

# Силовая электроника полноценна в единстве со средствами САПР

*Посвящая Учителям моего поколения, профессорам кафедры «Промышленная электроника» МЭИ Каганову Израилю Львовичу, Лабунцову Владимиру Александровичу, Обухову Станиславу Григорьевичу — известным энтузиастам теории и практики устройств силовой электроники.*

**Владимир Смирнов,  
к. т. н., доцент**

vladsmrn@gmail.com

## Введение

В надежде вызвать у читателя повышенный интерес к обсуждаемой теме следует сообщить, что еще в прошлом веке автор статьи занимался преподаванием в политехническом институте спецпредметов «Промышленная электроника» и «Преобразовательная техника» наряду с разработкой теории и эксплуатацией опытных образцов комплекса программ для имитационного моделирования устройств силовой электроники, включающих мощные полупроводниковые приборы — диоды, тиристоры и маломощные транзисторы, представляемые в моделях устройств простыми схемами замещения [14-16]. По существу, речь идет о первом поколении программ САПР вентильных преобразователей, разнообразие характеристик и свойств которых, а также областей приложения в различных технологиях заметно расширилось в последней четверти века и послужило одной из причин создания дисциплины «Силовая электроника» в инженерном образовании.

## На каких направлениях учебного процесса целесообразно использование САПР

В современном вузе электротехнического направления значимость предмета «Силовая электроника» преувеличить невозможно. Достаточно сослаться на тот факт, что учебник под этим названием [1] не только допущен Министерством образования и науки РФ для преподавания студентам вузов, обучающимся по направлению «Электротехника, электромеханика и электротехнологии», но и рекомендован Корпоративным энергетическим университетом для системы подготовки, переподготовки и повышения квалификации персонала энергетических компаний, а также для вузов, осуществляющих подготовку энергетиков. Особое внимание обращают на себя «системы подготовки, переподготовки и повышения квалификации» — это бескрайнее море

потребления информации специалистами с самым разным уровнем образования в области электроники вообще и силовой электроники в частности.

Для предмета «Силовая электроника» согласно [1-5, 9, 11, 13] характерно множество изучаемых тем, значительный объем большинства из них, сложность и разнообразие подходов к теоретическому описанию явлений в элементах и составных частях изучаемых устройств, включая устройства управления, применяемые в современных системах преобразования и утилизации электроэнергии в самых разнообразных технологиях.

Почти до конца прошлого века учебный процесс по дисциплинам, подобным СЭ, включал сочетание аудиторных лекций в потоке студентов и лабораторных практических занятий в отдельных группах студентов. Практическое занятие, выполняемое в форме лабораторной работы на лабораторных стендах, по сути своей представляет *эксперимент в физической среде*, содержащей сложный изучаемый объект-устройство и различные измерительные приспособления и приборы для определения характеристик и параметров этого устройства. Сложность реального воспроизведения устройств и приборов исключает возможность организации фронтального выполнения всей группой одной и той же лабораторной работы.

В то же время практические занятия с использованием САПР предметной области, по сути, означают *идентичный физической эксперимент в вычислительной среде*. В вычислительной среде САПР можно воспроизводить с высокой достоверностью как модели объектов — устройств предметной области, так и модели измерительных устройств и устройств управления в разнообразных ситуациях их взаимодействия [7, 8]. Фронтальное выполнение одной и той же лабораторной работы (т. е. задания на практику) очень просто обеспечивается функционированием множества персональных компьютеров в локальной сети лаборатории, в которой администратор без особого труда организует эксплуатацию как одной, так и нескольких САПР предметной области.

Внедрение фронтальных практических занятий на базе САПР имеет ряд преимуществ, в частности возможность синхронизировать тематику лекционных и практических занятий в течение семестра и в результате создавать естественные условия для наиболее прочного усвоения студентами всех аспектов изучаемого предмета. Очевидно, именно эти соображения руководили авторами первых учебников по СЭ [9, 11], которые сопроводили их пособиями [10, 12] с перечнем тем практических занятий и указаний к их выполнению в последовательности, которая соответствует перечню тем в оглавлении учебника.

Сложность преподавания СЭ в настоящее время обусловлена многообразием типов и уровней мощности освоенных в производстве устройств — преобразователей электрической энергии, которые имеют реально растущий потребительский спрос. Эти обстоятельства объясняют понятные попытки ограничить, как в лекциях, так и в учебниках, объем излагаемых теоретических положений и выкладок, итог которых обычно — основные соотношения и параметры, используемые в базе проектирования конкретного типа устройства. Возможное при этом снижение качества обучения будет минимально, если программа лабораторной работы по любому устройству предусматривает применение САПР для верификации достоверности соотношений проектирования, описанных в учебниках в результате аналитического изучения преобразователей, как сложных нелинейных устройств, использующих разнообразные диоды, тиристоры и транзисторы наряду со сложными управляющими устройствами. Потребность в такой верификации возникла, например, у автора статьи в процессе сравнительного изучения содержания учебного материала по разделу «Однофазные выпрямители с фильтрами» в учебниках СЭ разных школ [1–5, 9, 11, 13].

**Слабо изученный вариант схемы однофазного выпрямителя с LC-фильтром**

Свойства диодного выпрямителя с линейным LC-фильтром, установленным между диодным блоком и нагрузкой выпрямителя (рис. 1), изучены давно и глубоко [2, 9, 11].

