

ЭФФЕКТИВНЫЙ ИНТЕРМЕТОДИЧЕСКИЙ СПОСОБ ИССЛЕДОВАНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ КОНВЕРТЕРОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ – БВК ЭЭ. Ч. 1

Arkadiy M. Repin (Moscow)

THE EFFECTIVE INTERMETHODOICAL WAY OF RESEARCH OF THE ELECTRIC POWER CONVERTERS

Аннотация. На примере схемной модели класса $Sk_m(L)rER//C$ впервые в электронной версии представлен для специалистов–конверсионщиков простой, экономичный способ исследования электромагнитных процессов в вентильных конвертерах электроэнергии при их работе в коммутационных режимах k -го порядка.

Предисловие. Для упрощения иллюстрации использована скан-копия фундаментальной работы автора, опубликованной в “открытом” (не секретном) выпуске 1977 г. научно-технического сборника «Вопросы радиоэлектроники» (ВРЭ, *Problems of Radio-electronics*), когда-то преимущественно “закрытого” для свободного доступа. Наряду с основным целевым материалом продемонстрированы некоторые принципиально ошибочные представления, копируемые на протяжении примерно 100 лет. В том числе до сих пор. И прежде всего, в учебной литературе. Как наиболее массовой. И потому наносящей ощутимый вред.

Обусловлено это, как ни странно, слабым знанием преподавателями элементарных основ теории электротехники, азов конверсики (в частности, нарушением законов скачков), наличия некорректных, ошибочных теорий, представлений, трактовок физической сущности электромагнитных процессов (ЭМП) в вентильных (нелинейных) цепях (устройствах), иными огрехами.

Поэтому, наряду с основным материалом по интерметодическому способу, сочтено уместным привести хотя бы формулировку законов скачков в виде, представленном для широкой аудитории в популярном Каталоге Международного Салона промышленной собственности «Архимед». В виде самостоятельных авторских произведений (по содержанию и дизайну) о законах скачков и приоритетах в конверсике приведены также тезисы, тоже коррелирующиеся с данными материалами.

Фрагмент из книги : *Азы Конверсики /А.М. Репин. – М., 2005, с. 30. Для некоторого знакомства*

Мини-анонсы о новациях автора в требуемой форме

Представлены на Международный Салон промышленной собственности «Архимед-2005»

Секции: 05: Наземный, морской и воздушный транспорт, 09: Металлургия, 10: Электричество и конверсика, 11: Энергетика и конверсика, 12: Радио. Телевидение. Дальняя связь

Каталог. 2005. С.184. Эксп.5. НТТМ. Репин Аркадий Михайлович

«КОНВЕРСИКА/CONVERSICS» - новый базовый термин,
экономичное, понятийно ёмкое нововведение,
элемент полезного научно-инновационного продукта

Полезен для именования области знания, программ, отделений. Конференций, журналов, рубрик. Также дисциплин, специальностей, курсов, учебников, кафедр, вузов и т.д. **Новый термин соответствует** всем принципам терминологической науки. **Прост.** Предельно краток. **Понятийно ёмок.** Обеспечивает речевую и письменную экономию. Толерантен. **Интернационален.** **Общепонятен** в мире без дополнительных разъяснений на большинстве языков. Этимологически **естествен** от основополагающих для многих языков латинских слов (conversio, convertere). Или порождённых от них английских. А также подобных, созвучных терминов на других языках. **Архимед бы одобрил.** А архимедовцы? ☺

Заявка 121619/09. Альманах-2001. – М.: Изд. МАНОИ. 2001, с. 141-143.

Предложение: Любые полезные формы сопричастности.

Формулировка, редакция, дизайн 6.1.2005. Тезисы 3.1.2004. © А.М. Репин



С. 215. Эксп.1. НТТМ. Репин Аркадий Михайлович

Законы скачков – эффективное, простое и универсальное новшество, инструмент, средство

Модифицируемая либо обобщаемая, как пригодная для структур разной природы, и использованная в радиоэлектронике, технике средств связи, энергетике простая формулировка:

“сумма скачков $\lrcorner \{R_j, R_v\}$ продольных R_j или поперечных R_v , переменных R связанной структуры в любой момент времени ϑ **равна нулю:** $\sum_{j,v} \lrcorner \{R_j, R_v\} = 0$ ”, а также её следствия и схожие

формулировки для соответствующих областей при замене обозначений и ключевых слов на принятые в них, например, в **электротехнике** – на токи, напряжения, потокосцепления и заряды: $\sum_{j,v} \lrcorner \{i_j, u_v\} = 0$, $\sum_{j,v} \lrcorner \{q_j, \psi_v\}(\vartheta_+) = \sum_{j,v} \lrcorner \{q_j, \psi_v\}(\vartheta_-)$, $\forall \{v, j\} \in [1, (v_x, j_x)]$, где $\lrcorner R \in \lrcorner R(\vartheta) = R(\vartheta_+) - R(\vartheta_-)$, $\vartheta_{\pm} = \vartheta \pm 0$,

позволяют всем – изобретателям, разработчикам, инженерам, преподавателям, учёным и даже студентам и школьникам – легко **выявить и устранить неточности и ошибки.** В изобретательской, инженерно-технической, научной и учебной деятельности и литературе. А также при трактовке принципов действия устройств, агрегатов, машин, изобретений. Великий изобретатель **Архимед одобрил бы.** А архимедовцы? ☺

Патент: SU 38681, "Радиоэлектроника" 1976, "Техника связи" 1969, "Энергетика" 1977.

