

# НАЧАЛЬНАЯ ШКОЛА ПОСТРОЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ (ПЕРВЫЙ КЛАСС)

**Александр Гончаров**, к.т.н., главный конструктор ООО «Александр Электрик», координатор РАПИЭП – Российской ассоциации производителей источников электропитания

На фирму поступают молодые разработчики. Приходится учить их ремеслу, а иногда и науке. Постепенно молодежь начинает постигать азы самого трудного и экзотического раздела электроники – построения источников электропитания. Вложенные знания начинают приносить прибыль. Но, как во все времена, молодым хочется все сразу и много, и часть из них уходит туда, где всего кажется больше... И снова начинается обучение. Сказать – возьмите учебники и читайте – нельзя, вспоминаешь, как сам мучился, выискивая крупитцы знаний в разнородных объемных изданиях. Да и мэтры энергетической электроники очень давно не радовали отечество новыми учебниками (за исключением В.Г. Костикова). Есть и другая сторона этой проблемы. Страна может потерять одну из последних оставшихся отраслей электроники – энергетическую электронику, если не привлечет внимание молодежи к увлекательным вопросам построения источников электропитания. Кстати, распространенность источников электропитания и их необходимость в электронных системах делает специальность разработчика хлебной и весьма перспективной! Так и родилась идея – на страницах уважаемого журнала в нескольких номерах рассказать молодым о схемотехнике импульсных преобразователей одного постоянного напряжения в другое – DC/DC-преобразователей. Учитывая нетерпеливость молодых организмов, автор попытается сделать это без сложных формул, используя простейшие логические построения.



«Главное объяснить – куда убегают электроны...»

**ВНИМАНИЕ!** В одной из частей своего повествования автор обязательно раскроет секреты схемотехники преобразователей, производимых группой компаний «Александр Электрик». А там есть что показать нового и интересного. **Следите за выпусками журнала!** Кстати, чтобы правильно рассматривать приводимый материал и логические построения, Вам обязательно понадобятся все выпуски журнала, **покупайте!**

## Библиографическая справка

Где есть полезная информация по теории и практике преобразователей? Чьи фамилии нужно искать в библиографиях, в Интернете и т.д.?

Прежде всего: Ю.И. Конев, Ю.К. Захаров, Ю.И. Дробович, Ф.И. Александров, Г.С. Найвельт, Л.Н. Шаров, В.А. Коссов, Ж.А. Мкртчян, В.С. Моин, Н.Н. Лаптев, Э.М. Ромаш, Г.Н. Гулякович, Л.Е. Смольников, С.Д. Додик, К.П. Полянин, Е.В. Машуков, А.Г. Поликарпов, В.И. Мелешин, Д.И. Панфилов, В.А. Колосов, В.Г. Костиков, В.А. Головацкий, А.В. Лукин, Б.С. Сергеев, Л.Р. Гутер, Ю.Н. Шуваев, И.С. Горянский, Б.В. Кабелев, Ю.Ф.

Опадчий, а также А.А. Бас, А.С. Баскин, Г.А. Белов, О.К. Березин, В.П. Борисов, М.Я. Бочарников, А.П. Буденный, С.Г. Бузыкин, С.С. Букреев, В.С. Васильев, Г.М. Веденеев, Г.С. Векслер, И.А. Войтович, Б.А. Глебов, А.В. Горбач, В.В. Губанов, В.Д. Гулый, В.Г. Еременко, Г.П. Затицян, В.И. Иванов-Цыганов, Б.Н. Иванчук, А.Ф. Кадацкий, В.И. Кадель, В.А. Карелин, Ю.П. Кинеев, В.К. Кирсей, В.П. Климов, И.И. Колосков, Н.С. Комаров, И.А. Криштафович, В.В. Крючков, А.В. Куневич, В.И. Курашов, В.С. Левинзон, К.Б. Мазель, В.В. Макаров, Г.М. Мальшиков, А.Г. Мартиросов, В.П. Миловзоров, В.В. Мосин, А.К. Мусолин, С.М. Ненахов, И.Е. Никитин, И.С. Османов, В.И. Орехов, В.А. Охотников, В.М. Раинчик, Ю.К. Розанов, С.Д. Рудык, В.В. Сазонов, Е.Ф. Сергиенко, Н.Н. Соловьев, И.Н. Соловьев, И.В. Твердов, В.М. Титкин, В.Е. Турчанинов, В.М. Тюрин, Д.А. Шевцов, П.Н. Шевченко, А.К. Шидловский, В.А. Цишевский, Н.П. Узберг, В.И. Хандогин, Ч.И. Хусанов, А.И. Юрченко, Н.Н. Юрченко.