В частности, соотношения проектирования (соотношения для расчета параметров элементов схемы и режима схемы) получены для режима непрерывного периодически пульсирующего тока  $i_d(t) > 0$ . Соотношения позволяют, исходя из заданных значений постоянного напряжения и тока нагрузки, а также их допустимых пульсаций, определить требуемые параметры фильтра  $L$  и  $C$ . Важно отметить, что при выводе этих соотношений обычно используются амплитудно-частотные характеристики линейной  $LCR_d$ -цепи, в частности ее свойства как делителя гармонических составляющих напряжения  $v_d(t)$ , образующих пульсации  $v_0(t)$ , и ограничителя пульсаций тока  $i_d(t)$  дросселем на уровне не более 15% от среднего значения.

Требуемое для этого индуктивное сопротивление реализуется в условиях сильного подмагничивания сердечника дросселя средним значением тока  $i_d(t)$ . Учет этой особенности при конструировании дросселя приводит к заметному росту его массогабаритных показателей [11].

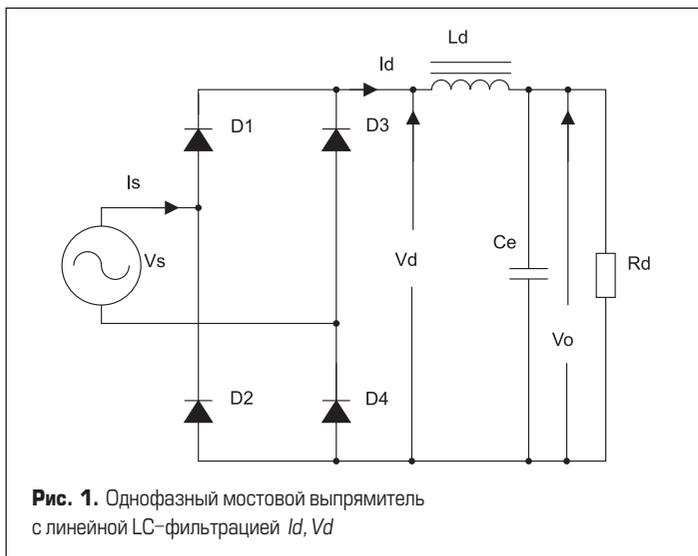


Рис. 1. Однофазный мостовой выпрямитель с линейной LC-фильтрацией  $I_d, V_d$

В связи со сказанным вполне объясним интерес к свойствам схемы с дросселем, вынесенным в цепь переменного тока, однофазный вариант которой представлен на рис. 2. Симуляция подобных схем показывает, что при таком включении реактивные элементы  $L, C$  способны формировать напряжение на нагрузке  $v_d(t) = v_0(t)$  с небольшими пульсациями при токе  $i_d(t)$  источника питания  $v_s$ , близком по форме к синусоидальному. Такая их способность не может быть объяснена лишь амплитудно-частотными характеристиками  $LCR_d$ -комбинации, то есть через линейные соотношения. Данное свойство объясняется нелинейным взаимодействием  $L_e-C_eR_e$ -элементов с диодами выпрямительного блока, что, пожалуй, оправдывает и применение термина «нелинейная LC-фильтрация».

**Режим выпрямителя зависит от сочетания параметров  $LCR_d$**

Схема на рис. 2 имеет сходство с известной эквивалентной схемой выпрямителя с емкостным фильтром при учете индуктивности рассеяния трансформатора питания [2, 6, 11]. Однако внешнее сходство не отражает влияния параметров элементов на особенности режима выпрямления. Анализ эквивалентной схемы обычно выполняют, предполагая малые значения индуктивности рассеяния и активного сопротивления трансформатора питания, при которых отношение  $V_d/V_{sm}$  близко к единице, где  $V_d$  — постоянное напряжение на нагрузке, а  $V_{sm}$  — амплитуда питающего напряжения. Наша цель — более полное изучение режимов работы  $L_e-C_eR_e$ -выпрямителя в диапазоне  $1 > V_d/V_{sm} > 0$  и получение достоверных соотношений проектирования, которые не удастся обнаружить в известной литературе [1–5, 9, 11, 13].

Следует уточнить, что ниже не обсуждаются основания, по которым схема на рис. 2 привлекает такое же внимание авторов учебников [9, 11, 13], как и схема на рис. 1, и по какой причине схему на рис. 2 игнорируют в учебниках [1–5]. Цель статьи — показать на примере схемы на рис. 2 целесообразность использования симуляции в САПР для оценки достоверности соотношений, получаемых аналитически и используемых для расчета проектных параметров.

Выпрямителям, как нелинейным электрическим цепям с переменной структурой, присуще свойство самоорганизации как самих структур, так и интервалов их существования в установившемся режиме. Наличие этой особенности осложняет анализ процесса функционирования выпрямителя и получение соотношений для проектирования, повышает вероятность недостоверных предположений и выводов при анализе характера процесса и его итогов.