Предложение: Сообщать о результатах автору для размещения на общий для всех пользователей портал.

Формулировка, редакция, дизайн 9.1.2005. Тезисы 4.2.2004. © А.М. Репин

Личный экз.
13.12.89г

Вопросы радиоэлектроники
Сер. Общетеχνическая, 1977, Вып. 9, с. 122..138
(Поступило в редакцию 3.10.1976г)

Исследование
многовентильных
схем.

Класс

Skт (M) rER/C.

Интерметодический способ.

Автор

А.М. Репин

МИНИСТЕРСТВО РАДИОПРОМЫШЛЕННОСТИ СССР

ВОПРОСЫ
РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ СБОРНИК

Серия
ОБЩЕТЕХНИЧЕСКАЯ

Выпуск 9

с. 122...138

1977

УДК 621.314.1

Канд. техн. наук А. М. Репин

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СОСТОЯНИЯ МНОГОВЕНТИЛЬНЫХ СХЕМ С ЕМКОСТНЫМ
ФИЛЬТРОМ

На основе изложенных методов получены рекуррентные соотношения и полиграммы переменных, отражающие параметрическую динамику электромагнитных процессов многовентильных схем с емкостным фильтром.

Постановка задачи

Вентильные схемы с емкостным фильтром находят очень широкое применение в самых различных областях техники. Так, например, линейные тракты радиоприемников и каналы СДЦ импульсно-когерентных РЛС в качестве основных нелинейных устройств содержат вентильные детекторы, коммутаторы, смесители с разным числом вентиляей и ЭДС [1].

Без схем вентильного преобразования переменного тока в постоянный с числом m ($m = 1, 2, 3, 4, 6, 9, 12, 18, \dots$) фазных ЭДС и вентиляей немислимы устройства электропитания [2-8]. Без них, в свою очередь, невозможна работа ни одной радио- или электротехнической аппаратуры, устройств связи, вычислительной техники и многих других потребителей постоянного тока. Емкостный накопитель выходных фильтров в таких схемах является весьма распространенным и важным элементом по аккумуляции электрической энергии.

Не менее важно применение 2-, 3-, 4-, 6- и 12-фазных вентильных схем с емкостью на выходе в системах стабилизации напряжения инверторов, устройствах автоматического управления реверсивных агрегатов электропривода [9], в лазерной технике, в аппаратуре физики элементарных частиц, в аппаратах защиты и автоматики [10] и в других областях техники.

При всем разнообразии схем и областей их применения возможно общее решение задачи по анализу электромагнитных процессов на единой методической и физико-математической основе, что при сформулированных ниже условиях и выполнено в данной статье.

Следует подчеркнуть, что при анализе схем с емкостью обычно [1-4] изучают так называемые режимы прерывистого выходного тока, для краткости обозначаемые далее в виде $P \in Z$ [11]. Длительное время в литературе не предполагалось о существовании в таких схемах иных режимов. Возможно поэтому условие о режиме $P \in Z$ ранее не оговаривали, априори полагая его единственным. Здесь, однако, так же, как в схемах с индуктивными фильтрами, возникают режимы непрерывного тока. Они бывают в основном двух типов: коммутационные, когда в работе одновременно участвуют две или более внутренние ветви (ЭДС, вентили и пр.), и с мгновенной коммутацией [11]. Обозначим их соответственно в виде $P \in K_k$ и $P \in H$. В силу новизны они оказались вне рамок исследований, хотя среди множества физических состояний занимают в многовентильных схемах преимущественную часть.

Далее рассмотрены все состояния k -го порядка ($k = 0, 1, 2, \dots, k_x$), какие могут иметь место в конкретных практических схемах с активными потерями, произвольным числом m вентилях ($m = 1, 2, 3, \dots, m_x$), емкостным ($R \parallel C$) фильтром, при учете конечных значений емкости, синусоидальных (формы S) фазных ЭДС, нелинейности ампер-вольтных характеристик (АВХ) вентилях и изменении параметров схемных элементов в физически возможных пределах. Тем самым изучена параметрическая динамика физических состояний схем при толерансных значениях входящих в схемы элементов. Основное внимание уделено методам и средствам анализа, как наиболее важной и ответственной части любых изысканий, теоретических или экспериментальных.