## ВВЕДЕНИЕ

За последние 10 лет сильно изменилась элементная база DC/DC-пре-

образователей, появились новые материалы. А главное – изменились представления о целесообразности использования тех или иных схем для получения заданных параметров. Исчезла категоричность, предписывающая использовать строго определенные структуры для конкретных типов источников электропитания. Возросло влияние экономических, рыночных факторов на выбор схемы преобразователя. Все это сделало возможным то, что еще вчера казалось парадоксальным и даже неправильным.

Вот несколько примеров:

1. Однотактные преобразователи стали занимать нишу, традиционно отводившуюся для двухтактных преобразователей мощности в единицы Вт – единицы кВт.

2. Благодаря использованию высокочастотных конденсаторов большой емкости обратноходовые преобразователи стали применяться для получения низких напряжений: 5 и 3,3 В при мощностях в десятки Вт.

3. Прямоходовые преобразователи стали успешно использоваться на малых мощностях в единицы Вт.

4. Классические структуры с ШИМ (широтно-импульсной модуляцией), признанные бесперспективными еще 10 лет назад, сегодня производятся большинством фирм в массовых масштабах.

5. Резонансные преобразователи, казавшиеся верхом «высокочастотного совершенства», занимают пока еще скромные рыночные ниши, в которых они экономически целесообразны.

6. Плоские трансформаторы с обмотками на печатной плате, где все сделано «неправильно» (даже силовые линии, и те идут не туда и не так, да и обмотка почти вся снаружи), — начали использоваться в массовом производстве.

7. В противовес желанию повысить надежность за счет нивелирования теплового профиля в конструкции преобразователя (заливка, общий распределенный радиатор), появилось большое количество открытых конструкций, в которых высокая надежность достигается при значительных локальных перегревах полупроводниковых компонентов.

8. Феррит, который и в Африке феррит, за рубежом оказался совсем другим — с большой индукцией и меньшими потерями.

9. Электронные корректоры мощности, созданные для уменьшения потерь и помех в сети, как оказалось, могут занимать много места, генерировать много помех, уменьшать общий КПД источника электропитания и в ряде случаев при тех же габаритах заменяются простым и надежным дросселем (конечно, с «непростым» сердечником).

10. При массовом распространении источников бесперебойного электропитания с синусоидальным выходом, многие не могут понять — зачем компьютерной технике синусоидальное питающее напряжение?

11. Появились полупроводниковые микросхемы в очень маленьких корпусах с напряжениями питания более 1000 В.

И так далее... **Улыбайтесь.**

В общем, мир источников электропитания стал более разнообразным. Поэтому нужно все время изучать опыт, накапливаемый человечеством, а иногда и подвергать сомнению наиболее категоричные утверждения. Наконец-то и в России становится ясным, что образованным можно считать человека, который учится постоянно, а не просто получившего когда-то диплом.

Кстати, автор давно и безуспешно пытается выяснить, зачем в типо-

вых расчетах высокочастотных трансформаторов предписывается использовать понятие габаритной мощности и зачем задается плотность тока в проводе. В действительности любой, даже совсем крохотный трансформатор не «понимает», что такое мощность, — он «понимает», что такое его точка Кюри и всего лишь чувствует тепло, которое может быть разным в зависимости от системы его охлаждения. Можно задаться оптимальной плотностью тока 2...3 А/мм<sup>2</sup> по типовой таблице расчетного пособия, а на практике увидеть, как хорошо медный провод в высокочастотном трансформаторе работает с плотностью тока 20...30 А/мм<sup>2</sup> и более (полвитка, один виток и т.п.).

### ОДИНОЧНЫЙ ОДНОТАКТНЫЙ ПРЯМОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Начнем рассмотрение импульсных преобразователей с одной из очень важных для энергетической электроники схемы — одиночного однотактного прямоходового преобразователя — далее ОПП (рис. 1). Это — энергетически наиболее эффективная структура источника электропитания, своеобразный *Mercedes Benz* (если кому нравится, то *BMW*) среди других структур DC/DC-преобразователей. Кстати, на удивление мало описанный в литературе. Очевидно, разработчики — профи, работающие с прямоходовыми преобразователями, не считают нужным делиться «тонкостями» (совсем как разработчики «Мерседесов»).

Синим цветом выделены элементы, которые будут рассмотрены при дальнейшем, более пристальном рассмотрении ОПП.

