвано пренебрежением прямой передачей по входному сигналу. Если не пренебрегать прямой передачей для всех значений  $n$ , кроме  $n = 0$ , то исходные расчетные зависимости, аналогичные (6), представляются так:

$$2BU = y_n - y_{n-1}A;$$

$$2BU = y_{n+1} - y_nA.$$

Сравнивая полученные зависимости с (6) видим, что на коэффициент  $A$  прямая передача по входному сигналу не оказывает влияния, а коэффициент  $B$  следует определять по формуле

$$B = \frac{y_{n+1}y_{n-1} - y_n^2}{2(y_{n-1} - y_n)}, \quad (8)$$

т. е.

$$B^* = \frac{B_1^*}{2} = \frac{0,095}{2} = 0,0475,$$

а погрешность вычисления  $B^*$  составила

$$\Delta B = \frac{B - B^*}{100B^*} = 0,21\%.$$

Зная параметры ДПФ, записываем ее структуру:

$$W_1(z) = \frac{B(I + z^{-1})}{I + Az^{-1}}. \quad (9)$$

Для того, чтобы перейти от ДПФ к НПФ, выполним подстановку в (3)

$$z^{-1} = \frac{2 - pT}{2 + pT}.$$

В результате получим

$$W_1(p) = \frac{AB^*}{pT(I + A^*) + 2(I - A^*)} = \frac{K}{T_1p + I},$$

где

$$\left. \begin{aligned} K &= \frac{2B^*}{I - A^*}; \\ T_1 &= \frac{T(I + A^*)}{2(I - A^*)}. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Таким образом, если получена экспериментально дискретная переходная, то по формулам (6), (8) и (10) определяются коэффициенты  $A^*$ ,  $B^*$ , а затем и  $K$ ,  $T_1$ .

В рассмотренном выше примере

$$A^* = 0,9047;$$

$$B^* = 0,0475;$$

$$T = 0,1.$$

Подставив эти значения в (10) получим

$$T_1 = 0,9993;$$

$$K_1 = 0,9968.$$

Точные значения этих коэффициентов, соответствующих переменным  $u[nT]$ . В данном случае погрешность практически отсутствует. В общем случае, чем меньше период дискретизации  $T$ , тем точнее получается результаты.

### Выводы

Расчеты показали, что для определения математической модели объекта коэффициенты характеристического уравнения полинома знаменателя определяются по любым  $2q + 1$  смежным дискретным значениям ординат переходной функции ( $q$  – степень полинома), а коэффициент передачи находится по установившемуся значению контролируемой переменной.

В работе получены зависимости, позволяющие определять коэффициенты характеристического полинома любой степени, что дает возможность варьированием предполагаемой величиной  $q$  и проверкой на ЭВМ соответствия переходной функции модели реальной получить желаемую передаточную функцию.

### Литература

1. Балакирев В. С., Дудников Е. Г., Цирлин А. М. Экспериментальное определение динамических характеристик промышленных объектов управления. – М.: Энергия, 1967. – 232 с.
2. Ордынцев В. М. Математическое описание объектов автоматизации. – М.: Машиностроение, 1965. – 360 с.

3. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и z-преобразования. – М.: Наука, 1971. – 288 с.
4. Бахвалов Н. С., Жидков Н. П., Кобельков Г. М. Численные методы. – М.: Бинوم. Лаборатория Знаний, 2003. – 630 с.
5. Ким Д. П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.

**Шабо Камил Якуб**, к. т. н., доцент ТИ (Ф) Северо-Восточного федерального университета им. Аммосова М. К., e-mail: [kamilshabo@rambler.ru](mailto:kamilshabo@rambler.ru)

**Высовень Сергей Викторович**, студент ТИ (Ф) Северо-Восточного федерального университета им. Аммосова М. К.

## Требования к авторам для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в журнале бесплатна для авторов.  
Язык журнала – русский.

### Для публикации статьи необходимо предоставить

- ✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
- ✧ статью в электронном (в формате *MS Word*) и бумажном видах.

### Статья должна содержать

- ✧ Ф. И. О. авторов на русском и английском языках;
- ✧ заголовок (на русском и английском языках);
- ✧ аннотацию (на русском и английском языках);
- ✧ ключевые слова (на русском и английском языках);
- ✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ✧ заключение (выводы);
- ✧ список литературы (если есть);
- ✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, должность, название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: [pse@mmp-irbis.ru](mailto:pse@mmp-irbis.ru) или [kryuchkov\\_v\\_v@mail.ru](mailto:kryuchkov_v_v@mail.ru)

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111033, г. Москва, Золоторожский Вал, 11, стр. 26, ООО “ММП-Ирбис”.

### Требования к оформлению статей

- ☞ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
- ☞ Шрифт: *Times New Roman*, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул *Microsoft Equation* или *Math Type* (стиль математический). **Обозначения в тексте, по возможности, не делать в редакторе формул;**
- ☞ Шрифт обозначений устройств (С – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
  - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
  - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства ( $C_d$ ,  $L_{m1}$  и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений параметров (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
  - буквенное, цифровое, буквенное + цифровое окончания обозначения параметров ( $I_1$ ,  $L_s$ ,  $U_{упр1}$  и т. п.);
  - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный.
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (прилагать отдельными файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

### Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

### Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, СМΥК.

### График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
2-я декада марта	2-я декада июня	2-я декада сентября	2-я декада декабря
Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода			

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:  
[www.mmp-irbis.ru](http://www.mmp-irbis.ru)