

# Теория работы и расчёт неизолрированного понижающего преобразователя.

## Часть 1. Введение. Теоретические основы buck-конвертера.

Часть 1. Введение. Теоретические основы buck-конвертера

Часть 2. Анализ различных режимов работы и расчёт элементов buck-конвертера

Часть 3. Переходим от идеальных элементов к реальным.

Итак, buck-конвертер (англ. buck-converter, также известен в англоязычной литературе как chopper, хотя тут полный бардак, поскольку так же, чоппером, иногда называют только силовую часть этого чуда или даже только силовой транзистор) относится к импульсным понижающим (step-down) преобразователям и строится по следующей типовой схеме:



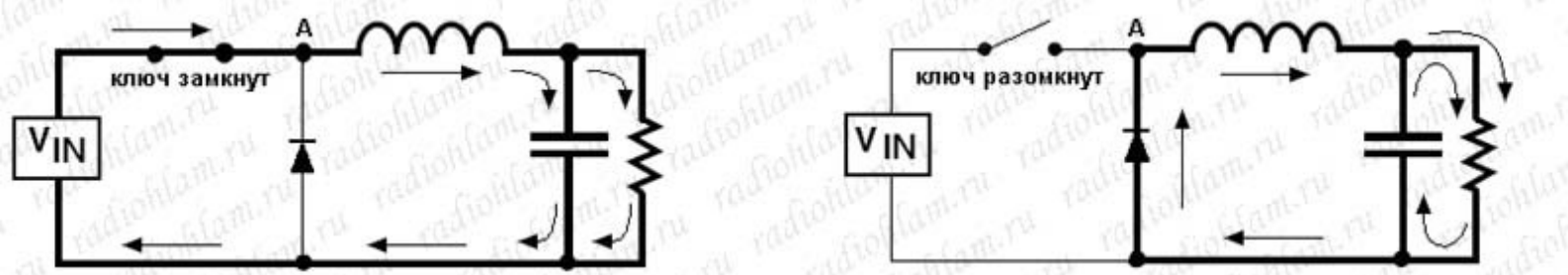
Как можно видеть на рисунке, - конвертер состоит из дросселя, диода, ключа, входного и выходного конденсаторов и схемы управления.

Сначала давайте обсудим в чём тут идея.

Как все понимают, - если источник напряжения постоянно подключен к нагрузке, то энергия от источника питания постоянно перекачивается в нагрузку. Идея, нашего преобразователя заключается в том, чтобы энергия от источника питания к преобразователю передавалась не постоянно, а порциями (импульсами), по одной порции за период. Преобразователь эту полученную порцию энергии размазывает на весь период, в результате чего его выходное напряжение получается меньше, чем напряжение источника питания. Более того, регулируя размер передаваемой за период порции (то есть ширину импульса и паузы), можно регулировать величину выходного напряжения. Вот и вся идея.

Исходя из вышеописанной идеи думаю становится понятным и назначение различных элементов преобразователя. Ключ предназначен для подключения и отключения источника питания. В качестве ключа обычно используется полевой или биполярный транзистор. Схема управления решает в какие моменты времени производить переключения ключа, то есть фактически решает – какую порцию энергии нужно от источника питания забрать. Чаще всего схема управления принимает "решение" анализируя напряжение на выходном конденсаторе (это называется управление по напряжению).

Такое управление, когда в зависимости от чего-то регулируется ширина импульса и паузы, называется ШИМ (широтно-импульсной модуляцией) и,



соответственно, так же, "шиммами" или "шимками", называются микросхемы, которые это управление осуществляют. Будем считать, что у нас микросхема работает с фиксированной частотой и управление происходит как раз по напряжению.

Далее, зачем нужны катушка индуктивности и выходной конденсатор? Очень просто - они как раз и "размазывают" энергию, полученную от источника питания, на весь период. Когда преобразователь подключен к источнику питания - он запасает получаемую энергию в магнитном поле катушки и электрическом поле выходного конденсатора, а когда отключен - отдаёт эту запасённую энергию в нагрузку.

Так, так, так. Раз преобразователь запасает энергию в конденсаторе, а потом отдаёт - значит напряжение на конденсаторе всё таки меняется? Да, меняется, это называется пульсации и никуда от них в импульснике не денешься, но давайте вспомним, что напряжение на конденсаторе связано с запасённой конденсатором энергией соотношением:  $E = CU^2/2$  или по другому:  $U = \sqrt{2E/C}$ . Отсюда понятно, что если у нас достаточно большая ёмкость и достаточно маленькое изменение энергии за период, то изменение напряжения на конденсаторе тоже будет очень маленьким.

На этом с вводной философской частью закончим и перейдём к точному математическому анализу.

На рисунках ниже показано как течёт ток в зависимости от состояния ключа (толстыми линиями обозначены пути протекания тока). Схема управления не показана, она обычно потребляет мизерный ток и мы её пока рассматривать не будем, будем рассматривать только силовую часть.

Пусть мы имеем установившийся режим работы. Нарисуем для этого режима графики напряжения в точке А (после ключа, на катоде диода) и токов через ключ, диод и катушку. Напряжение источника питания обозначим  $V_{in}$ , а выходное напряжение преобразователя –  $V_{out}$ . Будем считать, что пульсации выходного напряжения незначительны и выходное напряжение можно считать постоянным.

Когда ключ замкнут (левый рисунок) – напряжение на катоде диода равно напряжению питания, соответственно, - падение на катушке постоянно и равно  $V_{in} - V_{out}$ . Диод в это время закрыт, поскольку напряжение на катоде больше, чем на аноде. Ток и напряжение на катушке связаны соотношением  $V = -Ldi/dt$ , проинтегрировав это выражение найдём как изменяется ток через катушку:  $I = (V_{in} - V_{out}) * t / L$  – это уравнение прямой линии, угол наклона которой зависит от разницы входного и выходного напряжений ( $V_{in} - V_{out}$ ) и индуктивности. Чем больше индуктивность – тем