Входное напряжение питания  $U_{вх}$  подается на последовательно соединенные первичную обмотку  $w1$  трансформатора  $T1$  и ключ, реализованный на транзисторе  $VT1$ . Предположим, что ключ на МОП-транзисторе идеален, он быстро — мгновенно — переключается из включенного состояния в выключенное и наоборот. Падение напряжения на включенном МОП-транзисторе — исчезающе мало. Источник  $U_{вх}$  тоже хорош, он стабильный, высокочастотный, через него без труда замыкаются высокочастотные импульсные токи преобразователя. Для переменного тока можно считать, что клеммы  $+U_{вх}$  и  $-U_{вх}$  эквипотенциальны! А вот с элементами  $C2$  и  $w1$  не все просто.

#### Немного поучимся

Конденсатор  $C2$  представляет собой (в некотором приближении) эквивалентную емкость всех емкостей, приведенных к первичной обмотке  $w1$  трансформатора  $T1$ :

- собственной емкости обмотки  $w1$ ;
- приведенной емкости обмотки  $w2$ ;
- выходной емкости транзистора  $VT1$ ;
- емкости монтажа;

и т.п., вплоть до емкости, намеренно поставленной разработчиком.

В общем, емкость конденсатора  $C2$  существует всегда, и для высокочастотных преобразователей пренебрегать ею нельзя. Обмотка  $w1$  в первом приближении — это катушка индуктивности. Для емкости и индуктивности (рис. 2) самые главные законы выражены в двух легких для запоминания формулах.

Для емкости:

$$i = C \, du/dt$$

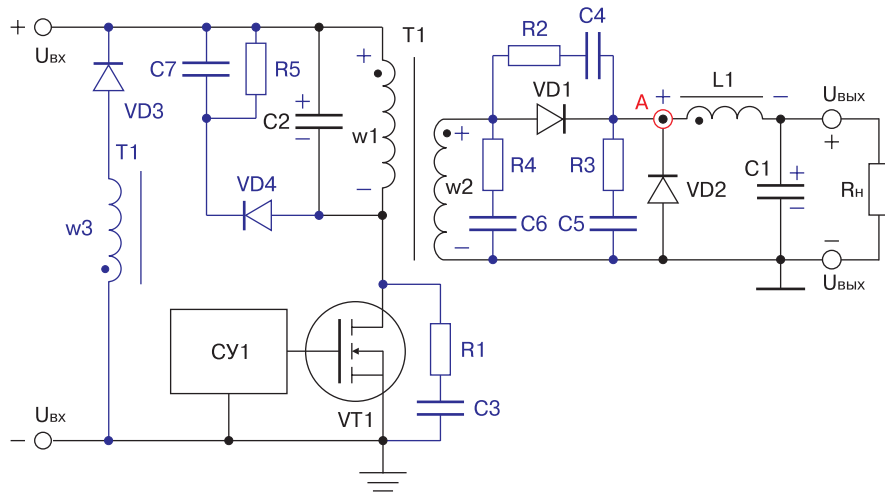


Рис. 1. Схема одиночного однотактного прямоходового преобразователя

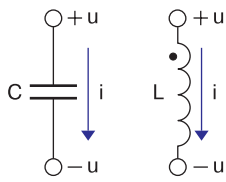


Рис. 2. Токи и напряжения в конденсаторе и в катушке индуктивности

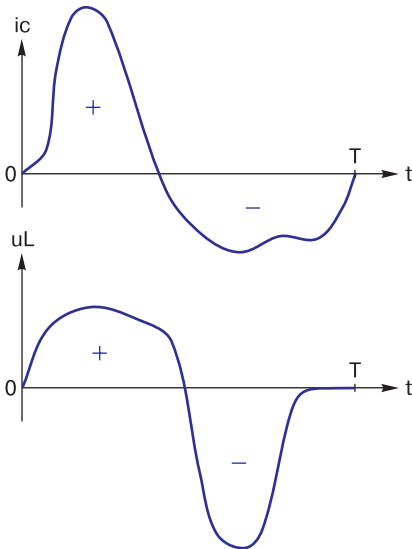


Рис. 3. Ампер-секундная характеристика конденсатора и вольт-секундная характеристика катушки индуктивности

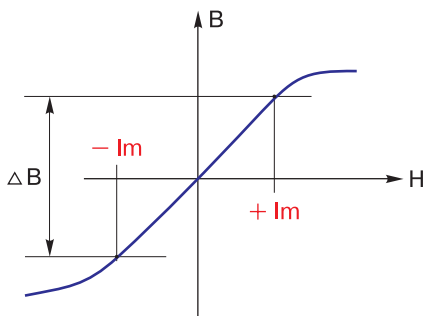


Рис. 4. Кривая намагничивания трансформатора

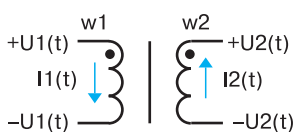


Рис. 5. Токи и напряжения в обмотках трансформатора

и для индуктивности:

$$u = L di/dt.$$

Первая формула говорит о том, что быстрые изменения напряжения на конденсаторе емкостью С будут приводить к очень большим токам через конденсатор. При попытке «мгновенно» подать на конденсатор скачок напряжения (даже очень маленький) мы получим бесконечный бросок тока — что на практике невозможно, т.к. источник прикладываемой энергии конечен по своим возможностям.