Имитационное моделирование (симуляция) выпрямителей достоверно воспроизводит процесс выпрямления в соответствии с параметрами компонент цепи, поскольку симуляция использует достоверную модель выпрямителя и достоверные модели его компонент. В результате появляется инструмент для проверки достоверности (верификации)

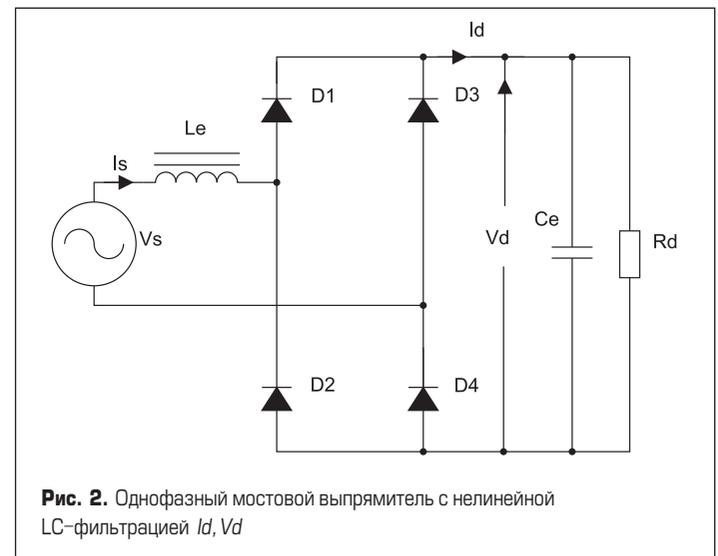


Рис. 2. Однофазный мостовой выпрямитель с нелинейной LC-фильтрацией  $I_d, V_d$

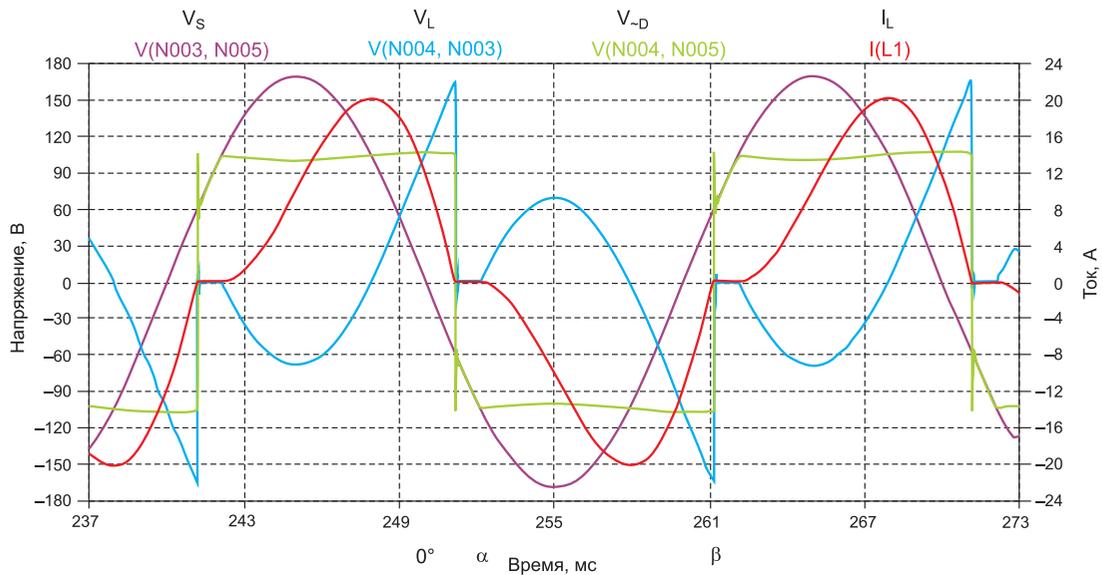


Рис. 3. Режим прерывистого тока  $i_L(t)$  через  $L_e$ ,  $V_d/V_{sm} > 0,537$ ,  $\alpha = \alpha_d > \alpha_0$

соотношений проектирования, полученных в результате теоретического анализа в учебниках. Реализация этой возможности, по существу, в каждом практическом занятии может и должна стать основным направлением использования программ симуляции САПР и мощным средством закрепления профессиональных знаний.

В частности, симуляция схемы, представленной на рис. 2, с параметрами, предлагаемыми в [9, sec.3.11], подтверждает способность устройства формировать выходное напряжение выпрямителя  $v_d(t)$  и переменный входной ток  $i_s(t)$  (ток индуктивности  $i_L(t)$ ) с малым содержанием гармоник, но достоверность некоторых соотношений проектирования не подтверждается из-за допущенных в [9] неточностей в трактовке сложных связей режимов работы. Возникшая ситуация диктует необходимость обновления совокупности соотношений проектирования с последующей верификацией их достоверности. Далее описано выполнение этих двух этапов.

**Режимы прерывистого и гранично-непрерывного тока  $i_d(t)$**

В теории устройств преобразовательной техники одно из фундаментальных положений гласит, что наиболее короткий путь получения соотношений проектирования проходит через анализ усреднен-

ных на конечном интервале значений основных токов и напряжений. В выпрямителях это обычно токи и напряжения на входных и выходных зажимах блока диодов, в нашем случае блока диодов D1–D4 на рис. 2.

Особенность схемы на рис. 2, отмеченная в [9, 11], заключается в том, что при достаточно большой величине емкости  $C_e$  (точнее, при постоянной времени  $C_e R_d > T_s$  больше периода питающего напряжения) напряжение  $v_d(t)$  имеет малые пульсации, и это является достаточным основанием считать, что блок диодов схемы работает на противо-ЭДС  $V_d$  при наличии индуктивности  $L_e$  в цепи переменного тока. В такой схеме в зависимости от сочетания параметров возможен один из режимов: прерывистого (Рис. 3) или гранично-непрерывного (Рис. 4) импульсного тока  $i_d(t)$ , в котором без усилий можно различить границы между импульсами тока [6, 9, 11].