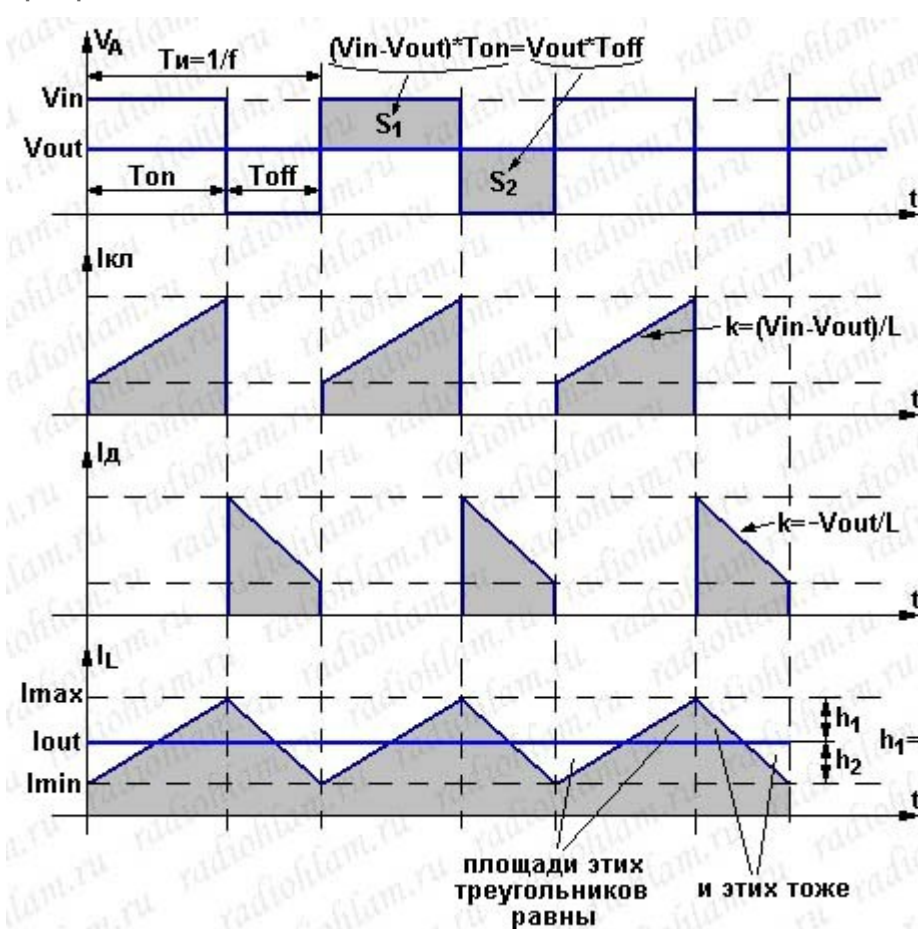
меньше угол наклона, чем меньше индуктивность – тем больше угол наклона. Ток через ключ равен току через катушку (ну потому что тут только один путь, по которому ток течёт в катушку – от источника питания через ключ, диод у нас как вы помните закрыт).

Когда ключ разомкнут (правый рисунок) – напряжение на катушке опять же постоянно и равно  $-V_{out}$ . Как известно – ток через катушку не может измениться скачком, поэтому в момент закрытия ключа скачком меняется напряжение на катоде диода, что приводит к его открытию и к тому, что напряжение на катоде диода становится равно нулю (пока будем считать, что диод идеальный и падение на нём равно нулю). Соответственно напряжение на катушке равно  $0 - V_{out} = -V_{out}$ . То есть, зависимость тока от времени в этом случае будет определяться следующим уравнением:  $I = -V_{out} * t / L$ . В данном случае ток через ключ равен нулю, а ток через диод равен току через катушку.

Итак, для напряжения в т.А и токов, имеем:

для замкнутого ключа:  $V = V_{in}$ ,  $I = (V_{in} - V_{out}) * t / L$ , ток течёт через катушку и ключ  
 для разомкнутого ключа:  $V = 0$ ,  $I = -V_{out} * t / L$ , ток течёт через катушку и диод

Графики:



$T_{и}$  – период импульсов  
 $T_{он}$  – время, в течении которого ключ замкнут (ширина импульсов)  
 $T_{оф}$  – время, в течении которого ключ разомкнут (ширина пауз)  
 $I_{кп}$  – ток через ключ  
 $I_{д}$  – ток через диод  
 $I_L$  – ток через катушку

Выходной ток равен среднему току через катушку, а выходное напряжение – среднему

напряжению в т.А.

Посмотрим, что нам это даёт:

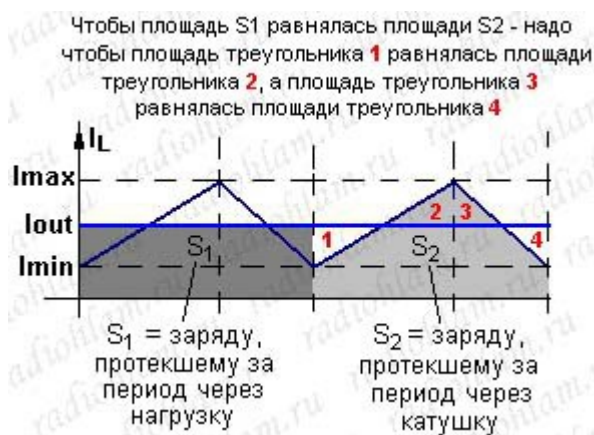
1) Среднее за период напряжение в т.А равно выходному напряжению  $V_{out}$ , поскольку у катушки нет активного сопротивления (мы же пока идеальные элементы рассматриваем) и среднее падение на ней за период равно нулю, то есть:  $V_{in} * T_{on} + 0 * T_{off} = V_{out} * (T_{on} + T_{off})$ , отсюда:

$$V_{in}/V_{out} = (T_{on} + T_{off})/T_{on} \quad (1)$$

2) Поскольку у нас установившийся режим, то за время замкнутого состояния ключа ток в катушке вырастает настолько же, насколько он спадает за время разомкнутого состояния (иначе бы у нас менялся выходной ток). То есть  $(V_{in} - V_{out}) * T_{on} / L = V_{out} * T_{off} / L$ , отсюда:

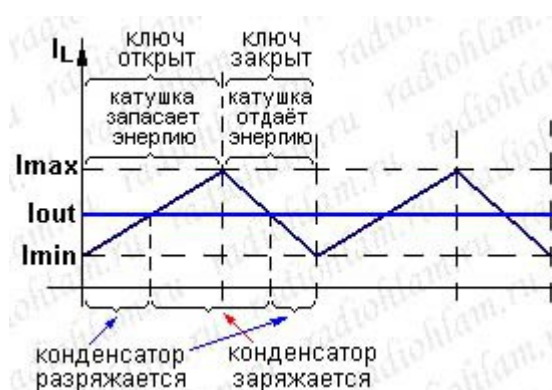
$$T_{on}/T_{off} = V_{out}/(V_{in} - V_{out}) \quad (2)$$

Кроме того, очевидно, что график, соответствующий среднему току, должен проходить по серединам рёбер нашей пилы, потому что только в этом случае площади отмеченных на графике треугольников будут равны. Почему эти площади должны быть равны? Потому что площадь под графиком тока от времени - это заряд. А заряд, протекший за период через нагрузку, должен быть равен заряду, протекшему за период через катушку индуктивности (смотрим на рисунок справа).