**Правило №1** — конденсатор «противится» изменению напряжения на нем, реагируя бросками тока, поэтому напряжение на конденсаторе можно менять только медленно, плавно. Если на каком-то интервале времени ток (заряда или разряда) через конденсатор постоянен, то напряжение на конденсаторе изменяется линейно.

Вторая формула показывает, что быстрые изменения тока в катушке индуктивности L будут приводить к очень большим напряжениям на этой катушке. При попытке «мгновенно» изменить ток в катушке индуктивности (даже на очень маленькую величину!) мы получим реакцию — бесконечный бросок напряжения, что на практике невозможно, т.к. это напряжение пробьет любую изоляцию.

**Правило №2** — катушка «противится» изменению тока в ней, реагируя бросками напряжения, поэтому ток через катушку можно менять только медленно, плавно. Если на каком-то интервале времени напряжение на катушке постоянно, то ток через катушку изменяется линейно.

Так как идеальная катушка имеет нулевое сопротивление постоянному току, то постоянное напряжение на катушке долго существовать не может — пойдет бесконечный ток. Поскольку у конденсатора имеется зазор между обкладками, то постоянный ток в конденсаторе долго существовать не может — накопится бесконечное напряжение, и конденсатор пробьется. Отсюда — еще два правила, иллюстрированные рис. 3.

**Правило №3** — в случае стационарного периодического процесса с периодом Т ампер-секундная площадь конденсатора за период Т равна нулю.

**Правило №4** — в случае стационарного периодического процесса с периодом Т вольт-секундная площадь

катушки индуктивности за период Т равна нулю. Т.е. площади, обозначенные «+» и «-», должны быть строго равны.

К радости любителей всяких «заморочек», трансформатор — это не одна катушка, а по крайней мере две. Он имеет магнитопровод — сердечник, обладающий напряженностью магнитного поля Н и индукцией В. Что из них первично, а что вторично, — вопрос запутанный, примерно так же, как и с понятиями тока и напряжения. В общем — бывает «и так, и этак». Если представить, что в катушке с количеством витков w протекает ток I, то в замкнутом магнитопроводе с длиной средней линии l рождается магнитный поток  $H = w I/l$  (рис. 4). В результате в сердечнике развивается индукция В. Она (как и Н) — свидетельство наличия магнитного потока, который проходит через обмотки w1 и w2 и рождает ЭДС, равную напряжению на первичной обмотке w1, если число витков в обмотках w1 и w2 одинаково (при разном числе витков — пропорциональную отношению числа витков).

Вот тут и начинается самое запутанное и непонятное. Если первичная обмотка замкнута на источник входного напряжения, а вторичная — на нагрузку трансформатора, то токи I1 и I2 рожают в сердечнике магнитные потоки, которые уничтожают друг друга! Вот ведь подлость. К счастью, по первичной обмотке (первичной по отношению к направлению прохождения энергии!) всегда проходит дополнительный, часто — очень небольшой ток — i0, это — ток намагничивания. Он-то и намагничивает, и перематывает сердечник! Это и есть «главный герой» трансформатора. Без него трансформатор просто не работает. Именно благодаря этому току происходит движение рабочей точки сердечника трансформатора по кривой намагничивания. Т.е. при одинаковых витках w1 и w2  $I1 = I2$  (рис. 5), и намагничивание трансформатора не зависит от того, какой рабочий ток идет через обмотки: 1 А, 10 А или даже 100 А. Все равно рабочие токи создают взаимно уничтожающиеся магнитные потоки. Главное — каким будет i0. А ток намагничивания i0 определяется по вышеприведенной формуле для индуктивности, т.е. индуктивностью первичной обмотки L и величиной и формой приложенного к первичной обмотке напряжения:  $i0 = 1/L \int u dt$ . Если напряжение, приложенное к первичной обмотке, по-

стоянно, то  $i_o$  нарастает линейно по пилообразному закону.

Внимание! Если в обычной катушке индуктивности ток не может изменяться скачком, то рабочий ток в любой обмотке трансформатора — может, если в другой обмотке имеется скачок тока, направленный на сохранение общего магнитного потока в сердечнике. Другими словами, в катушке индуктивности — в трансформаторе — рабочий ток может «перескакивать» из одной обмотки в другую!