На рис. 3, 4 даны полученные в симуляции временные диаграммы сигналов установившегося режима в цепи переменного тока выпрямителя: напряжение источника питания  $v_s(t)$  (цвет бордо), кривые прерывистого тока индуктивности  $i_L(t)$  (цвет красный), напряжения на индуктивности  $v_L(t)$  (цвет синий), сумма напряжений  $v_s(t) + v_L(t) = v_{-D}(t)$  (цвет зеленый).

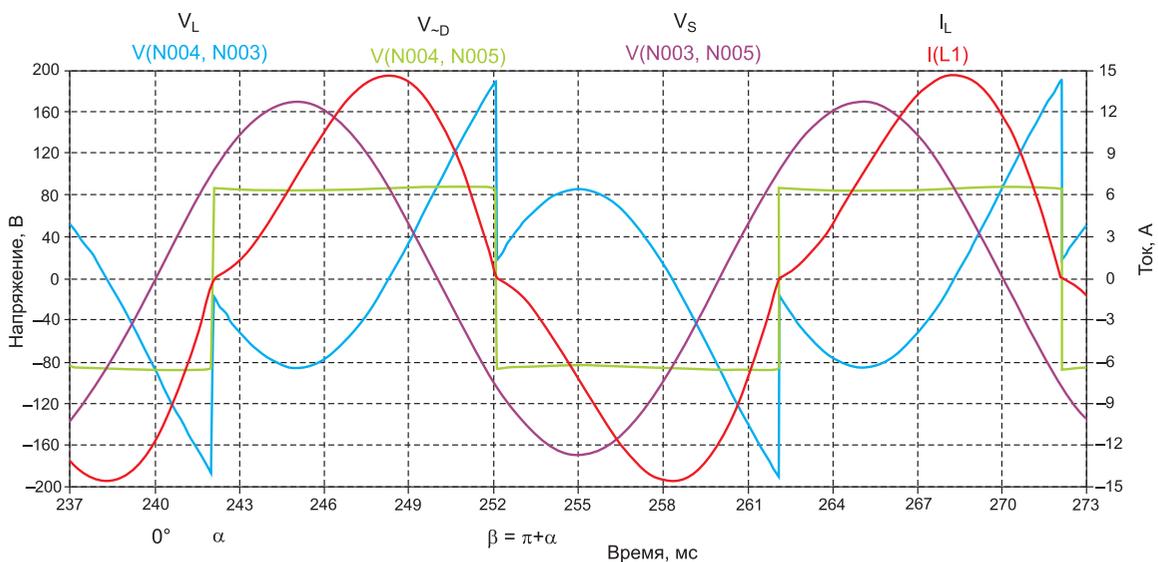


Рис. 4. Режим непрерывного тока  $i_L(t)$  через  $L_e$ ,  $V_d/V_{sm} < 0,537$ ,  $\alpha = \alpha_L > \alpha_d$

Как можно видеть в ситуации на рис. 4, модуль  $v_{-D}(t)$  вполне соответствует выпрямленному напряжению  $v_d(t)$  на зажимах нагрузки  $C_e, R_d$ ; ток на рис. 3 имеет вид разнополярных импульсов, начало которых сдвинуто относительно ближайшего нуля  $v_s(t)$  на угол  $\alpha = \alpha_d$ , а окончание сдвинуто на угол  $\beta$ , углы помечены внизу рисунка для импульса  $i_L(t) < 0$ . Угол  $\alpha_d$  обозначает момент равенства напряжений  $v_s(t)$  и  $v_d(t)$  относительно нуля в  $v_s(t)$ . Отличие режима прерывистого тока на рис. 3 — предыдущий импульс тока оканчивается внутри интервала  $\alpha$  очередного импульса, что соответствует в принятой системе отсчета  $\beta > \pi$  [9]. Как следствие, благодаря росту углов  $\alpha$  и  $\beta$  при увеличении  $L_e$  окончание положительного импульса может совпасть с началом очередного (отрицательного) импульса, то же самое произойдет и на следующих импульсах, в результате чего ток  $i_L(t)$  станет непрерывным и, соответственно, ток  $i_d(t)$  — гранично-непрерывным. В граничной ситуации  $\alpha = \alpha_0 = \alpha_d$  и упомянутые углы связаны соотношением:

$$\beta - \alpha_0 = \pi, \tag{1}$$

поскольку импульсы тока приобретают предельно возможную длительность  $\pi$  радиан. Более того, ниже будет показано, что  $\alpha_0$  — определенная величина, реализуемая выбором конкретных параметров проектирования.

Другая разновидность режима прерывистого тока отличается тем, что импульс тока начинается, как обычно, со сдвигом на угол  $\alpha = \alpha_d$  относительно ближайшего нуля в  $v_s(t)$ , а оканчивается, в принятой системе отсчета, при угле  $\beta \leq \pi$  [11]. Увеличением индуктивности  $L_e$  можно перейти в описанную ранее разновидность прерывистости. Обе разновидности характеризуются общим признаком: импульс тока через индуктивность  $L_e$  и диоды выпрямителя в нагрузку  $C_e R_d$  с противо-ЭДС на зажимах начинается в момент, определяемый углом  $\alpha = \alpha_d$  в принятой системе отсчета. Величина этого угла в любом полупериоде переменного напряжения  $v_s(v)$  вычисляется из равенства:

$$x = V_d / V_{sm} = \sin \alpha_d. \tag{2}$$

В прерывистом режиме — это момент начала формирования кривых  $v_L(t)$  и  $i_L(t)$  любого полупериода, оканчивающихся при  $\vartheta = \beta$  относительно принятого начала отсчета. Значение (2) в граничной ситуации задает параметр проектирования

$$x_0 = V_{d0} / V_{sm} = \sin \alpha_0. \tag{2'}$$

Обратимся к проблеме формирования для схемы на рис. 2 расчетных соотношений для параметров проектирования. Начнем с соотношений для оценки значения  $\alpha$  и конкретно  $\alpha_0$ .