Соответственно, высота  $h_1$  равна высоте  $h_2$  (раз уж у равных по площади прямоугольных треугольников, с одинаковыми углами, равны гипотенузы). Таким образом, для токов можно записать:  $I_{out} = (I_{max} + I_{min})/2$ .

Теперь давайте подумаем, что происходит, когда график тока через катушку расположен выше графика выходного тока?



В это время через катушку проходит больше заряда, чем уходит в нагрузку. Соответственно, когда график тока через катушку расположен ниже графика выходного тока - через катушку проходит меньше заряда, чем уходит в нагрузку. Куда же девается и откуда берётся "лишний" заряд? Всё очень просто - он накапливается выходным конденсатором, а потом расходуется. Вот здесь мы, кстати,

натываемся на первую неточность большинства рисунков, объясняющих работу таких конвертеров. Помните рисунки, на которых было показано как течёт ток в зависимости от состояния ключа? Я их специально перерисовал из доступных источников как есть. Теперь, глядя на графики тока, мы видим, что в обоих состояниях ключа есть интервалы, когда выходной

конденсатор заряжается и в обоих состояниях есть интервалы, когда выходной конденсатор разряжается (смотрим на рисунок слева).

Несмотря на то, что это кажется нелогичным, на самом деле всё очень даже логично. Так происходит из-за того, что ток через катушку индуктивности не может измениться мгновенно, не может мгновенно вырасти при подключении источника питания и не может мгновенно упасть при его отключении. Так что, возвращаясь к рисункам где показано как течёт ток в зависимости от состояния ключа, правильно было бы ток в конденсатор и из конденсатора вообще не рисовать, и тем более не говорить, что когда ключ замкнут - конденсатор заряжается, а когда разомкнут - разряжается. Правильный комментарий должен звучать как-то так: "Когда ключ замкнут - в преобразователь и нагрузку передаётся энергия от источника питания. Она сразу начинает запасаться катушкой (но конденсатор всё ещё подпитывает нагрузку), а позднее, когда ток через катушку превысит выходной ток, - передаваемая энергия начинает запасаться и конденсатором. Когда ключ разомкнут - энергия от источника питания в нагрузку и преобразователь не передаётся. При этом сначала начинает расходоваться энергия, запасённая в катушке (и на нагрузку и на продолжение заряда конденсатора), а потом, когда ток через катушку становится меньше выходного тока, - конденсатор тоже начинает отдавать запасённую энергию."

Ладно, это всё чудесно, но какую практическую ценность несёт для нас понимание того, как и когда заряжается и разряжается этот самый выходной конденсатор? Да самую прямую. Мы теперь можем точно посчитать на какую величину изменяется его заряд, а значит и на какую величину будет изменяться напряжение на нём при той или иной его ёмкости. Или, если мы зададим некий допустимый уровень пульсаций, то можно посчитать - какой должна быть ёмкость выходного конденсатора, чтобы пульсации напряжения на выходе преобразователя не превышали заданный уровень.

Итак, суммарный "лишний" заряд, который должен накопить конденсатор пока ток через катушку больше выходного тока, равен площади треугольника, расположенного выше линии  $I(t)=I_{out}$  (треугольник, образованный маленькими треугольничками "2" и "3" на одном из вышеприведённых рисунков). Эта площадь равна:

$$1/2*(I_{max}-I_{out})*t_{on}/2+1/2*(I_{max}-I_{out})*t_{off}/2=1/4*Ти*(I_{max}-I_{out}), \text{ Ти - период импульсов}$$

Или, учитывая что  $Ти=1/f$ , окончательно получаем:

$$(I_{max}-I_{out})/(4*f), \text{ f - частота импульсов}$$

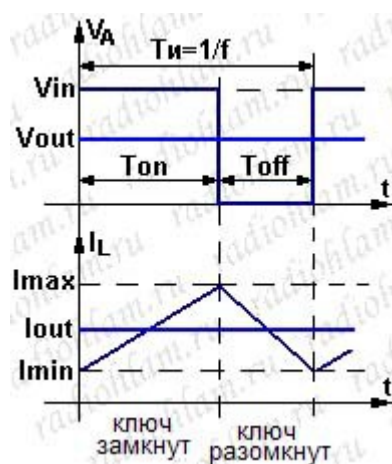
Тогда пульсации, обозначим их  $V_{p-p}$  ( $V_{p-p}=V_{max}-V_{out}$ ), можно найти по следующей формуле:

$$V_{p-p}=(I_{max}-I_{out})/(4*C*f)$$

Или, если мы задаём допустимый уровень пульсаций и хотим посчитать ёмкость конденсатора, то получим:

$$C = (I_{\max} - I_{\text{out}}) / (4 * V_{p-p} * f)$$

Вот, собственно, и вся базовая теория описывающая наш преобразователь. Но это ещё не самое интересное. Самое-то интересное для нас что? Правильно, самое интересное, это: во-первых, понять что будет происходить если уменьшать/увеличивать различные параметры (выходную ёмкость, индуктивность, частоту...), ну и во-вторых, понять как же всё-таки рассчитывать элементы преобразователя, поскольку, если вы заметили, в вышеприведённых формулах участвуют  $V_{in}$ ,  $I_{out}$  и прочие компоненты, величина которых может меняться, в связи с чем пока не понятно, какие именно значения использовать в расчётах (максимальные, минимальные, средние). Вот об этом мы поговорим во второй части нашей статьи, а построенные ранее графики очень сильно нам в этом помогут. Графический анализ вообще очень удобен своей наглядностью.



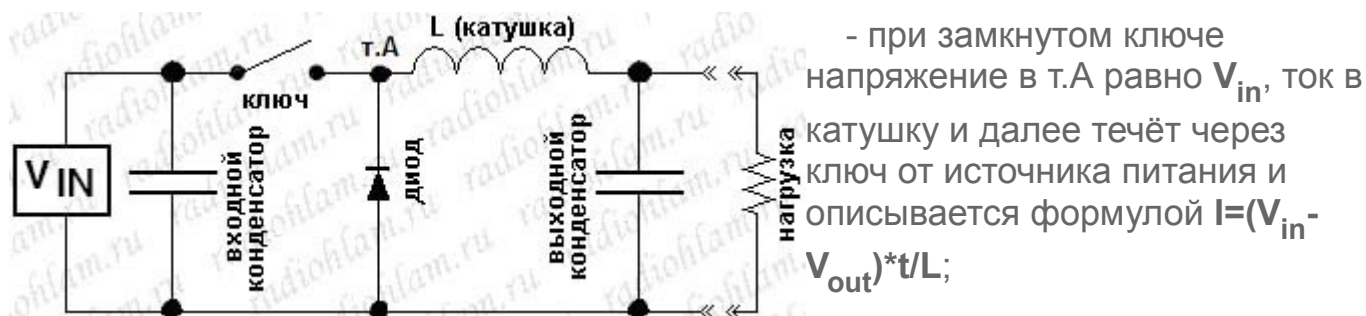
## Часть 2. Анализ различных режимов работы и расчёт элементов buck-конвертера.