Схема замещения

Схема замещения исследуемых устройств представлена на рис. 1, а. Стрелки указывают положительные направления переменных. Внутренние сопротивления $r_{им}$ линейной системы источников ЭДС S_{μ} приняты актив-

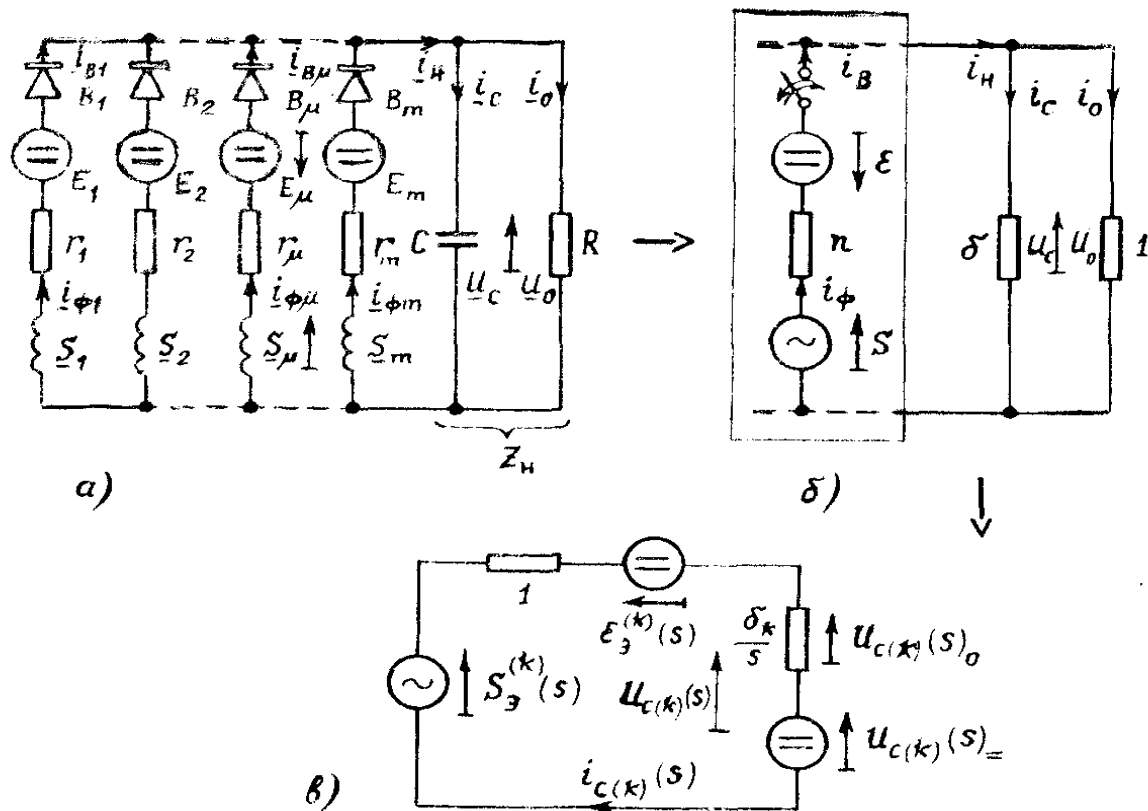


Рис.1

ными и линейными. Реальные (нелинейные) АВХ вентилей (рис.2,а) заменены смещенными двухлинейными (рис.2,в). Тем самым реальные вентили представлены последовательной цепочкой (рис.2,г) из идеальных вентилей B_{μ} (рис.1,а), обладающих идеальными АВХ (рис.2,б), линейных эквивалентных прямых сопротивлений $r_{пр\mu}$ [15] и фиктивных противоисточников постоянного напряжения смещения E_{μ} . Все сопротивления внутренних ветвей объединены в r_{μ} . Они отражают внутренние активные потери.

Идеальность вентилей на рис.1,а позволяет заменить их безынерционными ключами (рис.1,б) с нулевым сопротивлением в замкнутом состоянии и бесконечным в разомкнутом. Включение их и отключение самопроизвольное при $U_{ак} = 0 \pm$. Радиус кривизны АВХ (рис.2,б) равен бесконечности в точке перегиба и поэтому схема на рис.1,а является предельно нелинейной. Но ключевая замена вентилей позволяет рассматривать систему (рис.1,а) с нелинейными элементами (НЭ) как систему с дискретно (безынерционно) -меняющимися линейными структурами и тем самым открывает возможность воспользоваться достоинствами методики припасовыва-

ния [12], разработанной для цепей с одним НЭ. Более того, именно это обстоятельство позволит нам в дальнейшем перейти от существенно нелинейной структуры с $k+1$ одновременно работающими НЭ к эквивалентной линейной цепи, анализ которой оказывается простым.