При протекании импульса  $i_d$  тока по контуру  $C_e, R_d, D4, V_s, L_e, D1$  или  $C_e, R_d, D3, L_e, V_s, D2$  справедливо уравнение баланса напряжений в мгновенных значениях:

$$V_s(\vartheta) - V_L(\vartheta) - \Delta V_f(\vartheta) - V_d(\vartheta) = 0, \tag{3}$$

где  $\Delta V_f(\vartheta)$  — падение напряжения на двух проводящих ток диодах, которое можно без существенной погрешности включить в постоянную по величине противо-ЭДС  $V_d(\vartheta)$ .

Произведем, рекомендуемое в [2], усреднение полученного в результате уравнения за интервал проводимости  $(\beta - \alpha)$  в режиме прерывистого тока:

$$\frac{1}{\beta - \alpha} \left( \int_{\alpha}^{\beta} V_s(\vartheta) d\vartheta - \int_{\alpha}^{\beta} V_L(\vartheta) d\vartheta - \int_{\alpha}^{\beta} V_d(\vartheta) d\vartheta \right) = 0. \tag{3'}$$

Среднее напряжение на индуктивности за интервал протекания тока, при одинаковых значениях тока в начале и в конце интервала, равно нулю, и поэтому из (3') следует выражение:

$$\frac{1}{\beta - \alpha} \int_{\alpha}^{\beta} V_{sm} \sin \vartheta d\vartheta = V_d,$$

из которого после вычисления интеграла получаем:

$$x = \frac{V_d}{V_{sm}} = \frac{\cos \alpha - \cos \beta}{\beta - \alpha}. \tag{4}$$

С учетом (2) перепишем (4) в режиме прерывистого тока:

$$\sin \alpha = \frac{\cos \alpha - \cos \beta}{\beta - \alpha} @ \alpha = \alpha_d$$

и затем, учтя (1), запишем выражение для гранично-непрерывного режима, когда  $\alpha = \alpha_0$ :

$$\sin \alpha_0 = \frac{\cos \alpha_0 - \cos(\pi + \alpha_0)}{\pi + \alpha_0 - \alpha_0} = \frac{2}{\pi} \cos \alpha_0, \tag{5}$$

позволяющее легко вычислить угол  $\alpha_0$ , при котором ток  $i_L(t)$  становится непрерывным:

$$\tan \alpha_0 = 2/\pi; \quad \alpha_0 = 32,48^\circ; \quad x_0 = \sin \alpha_0 = 0,537^\circ, \tag{6}$$

и благодаря этому  $V_d$  и  $V_{sm}$  связаны, согласно (2), соотношением  $V_d = 0,537 V_{sm}$

### О связи величин нагрузки и индуктивности в различных режимах

Особенность изучаемой схемы такова, что в непрерывном режиме, то есть при  $V_d < 0,537 V_{sm}$ , форма тока  $i_L(\vartheta)$  совпадает с формой в гранично-непрерывном режиме в главном: на границах полупериода ток нулевой. В результате угол  $\alpha$  становится углом сдвига в отставание первой гармоники тока  $i_L(\vartheta)$  относительно гармонического напряжения питания  $v_L(\vartheta)$ .

Очевидна зависимость угла  $\alpha$  и параметра  $x$  от значения индуктивности  $L_e$ , которая во взаимодействии с диодами формирует ток  $i_d(\vartheta) = |i_L(\vartheta)|$ . Используя (3) с указанными ранее упрощениями, запишем уравнения для вычисления  $i_L(\vartheta)$  при  $\omega t > \alpha$ :

$$\omega L_e \frac{di_L}{d\vartheta} = V_{sm} \sin \omega t - V_d, \quad \vartheta = \omega t,$$

$$i_L(\vartheta) = \frac{1}{\omega L_e} \int_{\alpha}^{\vartheta} (V_{sm} \sin \vartheta - V_d) d\vartheta = \frac{V_{sm}}{\omega L_e} (\cos \alpha - \cos \vartheta) - \frac{V_d}{\omega L_e} (\vartheta - \alpha). \tag{7}$$

Интеграл  $i_L(\vartheta)$  (или  $i_d(\vartheta)$ ) за интервал изменения тока «от нуля до нуля», усредненный на интервале  $\pi$ , совпадает со средним значением тока  $I_d$  нагрузки  $R_d$ . Поэтому в прерывистом режиме, с учетом соотношения (1) и интервала протекания тока  $(\beta - \alpha)$ , получим:

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_L(\vartheta) d\vartheta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \left[ \frac{V_{sm}}{\omega L_e} (\cos \alpha - \cos \vartheta) - \frac{V_d}{\omega L_e} (\vartheta - \alpha) \right] d\vartheta = \frac{1}{\pi} \times \frac{V_{sm}}{\omega L_e} \left[ 1 + \frac{(\beta - \alpha) \cos \alpha - \sin \beta}{\sin \alpha} - \frac{(\beta - \alpha)^2}{2} \right], \tag{8}$$

а на границе непрерывного режима, учтя (5) и (6), усреднение и протекание тока в интервале от  $\alpha$  до  $(\pi + \alpha)$  плюс значение  $\alpha = \alpha_0$  на этой границе, получим из (8):