Часть 1. Введение. Теоретические основы buck-конвертера

*Часть 2. Анализ различных режимов работы и расчёт элементов buck-конвертера*

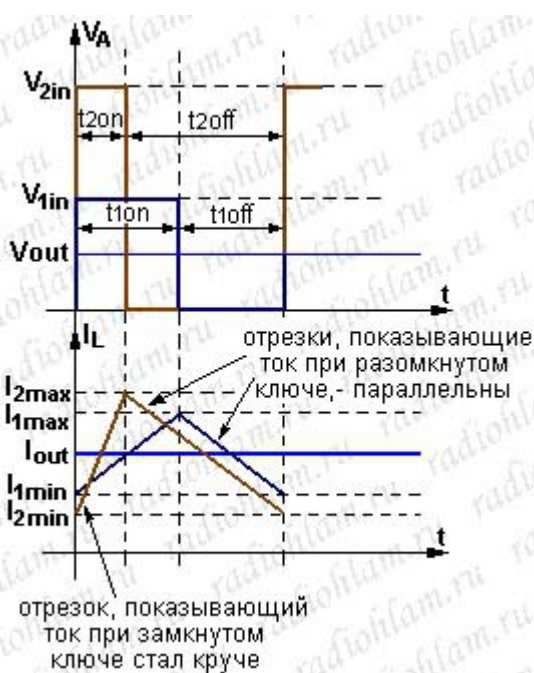
Часть 3. Переходим от идеальных элементов к реальным.

Прежде чем приступить к анализу - давайте вспомним несколько картинок и формул из первой части, а именно: схему buck-конвертера (без схемы управления), графики напряжений и токов в точке А, а также формулы, описывающие эти токи и напряжения в зависимости от состояния ключа.



- при разомкнутом ключе напряжение в т.А равно **нулю**, ток в катушку и далее течёт через диод и описывается формулой  $I = -V_{out} * t / L$ .

Кроме того, давайте вспомним, что среднее за период падение



напряжения на катушке индуктивности равно нулю (и, соответственно, среднее за период напряжение в т.А равно  $V_{out}$ ), а так же то, что средний за период ток через катушку (ну и, разумеется, через т.А тоже), равен выходному току ( $I_{out}$ ).

Теперь давайте подумаем - как изменятся наши графики, если мы увеличим входное напряжение, но при этом выходное напряжение, ток нагрузки и период импульсов останутся прежними.

Сначала рассмотрим график напряжения в т.А. Единственный вариант сделать так, чтобы среднее за период напряжение не изменилось (оно у нас как вы помните равно выходному), - это изменить скважность импульсов, - сократить время открытого состояния ключа ( $t_{on}$ ) и увеличить время закрытого

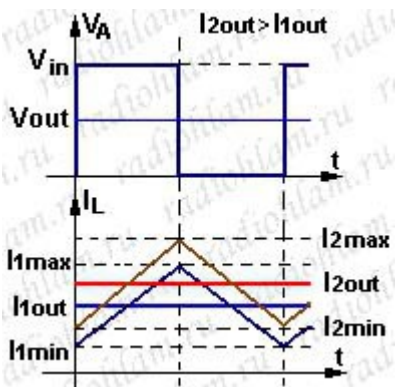
состояния ( $t_{off}$ ). Только в этом случае при увеличении  $V_{in}$  среднее значение, равное  $(V_{in} * t_{on} + 0 * t_{off}) / (t_{on} + t_{off})$  не изменится.

Хорошо, с этим разобрались, момент переключения на нашем графике сдвинулся влево, но как теперь провести новые линии на графике тока? Давайте опять подумаем и внимательно посмотрим на формулу, описывающую график тока через катушку в то время, когда ключ разомкнут:  $I = -V_{out} * t / L$ . Как видите, в этой формуле от того, что мы изменили входное напряжение, абсолютно ничего не изменилось. Изменится у нас только время, в течении которого ток описывается этой формулой), а коэффициент угла наклона этой прямой, определяемый выражением  $-V_{out} / L$ , останется прежним. То есть новый отрезок графика, соответствующий состоянию когда ключ разомкнут, должен проходить параллельно старому отрезку. Что ещё мы знаем? Ещё мы знаем, что поскольку выходной ток не меняется, то прямая  $I(t) = I_{out}$  проходит через середины наших отрезков, показывающих как тѣк ток при различных состояниях ключа (в первой части мы разбирались - почему так; это для выполнения закона сохранения заряда). Вот в общем-то и всё, - проводим новый отрезок параллельно старому, таким образом, чтобы прямая  $I(t) = I_{out}$  проходила через его середину. Концы нашего нового отрезка показывают новые значения минимального и максимального токов через катушку. Теперь осталось только соединить их линией на том промежутке, где ключ замкнут и наш график построен.

Что мы в итоге видим? Видим, что с увеличением входного напряжения увеличилась скважность и увеличился размах пульсаций тока (у нас  $I_{2max} > I_{1max}$ , а  $I_{2min} < I_{1min}$ ). Ещё мы видим, что участок графика, показывающий как изменялся ток при замкнутом состоянии ключа стал круче, это в общем-

то и логично. Коэффициент угла наклона этого участка определяется как мы помним формулой  $k=(V_{in}-V_{out})/L$ , так что при увеличении  $V_{in}$  этот коэффициент стал больше, соответственно, этот участок графика стал круче.

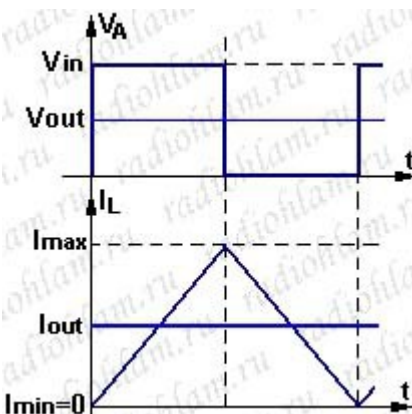
Аналогичным образом можно показать, что при уменьшении входного напряжения, если при этом не меняются выходное напряжение и ток, - скважность и размах пульсаций тока будут уменьшаться. То есть при неизменном выходном токе максимальные пульсации тока мы получим при максимальном входном напряжении, а максимальное время открытого состояния (минимальную скважность) - при минимальном входном напряжении.