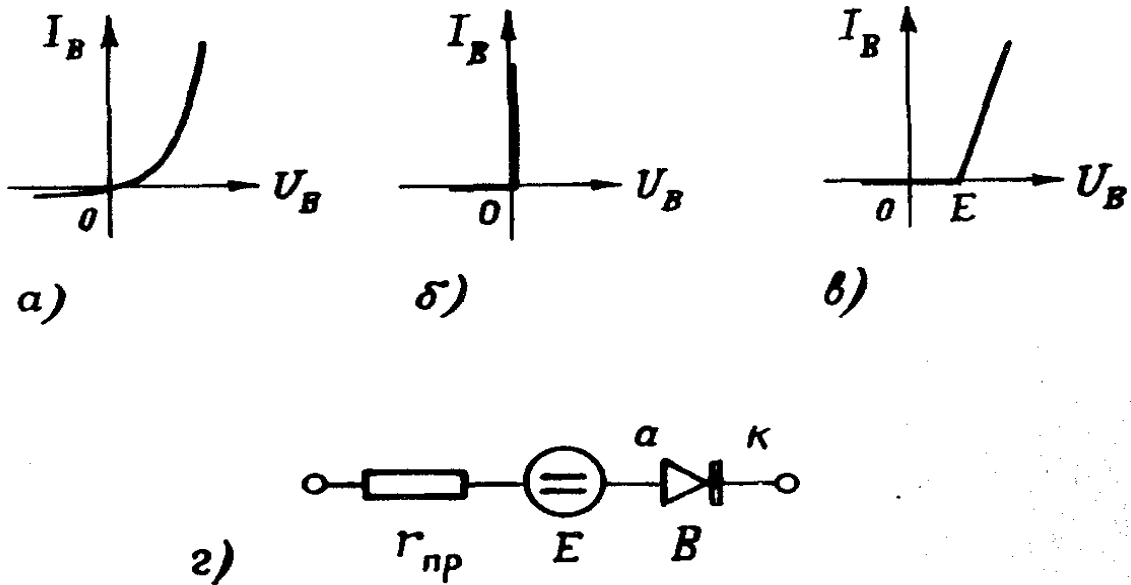


Рис.2

Для определенности полезно вентильные преобразователи, представленные конкретной схемой замещения, объединять в класс и для краткости обозначать латинскими буквами входящих в схему элементов [11]. Учитывая принятые допущения, получаем, что анализу подлежат схемы класса $SkmrERIIIC$ в k -м режиме работы. Под k -м условимся понимать такое состояние схем, при котором в течение интервала повторяемости процессов \mathcal{U}_n^a попеременно участвует в работе (коммутирует) $k+1$ и k внутренних ветвей. Обозначим $k^\pm = k \pm 1$. Тогда интервал \mathcal{U}_n^a будет содержать k^- -й и k^+ -й подынтервалы коммутации. При $k=0$ имеем режим $Pc3$, при $k>0$ - режимы PcK_k .

Основной целью дальнейшего анализа является выявление режимов, возможных в схемах класса $SkmrERIIIC$, и поиск переменных в каждом

режиме. Плодотворность решения этих задач во многом зависит от применяемых методов и средств.

Методические основы анализа

Анализ схем (поиск переменных) возможен известными методами. Некритический подход здесь, однако, неприемлем. Традиционность приводит к весьма трудоемким выкладкам и очень большому объему материала. Решение можно существенно упростить и изложить в рамках статьи, если использовать ряд рациональных приемов. Сущность основных из них сводится к следующему.

О возможности одновременного анализа всех схем и режимов. При анализе вентильных преобразователей изучают обычно каждый режим в отдельности и, как правило, по каждой схеме [1-8], что чрезвычайно объемно. Удастся избежать возникающих при автономном способе затруднений с объемом, если при анализе схем класса $SkmrERIIIC$ воспользоваться методом коммутационных эквивалентов (КЭ) [11, 15]. Метод позволяет в рекуррентной форме получить результаты одновременно для всей совокупности схем и режимов, что эффективно снижает трудоемкость и объем (примерно в $m_x k_x$ раз).

О числе анализируемых структур. Число структур, подлежащих анализу за период процессов, определяется в схемах с одним НЭ числом отрезков аппроксимации его характеристики. При двухлинейных АВХ анализируют две разные структуры, "припасовывая" решения в моменты переключения с целью поиска последних, а также начальных условий или постоянных интегрирования.

В силу присущей методу КЭ рекуррентности результатов можно ограничиться анализом лишь одной структуры, соответствующей k -му подынтервалу коммутации. Для k^- -го подынтервала, смежного внутри периода с k -м, достаточно в полученных выражениях заменить k на k^- , что при прочих равных условиях примерно в два раза снижает выкладки и объем.

О числе искоемых неизвестных. При линеаризации АВХ соответствующие каждому подынтервалу структуры схем являются линейными и для их анализа применимы любые методы линейной теории, в том числе машинные. Поиск в общем случае i_x переменных линейной цепи f_x -го порядка требует, по известной методике, определения $f_x i_x$ неизвестных.