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} i_L(\vartheta) d\vartheta = \frac{1}{\pi} \times \frac{V_d}{\omega L_e} \times \left[ 1 + \frac{(\pi + \alpha - \alpha) \cos \alpha - \sin(\pi + \alpha)}{\sin \alpha} - \frac{(\pi + \alpha - \alpha)^2}{2} \right] = \frac{V_d}{\omega L_e} \tan \alpha_0. \tag{9}$$

Если учесть, что  $V_d/I_d = R_d$  представляет нагрузку, то, исходя из (8), можно получить соотношение проектирования для оценки величины  $L_e$  при прерывистом токе, когда  $\alpha = \alpha_d$ :

$$L_{e\beta} = \frac{R_d}{\pi\omega} \left[ 1 + \frac{(\beta - \alpha) \cos \alpha - \sin \beta - \frac{(\beta - \alpha)^2}{2}}{\sin \alpha} \right], \quad (10)$$

а из (9) — оценку величины  $L_{e0}$  при гранично-непрерывном токе:

$$L_{e0} = \frac{R_d}{\omega} \tan \alpha_0 \quad (11)$$

и использовать (11) для оценки  $L_e$  при любом  $R_d$  и непрерывном токе, то есть при  $\alpha = \alpha_L \geq \alpha_0$ .

### Внешняя характеристика и пульсации выходного напряжения

Как известно, внешняя характеристика однофазного выпрямителя с идеальными диодами и линейным LC-фильтром — линейно падающая в своей основной части с наклоном, пропорциональным активному сопротивлению реальной индуктивности фильтра. Судя по изложенному выше, в рассматриваемой схеме внешняя характеристика более сложная. Во-первых, в ней присутствуют два участка: участок прерывистого режима для больших относительных напряжений  $V_d/V_{sm}$  и малых токов  $I_d/I_{sm}$  и участок непрерывного тока для малых относительных напряжений  $V_d$  и больших токов  $I_d$ ; участки стыкуются при  $V_d/V_{sm} = 0,537$ . Первый участок с началом в точке  $V_d/V_{sm}=1, I_d = 0$  оканчивается при  $V_d/V_{sm} = 0,537$ . Здесь, при  $\alpha = \alpha_0$ , начинается второй участок, с окончанием при  $V_d/V_{sm} = 0, \alpha = \pi/2$ .

Общепринято [6] представлять внешние характеристики в координатах  $V_d/V_{sm}, I_d/I_{sm}$ , где  $I_{sm}$  — амплитуда тока  $i_s$  при коротком замыкании на выходных зажимах блока диодов:

$$I_{sm} = \frac{V_{sm}}{\omega L_e}$$

Тогда для представления характеристики в прерывистом режиме используются выражения:

$$\frac{V_d}{V_{sm}} = \sin \alpha; \quad \frac{I_d}{I_{sm}} = \frac{1}{\pi} \left[ (\beta - \alpha) \cos \alpha - \sin \beta + \sin \alpha - \sin \alpha \frac{(\beta - \alpha)^2}{2} \right];$$

и в границах:  $1 > V_d/V_{sm} > 0,537 @ \pi/2 > \alpha > \alpha_0$  наблюдается прерывистый режим.

Для представления характеристики непрерывного режима выражения проще:

$$\frac{V_d}{V_{sm}} = \frac{2}{\pi} \cos \alpha, \quad \frac{I_d}{I_{sm}} = \frac{2}{\pi} \sin \alpha;$$

и она наблюдается в границах:  $0,537 > V_d/V_{sm} > 0 @ \alpha_0 < \alpha < \pi/2$ . В точке короткого замыкания нагрузки  $V_d/V_{sm} = 0, I_d/I_{sm} = 0,637$ . Полная внешняя характеристика приведена на рис. 5.

Величина пульсаций напряжения на нагрузке выпрямителя зависит от величины емкости  $C_e$  и величины амплитуды переменной составляющей тока  $i_d(t)$ , которая имеет частоту, равную удвоенной частоте питающего напряжения. Если сопротивление конденсатора на частоте пульсаций  $1/2\omega C_e$  будет выбрано намного меньше  $R_d$ , то величина пульсаций напряжения на нагрузке может быть приближенно вычислена как произведение амплитуды первой гармоники пульсаций  $I_{1-m}$  тока  $i_d(t)$  на сопротивление конденсатора на частоте  $\omega_{1-} = 2\omega$ :

$$V_{1-m} = I_{1-m} \frac{1}{\omega_{1-} C_e}, \quad \omega_{1-} = 2\omega = 4\pi f.$$

Рассмотрим режим непрерывного тока. В этом режиме импульсы  $i_d(t)$  имеют форму, близкую к форме полусинусоид длительностью полупериода, и следуют непрерывно друг за другом. Для такой после-

довательности, как известно [2, 9], коэффициент пульсаций тока, вычисленный по амплитуде гармоники пульсаций:

$$k_{pim} = \frac{I_{1-m}}{I_d} = \frac{2}{3} \cong 0,67.$$

Аналогично можно представить коэффициент пульсаций напряжения на нагрузке:

$$k_{pvm} = \frac{V_{1-m}}{V_d} = \frac{I_{1-m}/\omega_{1-} C_e}{I_d R_d} = \frac{k_{pim}}{4\pi f C_e R_d}.$$

Последнее выражение позволяет записать неравенство для оценки величины  $C_e$ , которая обеспечит заданную величину коэффициента пульсаций напряжения:

$$C_e \geq \frac{k_{pim}}{4\pi f R_d k_{pvm}} \cong \frac{0,055}{k_{pvm} f R_d}. \quad (12)$$

Как вытекает из изложенного, амплитудно-частотная характеристика  $L_e C_e$  комбинации, и в частности резонансная частота, не играют заметной роли в формировании пульсаций выходного напряжения выпрямителя. Имеют значение и оказывают влияние на режимы работы выпрямителя только индивидуальные параметры реактивных элементов.