Теперь давайте подумаем, что будет происходить, если уменьшать или увеличивать выходной ток при неизменном входном и выходном напряжении.

Тут на самом деле всё очевидно. Скважность у нас не изменится - поскольку в формуле  $V_{out}=V_{in} * t_{on} + 0 * t_{off} / (t_{on} + t_{off})$  ничего не изменилось, а график тока просто будет целиком смещаться вверх (при увеличении выходного тока) или вниз (при уменьшении выходного тока). Соответственно, максимальный пиковый ток мы получим при максимальном выходном токе, а минимальный - при минимальном выходном токе (размах пульсаций тока при этом не меняется).

Исходя из всего вышесказанного можно уже сделать некоторые выводы. Например, такой, что максимальные пульсации тока мы получим при максимальном входном напряжении и максимальном выходном токе. Или такой, что максимальное время открытого состояния ключа будет при минимальном входном напряжении.

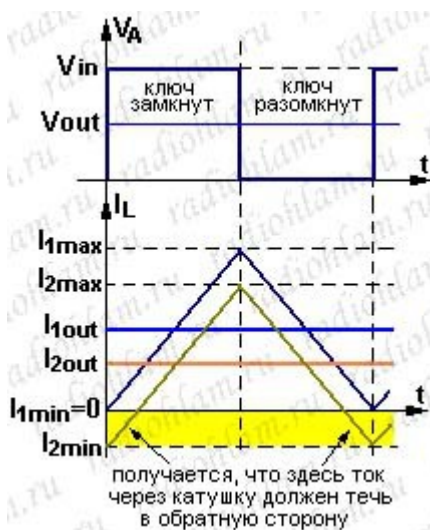


Теперь представьте, что мы уменьшали, уменьшали выходной ток (при этом наш график сдвигался, сдвигался вниз) и доуменьшали его до такой степени, что график тока через катушку у нас упёрся в ось  $t$ , то есть минимальный ток, стал равен нулю. Вместо этого можно было бы увеличивать и увеличивать входное напряжение, при этом как вы помните размах пульсаций тока увеличивается и минимальное значение тока,  $I_{min}$ , так же уменьшается, но мы будем рассматривать именно вариант с уменьшением выходного тока, поскольку в случае с увеличением входного напряжения картинка будет меняться несколько сложнее (придётся ещё скважность менять), хотя смысл тот же и формулы мы в итоге получим те же. Итак, смотрите график слева. Что означает такая картинка? Она означает, что за время закрытого состояния ключа катушка



индуктивности расходует всю запасённую в ней энергию.

*/Тут, для лучшего осознания, сделаем небольшое лирическое отступление, поскольку может возникнуть вопрос: "Мы же вроде говорили, что катушка в установившемся режиме каждый цикл сколько запасает - столько потом и отдаёт и не важно спадает ток до нуля или нет?" Всё правильно, но тут нет никакого противоречия. Если катушка сколько запасает - столько и отдаёт, то это вовсе не означает, что в ней больше ничего не остаётся. Вспомните школьный курс физики: запасённая в катушке энергия равна  $L \cdot I^2 / 2$ . Так что если в момент переключения ключа ток в катушке индуктивности не равен нулю - значит в катушке ещё остаётся запас энергии и если бы этого переключение не произошло, то катушка могла бы ещё некоторое время поддерживать в цепи ток. А вот когда ток через катушку спадает до нуля - это как раз означает, что энергии у катушки больше нет совсем, вообще нисколько. То есть когда наш график не касается оси  $t$  и целиком расположен выше неё, то в катушке постоянно есть некоторый запас энергии. Да, в установившемся режиме он увеличивается при нарастании тока через катушку, ровно настолько же, насколько потом уменьшается при уменьшении тока, но он никогда не уменьшается до нуля./*



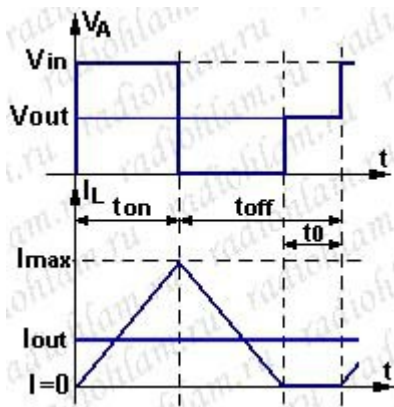
Ну ладно, вернёмся опять к нашей ситуации. Мы значит ток уменьшали, уменьшали и в итоге наш график тока через катушку упёрся в ось  $t$ . Что будет если продолжать уменьшать ток? Давайте попробуем как раньше - просто сдвинуть график тока вниз. У нас получилось, что часть графика теперь расположена ниже оси  $t$ , то есть ток там отрицательный, то есть должен течь в обратную сторону! Такого естественно произойти не может, поскольку через диод ток в обратную сторону не течёт.

Что же будет происходить в реальности? В реальности всё будет очень просто - ток через катушку уменьшится до нуля и так и будет ноль, пока ключ снова не откроется и ток через катушку не начнёт снова увеличиваться. Каким при этом должно быть напряжение на катоде диода? Ну тут вообще просто. Ключ - разомкнут, диод закрыт, катушка подключена только к выходному конденсатору и тока через неё нет - значит падение напряжения на катушке равно нулю, то есть напряжение на катоде диода равно выходному напряжению.

Такой режим работы преобразователя, когда ток в катушке некоторое время равен нулю, - называется "прерывистым" (по буржуински - discontinuous mode). В противоположность ему, режим, при котором ток у нас никогда не становился равным нулю (то, что мы рассматривали ранее,

когда график тока у нас целиком лежал выше оси  $t$  и нигде её не касался), называется "непрерывным" (по буржуински - continuous mode).

Соответственно, ситуация, когда наш график тока касается нижними вершинами оси  $t$  - это пограничное состояние между "прерывистым" и "непрерывным" режимами, оно иногда называется "критический" режим.



Давайте нормально нарисовать графики для "прерывистого" режима и подумаем, - что при этом будет таким же, как и при "непрерывном" режиме, а что будет отличаться.

Во-первых, мы видим, что отличается график напряжения, - на переднем фронте этого графика у нас появилась ступенька, равная выходному напряжению.

Далее, - на тех участках, где ток растёт и уменьшается - расти и уменьшаться он будет точно по таким же как и раньше законам:  $I(t) = (V_{in} - V_{out}) * t / L$  для участка роста, и  $I(t) = -V_{out} * t / L$  для участка уменьшения.

Что изменится? Очевидно, что изменятся наши уравнения, связывавшие время замкнутого и разомкнутого состояния ключа с входным и выходным напряжениями, а так же уравнение, связывавшее максимальный, минимальный и выходной токи.