Применительно к подобным на рис. I, а классам схем решение можно значительно упростить, если заметить, что при замкнутых вентилях структура схемы является одномерной. В этом случае из i_x переменных, подлежащих расчету, полезно прежде всего найти лишь одну, называемую и с х о д н о й (И) [13], через которую остальные переменные находятся уже без операций интегрирования посредством обобщенного оператора вида

$$R_i(v) = \sum_{y=0}^{v_x} a_y s^y [И], \quad (1)$$

где $s = d/dv$ — оператор дифференцирования;

a_y — постоянные, определяемые структурой цепи, которые, как и порядок оператора v_x , зависят от того, насколько удалена от исходной ветвь с искомой i -й переменной ($i = 1, 2, \dots, i_x$).

Значение v_x не превышает f_x , и, таким образом, решение линейной цепи при типовых воздействиях сводится к определению лишь f_x корней. При этом в качестве исходной целесообразно выбирать р и д ж и т н у ю переменную, т.е. не изменяющуюся скачком при любых видах воздействий, например, ток индуктивности или напряжение емкости.

Схема (рис. I, а) является структурой первого порядка с одним энергоемким элементом и типовыми воздействиями. Поэтому из $i_x = 3k + 8$ переменных, подлежащих в k -м режиме определению, можно ограничиться поиском лишь одной из них, а именно напряжения $U_{C(k)}$, определив только один (он же единственный) корень структурного коэффициента передачи. Это намного упрощает решение.

О начальных условиях. Условия, отражающие в цепях начальные заряды в L и C элементах, находят в кусочных задачах из стыковки решений для разных структур схемы.

Для вентильных схем (рис. I, а), одно- или многозвенный фильтр которых начинается с конденсатора в поперечной ветви, начальное напряжение $U_{C(k)}(0)$ в любом k -м режиме можно легко найти из простых физических соображений, не прибегая к указанной, обычной для вентильных схем процедуре. Действительно, из рис. I, а нетрудно видеть, что $U_{C(k)}(0)$

равно значению ЭДС ветви с открывающимся клапаном за вычетом ЭДС этой же ветви. Это дополнительно сокращает объем.

О выборе числа периодов. Для выяснения параметрической динамики состояний достаточно изучить лишь стационарные режимы. В ряде работ зарубежных и отечественных авторов стационарные состояния схем с индуктивным фильтром рассматривают в общем виде для n периодов, что ведет к излишнему усложнению.

В силу периодичности установившихся процессов достаточно рассмотреть лишь один период и тем самым получить более простые выражения.

О симметрии ветвей. Пусть фазные ЭДС синусоидальны

$$S_{\mu} = S_{a\mu} \sin(\vartheta + \psi_{\mu}), \quad \vartheta = \omega t, \quad \omega = 2\pi f. \quad (2)$$

Для упрощения допустим также, что соблюдается полная симметрия ветвей

$$S_{a\mu} = S_a, \quad \psi_{\mu} = 2(\mu - 1)\theta, \quad r_{\mu} = r, \quad E_{\mu} = E. \quad (3)$$

В этом случае огибающая фазных ЭДС изменяется периодически с полупериодом $\theta = \pi / m$, а длительность k -го и k -го подынтервалов равна 2θ . Поэтому достаточно найти длительность (угол коммутации γ_k) k -го подынтервала (при $k=0$ — угол проводимости клапана Λ) с тем, чтобы однозначно вычислить γ_{k-} как $2\theta - \gamma_k$.

О числе независимых параметров. С целью дополнительного облегчения труда и снижения объема целесообразно еще до начала анализа видоизменить схему (рис. 1, а), перевести ее из размерной системы в безразмерную. Преобразованная (приведенная к основаниям, алгебраическая) схема становится относительным эквивалентом (ОТЭ) своего оригинала, создавая удобства на всех этапах исследования, включая синтез [14, 15].

Для схем класса $SkmrERIIIC$ удобно в качестве оснований принять для потенциальных величин — $\bar{O}_u = S_a$, для сопротивлений — $\bar{O}_z = R$. Тогда согласно закону $\bar{O}_i = \bar{O}_u / \bar{O}_z$ основание для токов $\bar{O}_i = S_a / R$. Дальнейший анализ проведен в безразмерной системе. Для получения именованных значений достаточно приведенные к основанию величины умножить на их основания.

Применение метода ОТЭ упрощает промежуточные выкладки, окончательные соотношения переменных, выражения режимных показателей, построение форм переменных и расчетных номограмм, выполнение расчетов на ЭВМ и т.д. Наряду с этим метод с самого начала позволяет исследовать

схемы через некоторые обобщенные безразмерные параметры, абстрагируясь от конкретных требований, предъявляемых к схемам.

Именно такие параметры, а не значения отдельных элементов схем, полностью определяют физические состояния устройств и потому в дальнейшем они называются определяющими [11, 15].