### Верификация полученных соотношений проектирования по результатам симуляций в САПР

Верификация полученных соотношений проводилась для обоих описанных выше режимов работы, прерывистого и непрерывного переменного тока, формируемых за счет выбора величины отношения  $x = V_d/V_{sm}$ . В приводимых ниже примерах приняты значения  $x = 0,707, \alpha_d = 45^\circ$  для режима прерывистого тока и  $x = 0,3185, \alpha_L = 60^\circ$  для режима непрерывного тока. Параметры питающей сети  $V_{sm} = 170$  В,  $\omega = 314$ , нагрузка  $R_d = 10$  Ом, требуемый коэффициент пульсаций напряжения представлен величиной  $k_{pvm} = 0,03$ .

На основе исходных данных для режима гранично-непрерывного тока согласно (11) и (6) вычислено  $L_e = 20,3$  мГн, принято  $C_e = 4$  мФ, то есть  $C_e R_d = 40$  мс =  $2T$  сети питания; для режима прерывистого тока вычислено с итерациями по (4)  $\beta \approx 183,5^\circ$ , затем по (10)  $L_e = 6,5$  мГн для режима непрерывного тока согласно (11) и данному  $\alpha_L$  вычислено  $L_e = 55$  мГн и для обоих режимов согласно (12) вычислено  $C_e = 3,7$  мФ, что оправдывает симуляцию с  $C_e = 4$  мФ.

Симуляции выполнены с помощью SPICE-ориентированного пакета программ LTspice IV, разработанного Linear Technology Inc. для имитационного моделирования устройств преобразовательной техники. Пользователей пакета программ привлекает как возможность сво-

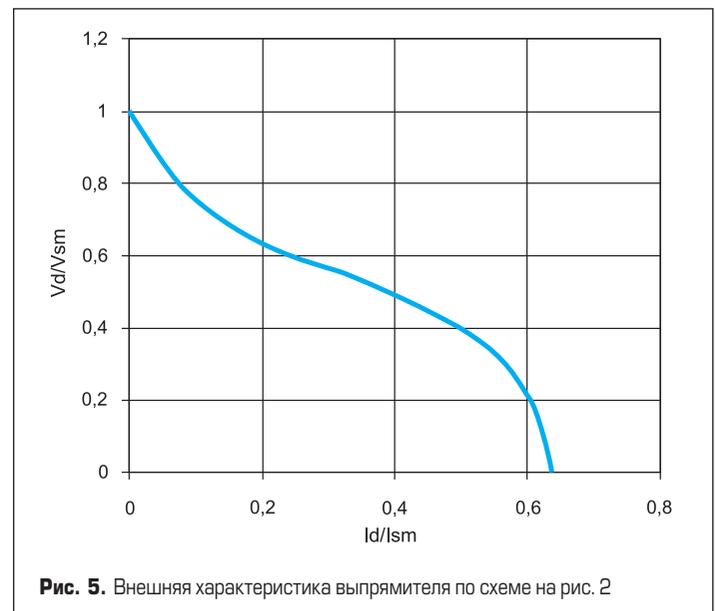


Рис. 5. Внешняя характеристика выпрямителя по схеме на рис. 2

бодного копирования с сайта <http://www.linear.com>, так и регулярное обновление исполняемой версии разработчиком пакета. Руководство по работе в этом пакете, названное «Программа схемотехнического моделирования SwitcherCAD III», разработал и опубликовал М. Пушкарев в журнале «Компоненты и технологии»: № 11, 12'2008 и № 3, 6, 7'2009.

Получены следующие результаты симуляции в режиме гранично-непрерывного тока:  $x = 0,54$ ,  $\alpha_0 = 32,7^\circ$ ,  $k_{pvm} = 0,043$ ; в режиме прерывистого тока:  $x = 0,705$ ,  $\alpha = \alpha_d = 44,1^\circ$ ,  $k_{pvm} = 0,04$ ; в режиме непрерывного тока:  $x = 0,312$ ,  $\alpha = 18,18^\circ$ ,  $\alpha_L = 59,8^\circ$ ,  $k_{pvm} = 0,06$ . Их сравнение с приведенными в начале данного раздела расчетными величинами позволяет сделать вывод об успешной верификации соотношений проектирования (5), (6), (10), (11), (12), (13), знакомство с которыми будет полезно, очевидно, и авторам [9, 11].

### Заключение

1. Значимость обучения предмету СЭ в современном высшем образовании электротехнического направления или уклона невозможно преувеличить. Особого внимания требует подготовка, переподготовка и повышение квалификации специалистов, дипломированных в последние два десятилетия и ранее.
2. Большой объем и сложность теории и практических навыков, которые должны быть освоены обучаемыми основам СЭ, требуют базировать методику преподавания на использовании предметных САПР: а) для синхронной реализации тематики лекционных и практических занятий; б) для симуляции процессов в моделях изучаемых устройств, с обязательной верификацией достоверности основных соотношений проектирования этих устройств.
3. Практикум на базе САПР — естественная часть общего лабораторного практикума по устройствам СЭ, который включает усилители мощности непрерывного и ключевого режима работы, выпрямители, инверторы, преобразователи частоты на полупроводниковых приборах и служит углубленному пониманию принципов их действия и взаимодействия.
4. Для схемы однофазного мостового выпрямителя с индуктивностью в цепи переменного тока и с конденсатором большой емкости параллельно нагрузке получены основные соотношения для проектирования, прошедшие успешную верификацию. Результаты данной иллюстрации позволяют обсудить необходимость изучения этого устройства в курсе СЭ.