Самое важное расчетное соотношение в трансформаторе — это:  $U_1 I_1 = U_2 I_2$ . Оно следует из того, что КПД трансформатора практически равен единице.  $U_2/U_1 = I_1/I_2 = w_2/w_1 = N$  — коэффициент трансформации.

На первый раз достаточно.

*Продолжим рассмотрение работы ОПП.*

Схема управления СУ1 подает на затвор МОП-транзистора VT1 управляющие импульсы (рис. 6а), величина которых достаточна для надежного открывания транзистора VT1. Период следования импульсов — T. Длительность каждого импульса равна  $t_{и} = @T$ , где @ — это коэффициент заполнения импульсов. В относительных единицах, приняв период равным единице,  $T = 1$ , @ станет относительной длительностью импульса. *Кстати, почему автор обозначил длительность импульса «собакой», а не общепринятой «гаммой», будет объяснено в следующем журнале.*

При открытом транзисторе VT1 первичная обмотка трансформатора w1 подключена к источнику входного напряжения  $U_{вх}$ . Типичная осциллограмма на стоке транзистора VT1 приведена на рис. 6б. В течение времени @ на обмотке w1 и конденсаторе C2 существует постоянное напряжение  $U_{вх}$  (рис. 6в). Полярность напряжения на обмотках трансформатора и на конденсаторе C2 приведена на рис. 1.

На вторичной обмотке трансформатора w2 в течение @ существует такое же по форме напряжение  $U_{w2}$ , имеющее величину в соответствии с коэффициентом трансформации.

**В течение @** в точке А, куда проходит только положительная часть напряжения, имеются прямоугольные импульсы. Предположим, что емкость конденсатора C1 достаточно велика, чтобы можно было пренебречь пульсациями напряжения на нем, следовательно, напряжение на нагрузке стабильно и неизменно. Очевидно, что к дросселю L1 приложено

напряжение в виде разницы амплитуды прямоугольного импульса в точке А и постоянного напряжения на нагрузке.

В соответствии с формулой для индуктивности, ток через дроссель L1 **за время @** линейно возрастает (рис. 6г). Так как в это время ток дросселя проходит через обмотку w2, то такой же нарастающий ток существует и в обмотке w1. Иными словами, **за время @** ток транзистора VT1 линейно возрастает (рис. 6д, 6е), и возрастание это в первую очередь вызвано нарастанием тока дросселя L1 (тонкая синяя линия на рис. 6д, 6е).

Кроме того, как указывалось выше, при приложении постоянного напряжения к первичной обмотке w1 трансформатора в ней будет нарастать ток намагничивания  $i_o$ , его величину можно вычислить по формуле для индуктивности. Поэтому на рис. 6д, 6е показан более крутой «скачок» вершины импульса, чем это обусловлено нарастанием тока дросселя L1.

При выключении транзистора VT1 **во время @** происходят мгновенные (в первом приближении) и плавные процессы.

Выключение и спад тока транзистора VT1 происходит «мгновенно». Условно мгновенно (правильно — очень быстро) разряжается до нуля конденсатор C2, так как в этот момент времени он отдает большой рабочий ток обмотке w1 (т.е. кратковременно выполняет роль источника входного напряжения). Мгновенным можно считать и закрывание прямого диода VD1 вследствие снятия сигнала с обмотки трансформатора w2 и «перепрыгивания» рабочего тока (он же ток дросселя L1) из вторичной обмотки w2 в обводной диод VD2. Дальше по времени ток дросселя будет замыкаться через VD2.

Плавным является и процесс протекания тока через дроссель L1 — ток просто не изменяется. И самое главное — неизменным в этот момент будет и ток намагничивания трансформатора  $i_o$ , который протекает через первичную обмотку трансформатора w1 как через «чистую» индуктивность  $L_m$  и скачком измениться не может. Поэтому на рис. 6е показано, что **в момент времени @** ток в w1 скачком падает до положительной величины  $+I_m$ .