Для того, чтобы написать уравнения для "прерывистого" режима обозначим через  $t_0$  время, в течении которого ток через катушку был равен нулю. Ну вот, теперь давайте составлять уравнения.

Поскольку законы физики за то время, пока мы всё это понаписали, не изменились, то среднее за период напряжение на катушке у нас по прежнему равно 0 (в первой части мы разбирались почему), среднее напряжение на катоде диода равно  $V_{out}$ . Отсюда мы имеем:

$$V_{out} * (t_{on} + t_{off}) = V_{in} * t_{on} + 0 * (t_{off} - t_0) + V_{out} * t_0, \text{ после преобразования получаем:}$$

$$V_{out} * (t_{on} + t_{off} - t_0) = V_{in} * t_{on}$$

И второе, средний ток через катушку по-прежнему равен выходному току. Отсюда получаем:

$$I_{out} * (t_{on} + t_{off}) = 0,5 * I_{max} * t_{on} + 0,5 * I_{max} * (t_{off} - t_0) + 0 * t_0, \text{ после преобразования:}$$

$$I_{out} * (t_{on} + t_{off}) = 0,5 * I_{max} * (t_{on} + t_{off} - t_0)$$

Для полноты картины осталось добавить ещё одно уравнение:  $t_{on} + t_{off} = t_{и}$ , где  $t_{и} = 1/f$  - период импульсов. Ну вот, теперь решив эту систему уравнений совместно с двумя уравнениями, описывавшими как изменяется ток на участках роста и уменьшения, можно получить весь

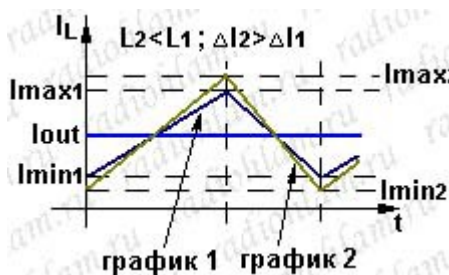
расклад по работе нашего преобразователя в "прерывистом" режиме.

Какие мы ещё выводы можем сделать, узнав о существовании этого самого "прерывистого" режима? Ну главный вывод состоит в том, что поскольку в этот режим мы попали при увеличении входного напряжения и уменьшении выходного тока, то получается, что для любого buck-конвертера, у которого минимальный ток нагрузки равен нулю существует область с таким соотношением входного напряжения и выходного тока, когда наш конвертер работает в "прерывистом" режиме. То есть любой buck-конвертер работает в обоих режимах, смотря какое взять входное напряжение и выходной ток.



Теперь давайте подумаем, а чем собственно наш график тока ограничен сверху, и ограничен ли вообще? Давайте вспомним, что наш график тока - это не просто график тока, а график тока через катушку индуктивности, а у каждой катушки индуктивности есть такой параметр, как ток насыщения. Насыщение - это, как вы наверное

помните, такая нехорошая штука, когда катушка больше не может запасать энергию в магнитном поле так же хорошо как раньше, индуктивность её падает практически до нуля, у неё остаётся почти что только активное сопротивление (почему "практически" и "почти что", а так же что и как вообще происходит в катушках индуктивности мы отдельно поговорим), как следствие в ней начинает очень быстро нарастать ток, ну и короче ни к чему хорошему это не приводит (минимум - просто к нестабильной работе преобразователя, максимум - к выгоранию силового ключа). Поэтому логично, что если мы хотим, чтобы наш преобразователь нормально работал, то наш ток никогда не должен становиться выше тока насыщения катушки индуктивности (на рисунке слева  $I_{нас}$  - ток насыщения, "запрещённая область" - область, в которую наш график никогда не должен заходить). Это нам пригодится когда будем катушку индуктивности выбирать.



Далее, как мы ранее уже разбирались, - от величины индуктивности зависят коэффициенты углов наклона участков роста и уменьшения тока на графике тока через катушку индуктивности. Причём, чем больше  $L$  - тем более пологими будут эти участки, то есть меньше будут пульсации тока ( $I_{max} - I_{min}$ ). Почему

же мы тогда не мотаем максимально возможные индуктивности на наших катушках, ведь чем меньше пульсации тока - тем легче их сглаживать? Так вот, это происходит потому, что коэффициенты углов наклона наших участков роста и уменьшения тока через катушку индуктивности, а следовательно и величина индуктивности, и размах пульсаций тока - определяют скорость работы нашего преобразователя. То есть, если мы изменили, например, выходной ток, то от описанных выше параметров

зависит скорость переходного процесса, в результате которого на выходе нашего преобразователя снова установится требуемое стабильное напряжение. Причём чем более пологий у нас график тока - тем медленнее протекает переходный процесс, а чем график тока круче - тем переходный процесс протекает быстрее. Поэтому при слишком большой индуктивности наш преобразователь получится слишком медленным.

Ну и вот как-то так принято, что для нормальной работы преобразователя (чтоб и скорость была нормальной и пульсации приемлемыми), при расчётах берут максимальные пульсации тока (размах от  $I_{min}$  до  $I_{max}$ ) равными 30-40% от максимального выходного тока ( $I_{out max}$ ). Для относительных пульсаций тока даже обозначение своё придумали -  $LIR=(I_{max}-I_{min})/I_{out}$ . Понятно, что эти самые пульсации (и по абсолютной величине и относительные) будут разные при разном выходном токе и разном входном напряжении (например на границе между "непрерывным" и "прерывистым" режимом  $LIR=100\%$ ), но нас интересуют самые большие по абсолютной величине пульсации. А когда там у нас самые большие пульсации-то? При максимальном входном напряжении и максимальном выходном токе. Понятно, что, если при этом мы хотим получить  $LIR=30\%$ , то преобразователь у нас должен работать в "непрерывном" режиме (при расчётах будем использовать формулы для этого режима). Соответственно, индуктивность рассчитывается исходя из максимальной абсолютной величины пульсаций тока именно для самого худшего случая.