Относительный эквивалент μ -й ветви схемы (рис. 1, а) показан на рис. 1, б, где $n = 1/N = r/R$, $\varepsilon = E/S_a$, $\delta = \operatorname{tg} \beta = 1/\omega RC = 1/g$ - обобщенный декремент фильтра, инверсный обобщенной постоянной времени g .

Таким образом, $5m+2$ (при симметрии - семь) независимых параметров $S_{a\mu}, f_{\mu}, r_{\mu}, r_{пр\mu}, E_{\mu}, C, R$, фигурировавших в исходной схеме, сведены к трем определяющим параметрам $g = 1/\delta$, $n = 1/N$, ε , что создает значительные удобства и упрощения.

О выборе математического аппарата. В связи с наличием ключевых элементов, в схемах (рис. 1, б) протекают в целом импульсные процессы. Поэтому анализ подобных устройств нередко проводят методами, разработанными для импульсных систем. Однако в ряде случаев (например, при использовании дискретного преобразования Лапласа в анализе режима $P \ll H$ схем класса $SmRL$) получают довольно громоздкие, а порой ошибочные с физической точки зрения выражения.

Так как в течение k -го подынтервала коммутации структура схемы (рис. 1, б) является линейной, то для ее анализа удобен операторный метод с применением теоремы разложения [13] для произведения изображений на этапе перехода из комплексной области во временную.

Перечисленный комплекс приемов, отличающихся практической полезностью, удобством и простотой, позволяет предельно минимизировать затраты труда и объем изложения на всех этапах исследования от анализа до машинного проектирования. Проиллюстрируем это на примере задачи анализа.

Построение и анализ коммутационного эквивалента

В соответствии с изложенным найдем напряжение $U_c(k)$ при работе схем класса $SmrERHC$ в k -м режиме. Предварительно построим коммутационный эквивалент (КЭ).

Так как структуры схем в k -м и k^- -м подынтервалах коммутации, составляющих период 2θ , отличаются лишь на одну ветвь, то и системы

уравнений, описывающих состояния этих структур, отличаются на одно уравнение. Именно поэтому достаточно рассмотреть структуру схем лишь в k -м подынтервале.

Определив по теореме Эйлера-Листинга число независимых контуров, получаем для k -го подынтервала структуру схем класса $SkmrERHC$ в виде параллельного соединения k^+ внутренних безреактивных ветвей и двух ветвей фильтра вида $I||\delta$ с одним энергоемким элементом δ . Следовательно, состояние структуры описывается системой из $k+2$ уравнений первого порядка, составленных по Кирхгофу. Просуммировав эти уравнения и выполнив преобразования, можно найти уравнение для $U_C(k)$. Здесь возможен, однако, более простой путь, основанный на использовании известных соотношений.

Из рис. 1, б видно, что внешней, по Тевенину, цепью относительно ветви с δ является структура класса $Smpn\epsilon I$. Она исследована в [15]. Поэтому можно воспользоваться готовыми выражениями, полученными в [15] для эквивалентных параметров (ЭДС и внутреннего сопротивления) структуры $Skmn\epsilon I$. Они имеют вид

$$\xi_3^{(k)} = (S^{(k)} - \epsilon^{(k)})/y_k, \quad n_3^{(k)} = n/y_k. \quad (4)$$

Эти выражения являются общими независимо от формы ЭДС. При синусоидальных ЭДС вида

$$S_\mu = \sin(\nu + \psi_k + \mu^{-2}\theta) \quad (5)$$

имеем

$$S^{(k)} = \sum_1^{k^+} S_\mu = S_a^{(k)} \sin(\nu + \psi_k + k\theta); \quad S_a^{(k)} = \sin k^+\theta / \sin \theta; \quad (6)$$

$$\epsilon^{(k)} = \sum_1^{k^+} \epsilon_\mu = k^+\epsilon; \quad y_k = n + k^+.$$

Таким образом, нам довольно просто удалось перейти от существенно нелинейной структуры с k^+ вентилями, работающими одновременно, к одноконтурной линейной цепи первого порядка с тремя элементами вида $\xi_3^{(k)}$, $n_3^{(k)}$, δ . Анализ такой цепи негруден. К тому же, возможно ее дальнейшее упрощение.

Согласно теории оснований потенциальные величины, приведенные к основанию θ_u , не зависят от θ_z . Поэтому можно ввести новое основание $\theta'_z = n_3^{(k)}$, вновь получив единичный элемент ($n_3^{(k)}/n_3^{(k)} = 1$). Другой элемент $\delta_k = \delta/n_3^{(k)} = (1+kN)\delta = \text{tg}\beta_k$, являющийся обобщенным декрементом КЭ, можно представить в операторной форме как δ_k/s . Тогда с учетом начального напряжения $U_{C(k)}(0)$ получаем показанный на рис. I, в операторный КЭ с импедансом первого порядка. Величины, относящиеся к КЭ, отмечены индексом k наверху.