После отрезка времени @ напряжение на обмотке w1 меняет свой знак (рис. 6в). Это происходит потому, что ток намагничивания трансформатора  $i_o$  плавно начинает пере-

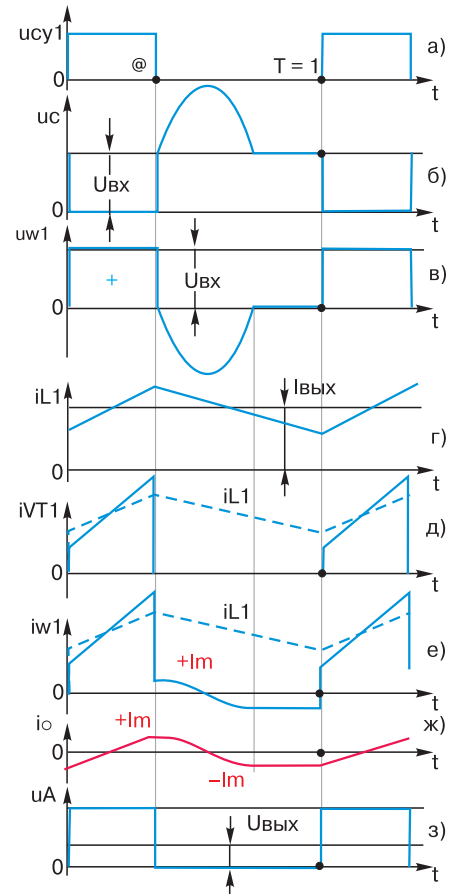


Рис. 6. Управляющие импульсы со схемы управления

заряжать конденсатор C2, отчего полярность напряжения на конденсаторе C2 и на обмотке w1 меняет свой знак. В это время прямой диод VD1 закрыт, и в результате вся выходная часть ОПП отключена от трансформатора (транзистор VT1 отключился еще раньше). Трансформатор становится собой высокодобротную колебательную систему. Представим трансформатор в виде резонансного колебательного контура из индуктивности первичной обмотки L и емкости конденсатора C2. Поскольку в индуктивности обмотки L на момент времени @ задан ток  $I_m$ , этот ток формирует половину синусоиды (рис. 6в), перезаряжая конденсатор C2. Длительность основания этой «половинки» синусоиды всегда будет постоянной, поскольку это половина периода частоты резонансного контура L—C2.

Естественно, такая же, но отрицательная по знаку половина синусоиды будет на вторичной обмотке w2. В это время к дросселю L1 приложено постоянное напряжение, равное выходному напряжению ОПП (падением напряжения на обводном диоде VD2 пренебрегаем). В соответствии с

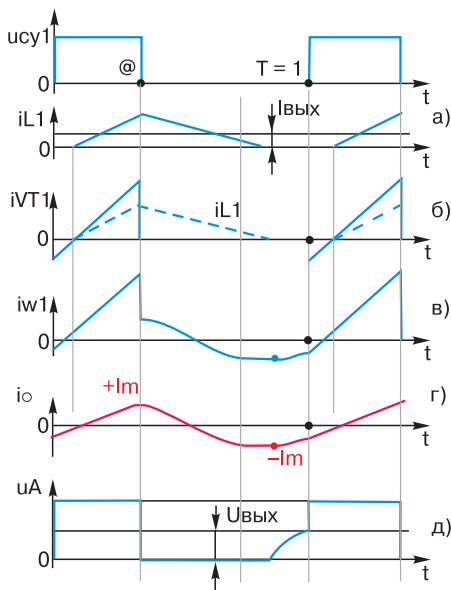


Рис. 7. Диаграммы токов и напряжений в элементах ОПП с неразрывным током дросселя

формулой для индуктивности, ток в L1 линейно падает (рис. 6г). Видно, что в результате периодического повторения процессов ток дросселя L1 непрерывен и имеет пилообразную форму. Поскольку при стационарном процессе постоянный ток через конденсатор C2 протекать не может (правило №3), делаем вывод – средний ток дросселя L1 – это всегда ток нагрузки I<sub>вых</sub>. Если w1 равно w2, то можно мысленно нанести ток дросселя с его истинной величиной на графики – рис. 6д, 6е (пунктирная линия).

Вернемся к синусоиде. Если больше не включать транзистор VT1 после момента @, то синусоида (резонансный процесс) продолжалась бы достаточно долго, медленно затухая, т.к. потери в обмотках, конденсаторе C2 и сердечнике трансформатора T1 невелики. Однако, «попытка» синусоиды (как будто она живая!) пересечь ось абсцисс и «проявить» положительную полярность приводит к тому, что на обмотке w2 появляется положительное напряжение (как на рис. 1), и прямой диод VD1 начинает открываться. В результате откроются оба диода – VD1 и VD2, своими небольшими дифференциальными сопротивлениями фактически зашунтируют обмотку w2 и дальше – через магнитную связь в трансформаторе T1 – и обмотку w1. Поэтому после прохождения первой полуволны синусоиды на графике напряжения на обмотках w1 и w2 появляется своеобразная горизонтальная «полочка», длящаяся до момента времени T.

Ну а что же происходит с нашим главным героем, «властелином ко-

лец» (автор имеет в виду замкнутую конфигурацию магнитопровода) – ток намагничивания i<sub>о</sub>?