- ### Литература
1. Розанов Ю. К., Рябчицкий М. В., Кваснюк А. А. Силавая электроника. Учебник для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2007.
  2. Мелешин В. Транзисторная преобразовательная техника. —М.: Техносфера, 2005.
  3. Зиновьев Г. С. Основы силового электроники. Учеб. пособие. Изд.2-е. Новосибирск, изд-во НГТУ, 2003.
  4. Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника. Учебник для вузов. Под ред. Лабунцова В. А. М.: Энергоатомиздат, 1988.
  5. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. Учебник для вузов. Науч. ред. Лабунцов В. А. М.: Высшая школа, 1982.
  6. Каганов И. Л. Электронные и ионные преобразователи (основы промышленной электроники). Ч. 3. М.-Л.: ГЭИ, 1956.
  7. Герман-Галкин С. Г. Силавая электроника: Лабораторные работы на ПК. СПб.: КОРОНА принт, 2002.
  8. Лурье М. С., Лурье О. М. Имитационное моделирование схем преобразовательной техники. Красноярск, СибГТУ, 2007.
  9. Rashid M. H. Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications. 3rd ed. Sec.3.11. Pearson Prentice Hall, 2004.
  10. Rashid M. H., Rashid H. M. SPICE for Power Electronics and Electric Power. 2nd ed. CRC Press, 2006.
  11. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. 3rd ed. Sec. 5-3. John Wiley and Sons, 2003.
  12. Mohan N. PSpiceTM based Examples (Release 9.0). [www.mnper.com](http://www.mnper.com)
  13. Erickson R. W., Maksimovic' D. Fundamentals of Power Electronics. 2nd ed. Kluwer Academic Publishers, 2004.
  14. Смирнов В. П. Методические указания по разделу «Применение ЭВМ для анализа процессов в схемах промышленной электроники» курса ВТИИЭР. Учеб. пособие для специальности 0612. Ташкент, ТашПИ, 1978.
  15. Смирнов В. П. - Основные принципы и методы, положенные в основу агрегатной системы моделирования вентиляльных преобразовательных устройств АСМ ВПУ. Сб. науч. трудов «Схемы и режимы нелинейных цепей и устройств». Ташкент, ТашПИ, 1983
  16. Смирнов В. П., Островский А. С., Ушаков Ю. А. Имитационное моделирование нелинейных систем на ЦВМ с использованием структурных схем. // Известия вузов, Электромеханика, 1987, №10.

## Цифровой интегратор AI-PMUL для катушек Роговского от LEM



Компания LEM представляет интегратор AI-PMUL для комплектования своих гибких разъемных катушек Роговского. AI-PMUL является универсальным цифровым формирователем сигнала с выхода катушек Роговского и предлагает широкий выбор стандартных аналоговых выходов типа True RMS с мгновенным выходом. Напряжение на выходе катушек Роговского пропорционально производной от первичного тока. Поэтому для преобразования выходного напряжения в сигнал, пропорциональный силе входного тока, требуется интегратор. Интегратор является необхо-

димым компонентом схемы измерения тока с помощью катушки Роговского, а архитектура и способ реализации усилительного каскада вносят основной вклад в такие электрические параметры датчика, как линейность, фазовый сдвиг и частотный диапазон. Имея погрешность нелинейности менее 0,1%, совместно с LEM ART и ARU (скоро появится) катушками Роговского класса точности 0,5, решение является универсальным для измерения и мониторинга, с выдающейся точностью измерения вплоть до токов в 5000 А.

AI-PMUL — универсальный интегратор, рассчитанный на все возможные диапазоны тока. Простая конфигурация и индикация статуса на передней панели обеспечивают простоту управления. Установка диапазона токов, входной чувствительности и выбор типа выхода обеспечиваются простой, надежной и безошибочной системой из двух эргономичных кнопок управления и двухцветного светодиодного индикатора, где зеленый цвет служит для определения диапазона входных токов, а красный — для индикации входной чувствительности и выбора типа выходного сигнала.

Пользователи могут выбирать из 12 диапазонов тока 100–5000 А, шести вариантов чувствительности катушек Роговского 22,5–120 мВ/кА и шести возможных типов выхода (четыре true RMS выхода: 0–20 и 4–20 мА, 0–5 и 0–10 В и два мгновенных выхода по напряжению: 0–225 мВ и 0–333 мВ). Скоро появится и вариант с мгновенным токовым выходом 1 А.

Диапазон рабочих температур интегратора –25...+70 °С, питание +24 В, AI-PMUL имеет компактные размеры 100×78×15 мм и монтируется на 35-мм DIN-рейку.

Для измерения малых токов в сложных условиях в качестве опции предлагается входной коаксиальный SMA-коннектор.

Специально для трехфазных сетей вплоть до трех AI-PMUL-интеграторов могут быть соединены вместе опциональным коннектором и питаться от одного источника напряжения.

Интеграторы серии AI-PMUL имеют маркировку CE и пятилетнюю гарантию LEM.

[www.lem.com](http://www.lem.com)