Теперь давайте всё вышесказанное подытожим и исходя из этого приведём некий общий алгоритм расчёта:

Итак, какие данные мы имеем для расчёта? Пусть мы хотим рассчитать такой преобразователь, чтобы максимальный выходной ток у него был  $I_{out max}$ , диапазон входного напряжения от  $V_{in min}$  до  $V_{in max}$ , выходное напряжение  $V_{out}$  и работать он у нас будет на частоте  $f$ . Кроме того мы хотим, чтобы величина пульсаций тока по абсолютной величине не превышала  $LIR \cdot I_{out max}$ . Из этих данных составляем уравнения:

$$\begin{aligned} t_{on} + t_{off} &= 1/f \\ (V_{in max} - V_{out}) \cdot t_{on} / L &= LIR \cdot I_{out max} \\ V_{out} \cdot t_{off} / L &= LIR \cdot I_{out max} \end{aligned}$$

Решив эту систему уравнений мы получим, что индуктивность у нас должна быть равна:

$$L = (1 - V_{out} / V_{in max}) \cdot V_{out} / (LIR \cdot I_{out max} \cdot f)$$

Максимальный пиковый ток:  $I_{pk max} = (1 + LIR/2) \cdot I_{out max}$ . Соответственно, катушка должна быть выбрана так, чтобы её ток насыщения был больше  $I_{pk max}$  (то есть габариты и материал сердечника должны быть такими, чтобы, намотав на этом сердечнике требуемую индуктивность, ток насыщения

катушки был больше максимального пикового тока).

Минимальная ёмкость выходного конденсатора (мы её в первой части рассчитывали):

$$C_{\min} = (LIR/2) * I_{\text{out max}} / (4 * V_{\text{p-p}} * f)$$

Вот тут, кстати, стоит добавить, что эта формула для конденсатора была у нас получена для самой плохой ситуации в установившемся режиме (при максимальных пульсациях тока), но реально самая плохая ситуация (самый большой всплеск напряжения) будет при резком падении тока нагрузки от максимума до нуля в тот момент, когда ток через катушку максимален. Это правда будет разовый такой всплеск, в отличие от постоянных пульсаций в установившемся режиме, но если его не учитывать, то можно и пальнуть что-нибудь при резком изменении нагрузки. В следующей части допишу про эту ситуацию и как кондёр посчитать, чтоб этот всплеск был не больше определённой величины, а сейчас хорошо, чё-то я уже утомился.

Кроме того, в следующей части я напишу, как такой преобразователь будет работать не с идеальными, а с реальными элементами, как при этом изменятся наши графики и расчёты.

### Часть 3. Переходим от идеальных элементов к реальным.

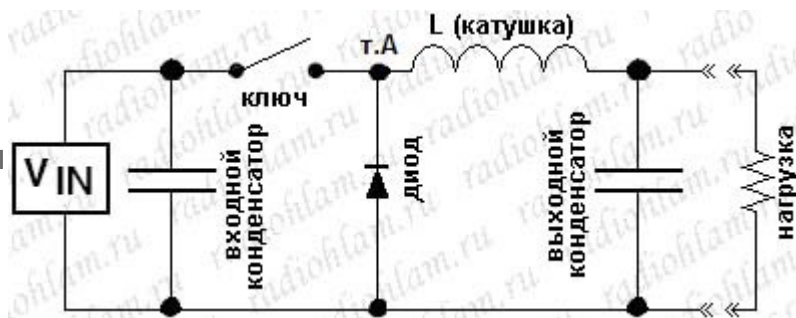
Часть 1. Введение. Теоретические основы buck-конвертера

Часть 2. Анализ различных режимов работы и расчёт элементов buck-конвертера

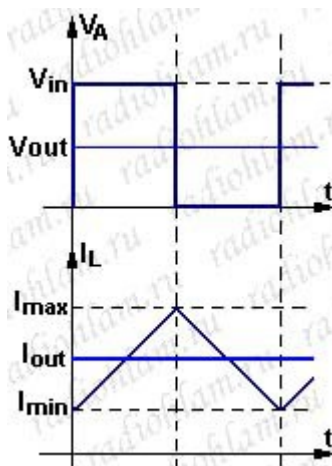
*Часть 3. Переходим от идеальных элементов к реальным.*

Итак, как теоретически работает наш понижающий преобразователь с идеальными элементами мы разобрались, жаль только что этих самых идеальных элементов не существует в природе. Ну и ладно, давайте тогда подумаем, что изменится в наших формулах и графиках, если элементы будут не идеальными. Всё конечно не учёшь, и тем более не посчитаешь (получится куча дифференциальных уравнений и жуткие нелинейности), поэтому мы просто с разными допущениями попытаемся учесть основные моменты и приблизить картинку к реальности настолько, насколько получится (дифуры пусть матфизики решают, а нам что-нибудь такое, чтоб не поседеть раньше времени).

Как вы помните из предыдущей части, - расчёты мы делали для случая, когда пульсации тока максимальны, при этом мы задавались

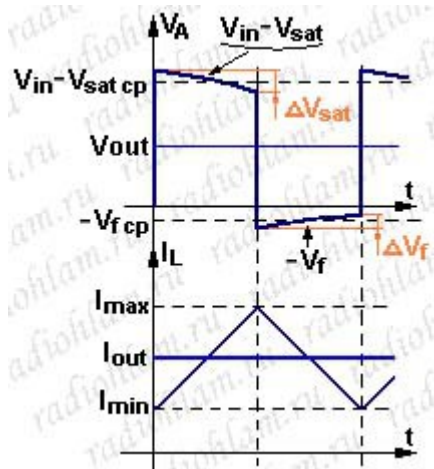


определённым уровнем этих самых максимальных пульсаций тока (LIR), причём таким образом, чтобы преобразователь у нас работал в непрерывном режиме (т.е. наш LIR должен быть менее 100%, обычно, как мы уже говорили, берут 30-40%).



Что ж, - начнём наши логические рассуждения. Ранее мы считали, что при замкнутом ключе напряжение в т.А равно входному напряжению, поскольку ключ идеальный и падение напряжения на нём равно нулю, а при разомкнутом ключе напряжение в т.А равно нулю, поскольку диод тоже идеальный и падение напряжения на нём так же, как и на транзисторе, равно нулю. При этом наши графики выглядели как на рисунке слева.

В реальности ключом служит полевой или биполярный транзистор и на нём естественно падение напряжения есть, более того, оно не просто есть, а оно ещё и зависит от тока. Точно так же есть падение напряжения и на диоде, и оно тоже зависит от тока. Ну ладно, есть так есть. Значит напряжение в т.А при замкнутом ключе будет равно не  $V_{in}$ , а  $V_{in} - V_{sat}$  ( $V_{sat}$  - падение напряжения на ключе), а при разомкнутом ключе напряжение в т.А будет равно не нулю, а  $0 - V_F$  или можно просто написать  $-V_F$  ( $V_F$  - падение напряжения на диоде). В этом случае наш график должен выглядеть так, как на рисунке справа.



Для того, чтобы и падение на ключе и диоде учесть, и вычисления сильно не усложнять - при расчётах используют средние значения падения напряжения на ключе и диоде ( $V_{sat\ cp}$  и  $V_{f\ cp}$ ), причём считают, что среднее падение напряжения равно падению напряжения при среднем токе. Как мы уже ранее выясняли, средний ток в непрерывном режиме (а расчёты как правило делают именно для него) равен выходному току. Падение напряжения на транзисторе или диоде при токе равном  $I_{Вых}$  можно найти в документации на соответствующий компонент.