Как уже указывалось, он порождает резонансный процесс **после отрезка времени @**. Ток i<sub>о</sub> перезаряжает конденсатор C2 до максимального значения – амплитуды синусоиды – и далее, благодаря тому, что конденсатор C2 начинает отдавать заряд в индуктивность обмотки w1, и этот ток начинает протекать через w1 в обратную сторону. Такое изменчивое поведение i<sub>о</sub> легко объяснить формулой для индуктивности – если напряжение на катушке индуктивности – синусоида, то ток – косинусоида (рис. 6ж). Ток i<sub>о</sub> проходит через ноль, когда синусоида напряжения имеет производную, равную нулю. Легко предположить, что при большой добротности контура L–C2 (или, как говорят, при малом декременте затухания) начальный ток +Im равен конечному току –Im (рис. 6ж) (производные напряжения равны и противоположны по знаку).

Далее, когда благодаря вышеуказанному короткому замыканию обмотки w1 синусоида «окончилась», происходит «консервация» тока –Im до момента времени T = 1. Что такое «консервация»? Вспомните, что для LR-цепи постоянного времени – это не привычная τ = RC (как для конденсатора), а τ = L/R. То есть при стремящемся к нулю R постоянная времени резко возрастает, стремясь к бесконечности. Это означает, что *если катушке индуктивности, по которой протекал ток, замкнуть накоротко, то ток будет сохраняться в катушке очень долго – законсервируется!*

Таким образом, уважаемый читатель, мы шаг за шагом доказали, что к началу включения транзистора ток намагничивания имеет отрицательную величину, равную по абсолютному значению положительной величине Im на момент окончания импульса открытого состояния транзистора VT1. А это уже серьезно. Происходит замечательное, новое для нас явление – *какой бы ни была длительность рабочего импульса, ток намагничивания сам найдет середину импульса и именно в этом волшебном месте пересечет ноль* (рис. 6ж) – открытие!

Для более серьезных (в смысле возраста) читателей будет интересен вывод автора.

**Магнитопровод трансформатора в приведенном однотактном преобразователе напряжения перематывается по симметричной петле гистерезиса, используя максимально воз-**

**можный диапазон индукции** (рис. 4). Конечно – при принятых выше допущениях и определенном намерении строителя импульсного преобразователя. А пока что давайте запишем этот вывод в число наших парадоксов (во многих учебниках утверждается другое).

В точке А (рис. 1) присутствуют прямоугольные импульсы (рис. 6з), каждый из которых – это фактически напряжение питания на входе U<sub>вх</sub>, переданное через трансформатор и прямой диод VD1, имеющий очень малое дифференциальное сопротивление. Учитывая, что обводной диод VD2 (открытый на этапе паузы работы VT1) также имеет очень малое дифференциальное сопротивление, можно утверждать, что точка А – «условный» выход генератора напряжения. В этом случае выходной фильтр L1, C1 можно считать интегратором, выделяющим среднюю составляющую из импульсного напряжения. Так формируется выходное напряжение на нагрузке U<sub>вых</sub> = @U<sub>вх</sub>N (это, кстати, называется регулировочной характеристикой). Легко заметить, что при постоянных входном напряжении и коэффициенте трансформации N можно менять выходное напряжение, изменяя коэффициент заполнения импульсов @.

Так как в данном интеграторе почти нет потерь, видно, что ОПП обладает замечательным свойством – он даже без всяких стабилизирующих обратных связей имеет очень небольшое выходное сопротивление, т.е. по отношению к нагрузке обладает очень полезными свойствами генератора напряжения (поэтому и «Мерседес»).

Все вышесказанное относительно выходного напряжения справедливо, пока ток дросселя L1 **неразрывен**. Обратите внимание на рис. 6г. Если уменьшать ток нагрузки I<sub>вых</sub>, пилообразная кривая тока дросселя L1, не изменяясь по форме, будет опускаться все ниже и ниже, пока не коснется нижними вершинками оси абсцисс, т.е. ток дросселя L1 в нижних вершинках будет равен нулю. Этот режим дросселя L1, да и всего ОПП называется **граничным**, до этого момента выполняется условие U<sub>вых</sub> = @U<sub>вх</sub>N. Дальнейшее уменьшение тока нагрузки приведет к тому, что на кривой тока дросселя L1 появятся участки с нулевым током – «разрывы» (рис. 7а). На рис. 7б, 7в приведены диаграммы токов через транзистор VT1 и через обмотку w1. В результате разрыва тока дросселя L1, т.е. начиная с момента, когда ток