Теперь напряжение $U_{C(k)}$ в k -м подынтервале коммутации (отмечается индексом k внизу) находится просто. Действительно, из рис. I, в имеем

$$U_{C(k)}(s) = (\delta_k \mathcal{E}_3^{(k)}(s) + s U_{C(k)}(s) =) / (s + \delta_k), \quad (7)$$

где $\mathcal{E}_3^{(k)}(s) = y_k^{-1}(S^{(k)}(s) + \mathcal{E}^{(k)}(s))$; $S^{(k)}(s) = S_a^{(k)} S_\psi^{(k)}(s)$, $\mathcal{E}^{(k)}(s) = k^+ \mathcal{E}/s$;

$$S_\psi^{(k)}(s) = [s \sin(\psi_k + k\theta) + \cos(\psi_k + k\theta)] / (s^2 + 1), \quad U_{C(k)}(s) = U_{C(k)}(0)/s.$$

Переходя к оригиналу [13], с учетом $U_{C(k)}(0) = \sin\psi_k - \mathcal{E}$ окончательно получаем

$$U_{C(k)}(v) = y_k^{-1} [-S_{ak} \cos(v + \varphi_k) - k^+ \mathcal{E} + e_{ak} e^{-\delta_k v}], \quad (8)$$

где $S_{ak} = S_a^{(k)} \sin\beta_k$; $\beta_k = \text{arctg} \delta_k$;

$$e_{ak} = S_{ak} \cos\varphi_k + y_k \sin\psi_k - n_k \mathcal{E}; \quad \varphi_k = k\theta + \psi_k + \beta_k; \quad k = 0, 1, \dots, k_x.$$

Как видим, несмотря на общность, результат (8) весьма прост, как и все предшествовавшие ему промежуточные выкладки. Наряду с компактностью, обязанной рекуррентности компонент, запись (8) наглядно содержит переходную $U_{C(k)п} = e_{ak} y_k^{-1} e^{-\delta_k v}$ и установившуюся $U_{C(k)ч}$ составляющие.

Производные переменные и их формы

Для получения исходной переменной $U_{C(k^-)}(v)$ в k^- -м подынтервале достаточно в (8) заменить k на k^- (кроме $k = 0$, когда, при сохране-

ним начала координат в точке ψ открытия вентиля и длительности Λ его открытого состояния, разряд емкости во внекоммутационном подинтервале 0^- происходит, очевидно, по экспоненте $u_{c(0^-)}(\vartheta) = (\sin\psi - \varepsilon)e^{-\delta(\vartheta - 2\theta)}$.

Так как напряжение u_c является исходной переменной, то, согласно (1), легко находим, и е п о с р е д с т в е н н о во временной области и без интегрирования, остальные (производные) переменные и осуществляем анализ их форм, например, методами дифференциальной геометрии. В качестве примера на рис.3,а дана полиграмма переменных, отражающая принципиальную картину процессов в режиме $P=3$ (т.е. при $\kappa=0$) схем класса $SmrERHC$. При построении форм учтены решения на ЭВМ. Специфика ясна из рисунка.

Положив $\varepsilon=0$ или $\varepsilon=0$ и $u_c = \text{const}$ ($C \rightarrow \infty$), легко получаем формы переменных для схем классов $SmrRHC$ [4] и $SmrRHC_\infty$ [3]. Сопоставление с известным (рис.4) позволяет установить ряд отличий. Основное из них касается традиционного положения о том, что заряд Λ_{c3} (разряд Λ_{cp}) емкости фильтра совпадает по времени с проводящим Λ (закрытым Λ_B) состоянием вентиля

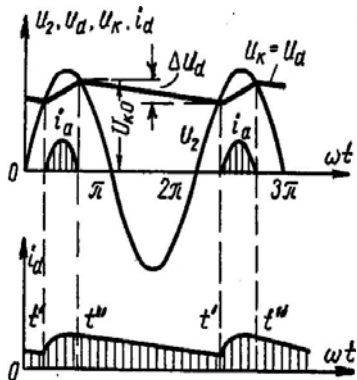
$$\Lambda_{c3} = \Lambda, \quad \Lambda_{cp} = \Lambda_B. \quad (9)$$

Из рис.3,а видно, что

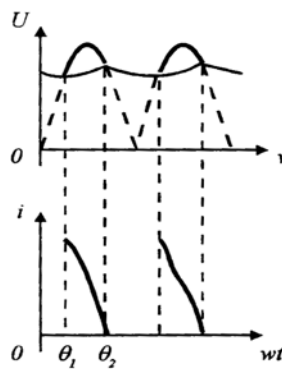
$$\Lambda_{c3} < \Lambda, \quad \Lambda_{cp} > \Lambda_B. \quad (9a)$$

Закономерность (9a), несмотря на её кажущуюся простоту, имеет принципиально важное значение. Из неё, в частности, следует, что период