дросселя L1 станет равным нулю (т.е. когда закроется обводной диод VD2), короткое замыкание w2 через VD1 и VD2 исчезнет, и ток iO больше не будет «консервироваться». Абсолютная величина iO начнет уменьшаться вплоть до момента времени T = 1, рис. 7г. Поэтому открывание транзистора VT1 произойдет при меньшем по абсолютной величине токе -Im, и нарастает ток iO за время открытого состояния транзистора VT1 будет до большей величины +Im. Все это приведет к смещению траектории намагничивания сердечника вверх и ее приближению к участку насыщения. Это – отрицательное явление, так как при насыщении сердечника резко увеличиваются потери в трансформаторе и резко возрастает ток (теперь уже нелинейный) транзистора VT1, – и дальше в ОПП может произойти много бед. Напряжение в точке А (рис. 7д) перед точкой T = 1 приобретает характерный «скол», или вид резонансного процесса. Естественно (как видно на графике – рис. 7д), выходной фильтр теряет способности интегратора, так как выходное напряжение повышается и при том же значении @ становится больше среднего значения импульсной последовательности

в точке А на рис. 6з. В пределе, когда ток нагрузки стремится к нулю, интегратор L1C2 совместно с VD1 (VD2 закрыт) вырождается в пиковый детектор. При этом напряжение на выходе ОПП равно амплитуде импульсов на обмотке w2:  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}N$ . Конечно, выходное сопротивление ОПП в таком режиме резко возрастает (это уже не «Мерседес»), и преобразователь теряет свойства генератора напряжения.

Остается заметить, что все это безобразия называется режимом разрывных токов. Для смещения границы разрывных токов к меньшим значениям тока нагрузки необходимо увеличивать индуктивность дросселя L1. Из формулы для индуктивности легко выводится:  $L_{\text{дросс}} = U_{\text{вых}}T(1 - @_{\text{мин}})/(2I_{\text{вых}}_{\text{мин}})$ .

Легко заметить, что при  $I_{\text{вых}} = 0$   $L_{\text{дросс}} = \infty$ , т.е. такой дроссель придется мотать «очень и очень долго». Единственный выход – дополнительная подгрузка ОПП. На рис. 8 показаны горизонтальные участки кривых выходного напряжения в функции  $I_{\text{вых}}$  и параметра @, а также эффект «задирания» выходного напряжения при уменьшении тока нагрузки из-за режима разрывного тока дросселя L1.

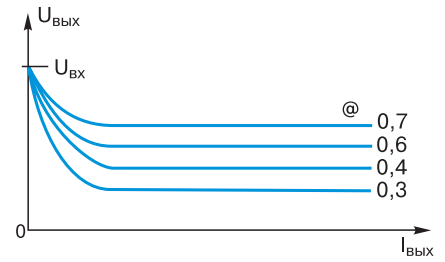


Рис. 8. Диаграммы токов и напряжений в элементах ОПП с разрывным током дросселя

Пытливый читатель, конечно, заменил излишнюю категоричность в отношении к режиму разрывных токов – ту самую, о которой с иронией говорилось в начале статьи. Скажу по секрету: при желании в режиме разрывных токов можно найти золотые крупицы великолепных качеств, но это – уже последние классы начальной школы...

Автор предполагает, что к этому моменту многие читатели достаточно устали. Поэтому – другие интересные свойства ОПП (в том числе, назначение загадочных цепей, выделенных синим цветом на рис. 1) – в следующем рассказе. В следующем классе.

Далее – *рекламная пауза*, посвященная любимой фирме.



Низкопрофильные DC/DC модули серии МИРАЖ-П промышленного назначения мощностью 5...120 Вт. Габариты (мм) от 30x20x10 (5 Вт) до 93x68x13 (120 Вт). Рабочая температура -60...85 °С.



Низкопрофильные DC/DC модули серии МИРАЖ военного назначения мощностью 5...120 Вт. Габариты (мм) от 48x33x10 (7,5 Вт) до 110x84x13 (120 Вт). Рабочая температура -60...65 °С.



Модули DC/DC экономичного класса мощностью от 3 до 50 Вт. Габариты (мм) от 32x21x10 (3 Вт) до 51x51x12 (50 Вт). Модули питания не имеют аналогов на рынке по сочетанию низкой цены и высокой энергетической плотности.



Модули AC/DC и DC/DC промышленного назначения. Мощность от 20 до 900 Вт. Габариты (мм) от 102x51x19 (20 Вт) до 280x170x58 (900 Вт). Рабочая температура -40...70 °С. Корректор мощности в модулях от 300 Вт.



Москва, проспект Мира, 125, т./ф. 181-0522, 181-1920, 181-2604, www.aeps.ru, alecsan@online.ru