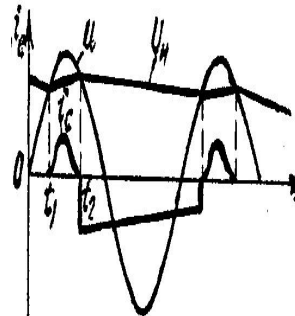
Дополнение к Рис.4



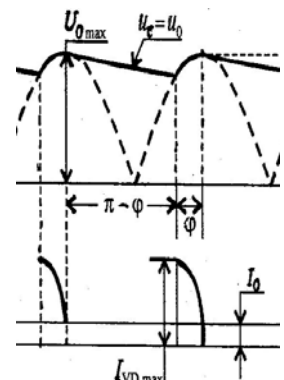
Блантер С.Г. Радиотехника и электроника. М. ГЭИ. 1960



Синдеев Ю.Р. Эл. техн. осн. электроники. 2000



Иванов П.М. Общая эл.-техника. М.: ВШ. 2000



Захаров Л.Ф., Колкaнов М.Ф. ЭПУС. 2007

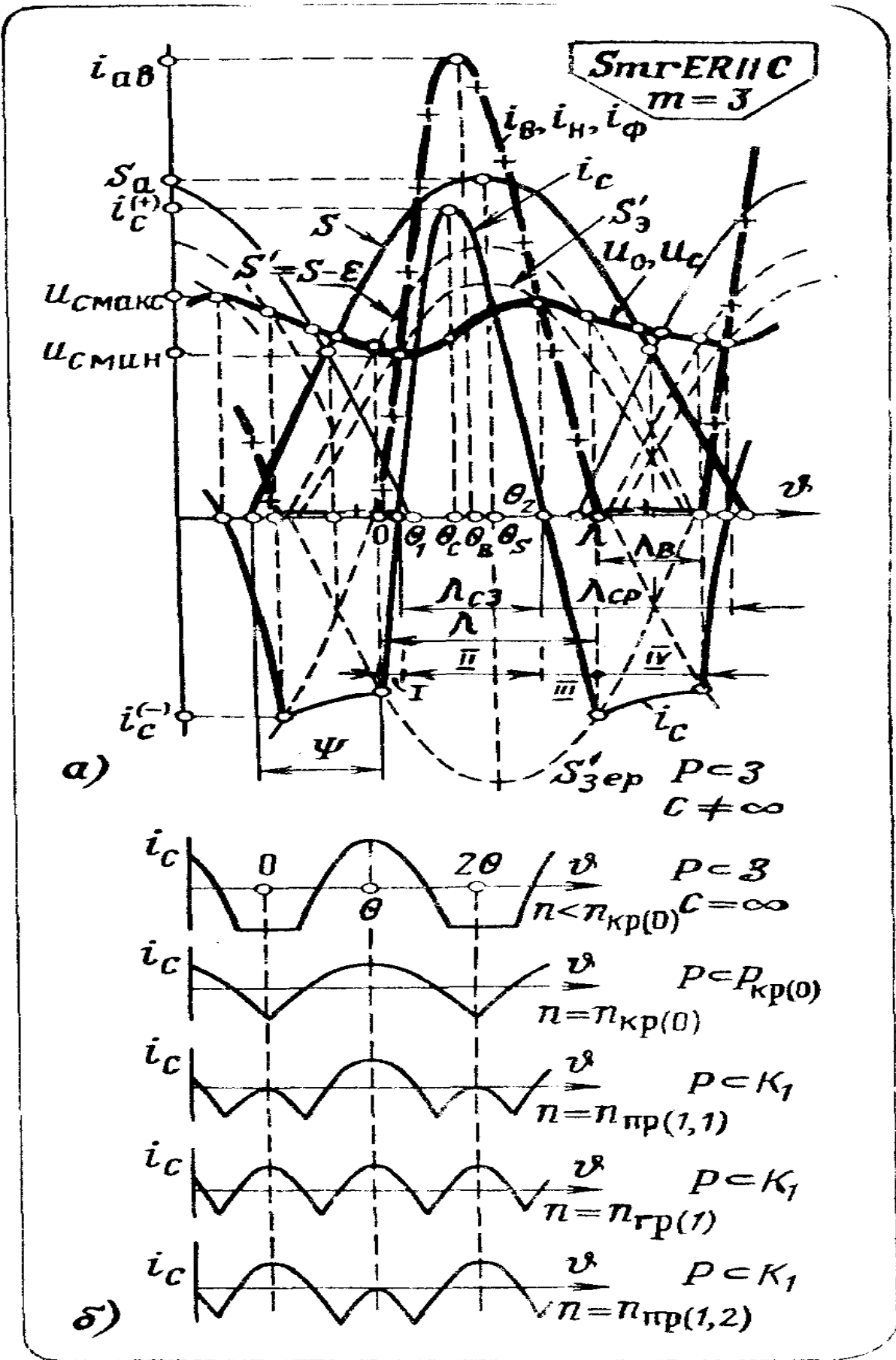


Рис. 3

Продолжение следует