По величине  $\Delta V_{SAT}$  и  $\Delta V_F$  можно оценить пульсации тока, кроме того, по величине  $\Delta V_{SAT}$  можно оценить насколько хорошо открывается транзистор.

Теперь давайте всё вышеизложенное переведём в формулы. Итак, с учётом неидеальности ключа, напряжение на катушке при открытом транзисторе (т.е. при замкнутом ключе) у нас равно не  $V_{in}$ , а  $V_{in} - V_{sat}$ , соответственно, формула, связывающая напряжение на катушке с током через неё, будет выглядеть так:

$$I = (V_{in} - V_{sat} - V_{out}) * t / L$$

Аналогично для закрытого транзистора (т.е. для разомкнутого ключа), когда ток течёт через диод, имеем напряжение на катушке не  $-V_{out}$ , а  $-V_f - V_{out}$ . Соответственно, формула, связывающая ток и напряжение на катушке, будет выглядеть так:

$$I = (-V_f - V_{out}) * t / L$$

Теперь мы можем составить новую систему уравнений для расчёта нашего преобразователя (с учётом неидеальности элементов и сделанных нами упрощений):

$$t_{on} + t_{off} = 1/f$$

$$(V_{in\ max} - V_{sat} - V_{out}) * t_{on} / L = LIR * I_{out\ max}$$

$$(V_{out} + V_f) * t_{off} / L = LIR * I_{out\ max}$$

Плюс ещё одно уравнение для пикового тока через катушку и диод:

$$I_{pk} = (1 + LIR/2) * I_{out}$$

Из этой системы можно вывести формулу для расчёта индуктивности:

$$L = (1 - (V_{out} + V_f) / (V_{in\ max} + V_f - V_{sat})) * (V_{out} + V_f) / (LIR * I_{out\ max} * f)$$

Далее давайте рассчитаем ёмкость выходного конденсатора. Во второй части я обещал написать как её рассчитывать для самого плохого случая не в установившемся режиме, а для самого плохого случая вообще, когда при максимальном токе через катушку (т.е. при пиковом токе) выходной ток скачком меняется от  $I_{out\ max}$  до нуля. Тут собственно всё так же просто, как и в случае, когда выходной ток не меняется. Энергия, которая накоплена в катушке в момент скачкообразного изменения выходного тока, равна  $L * I_{pk}^2 / 2$  и по идее вся эта энергия должна быть поглощена выходным конденсатором. Энергия конденсатора до изменения выходного тока была равна  $C * V_{out}^2 / 2$ . После того, как вся энергия катушки перейдёт в конденсатор - его энергия станет равна  $C * (V_{out} + V_p)^2 / 2$ , где  $V_p$  - выброс (всплеск, бросок, кому как нравится) напряжения на конденсаторе.

То есть на основе закона сохранения энергии мы получим следующее уравнение:

$$C * (V_{out} + V_p)^2 - C * V_{out}^2 = L * I_{pk}^2$$

Из этого уравнения можно вычислить максимально возможный выброс напряжения на выходном конденсаторе при заданной ёмкости:

$$V_p = \sqrt{V_{out}^2 + \frac{L I_{pk}^2}{C}} - V_{out}, \text{ или (учитывая, что } I_{pk} = I_{out} * (1 + LIR/2))$$

$$V_p = \sqrt{V_{out}^2 + \frac{LI_{out}^2(1 + LIR/2)^2}{C}} - V_{out}$$

Можно наоборот, найти величину ёмкости выходного конденсатора, чтобы выброс напряжения на нём в любом случае не превышал некую заданную величину  $V_p$ :

$$C = \frac{LI_{pk}^2}{(V_{out} + V_p)^2 - V_{out}^2}, \text{ или по-другому } C = \frac{LI_{out}^2(1 + LIR/2)^2}{(V_{out} + V_p)^2 - V_{out}^2}$$

Теперь давайте вернёмся к установившемуся режиму. При идеальных элементах у нас ESR выходного конденсатора было равно нулю и пульсации выходного напряжения определялись только изменением заряда на выходном конденсаторе за период и его ёмкостью. Помните формулу из первой части:  $V_{p-p} = (I_{max} - I_{out}) / (4 * C * f)$ . Теперь, кстати, с учётом того, что  $I_{max} = (1 + LIR/2) * I_{out}$ , мы можем переписать её в таком виде:  $V_{p-p} = LIR * I_{out} / (8 * C * f)$ . В реальности ESR выходного конденсатора естественно нулю не равно и тоже вносит вклад в пульсации выходного напряжения. В этом случае суммарные пульсации можно определить по формуле:

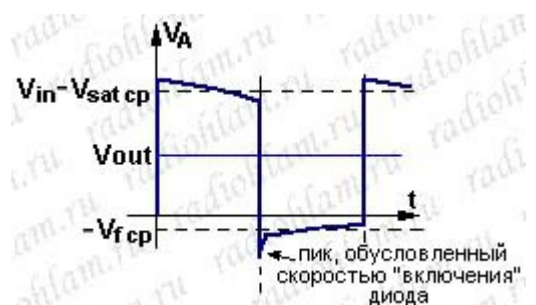
$$V_{p-p} = LIR * I_{out} / (8 * C * f) + LIR * I_{out} * ESR$$

Задавшись неким максимально допустимым уровнем пульсаций и рассчитав выходной конденсатор, исходя из заданного максимального выброса напряжения, - можно рассчитать максимальное ESR для выходного конденсатора:

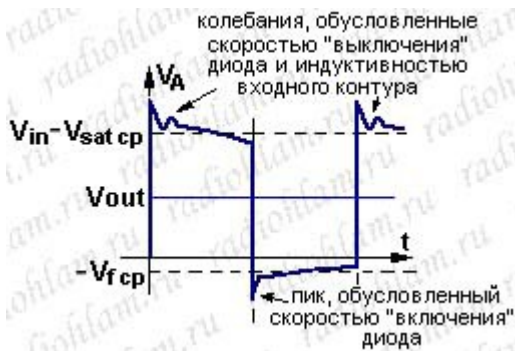
$$ESR = V_{p-p} / (LIR * I_{out}) - 1 / (8 * C * f)$$

Теперь давайте копнём ещё глубже. Как вы понимаете, мало того, что на реальных ключах и диодах есть падение напряжения, так они ещё и не могут переключаться из одного состояния в другое мгновенно. Переключения происходят с какой-то конечной скоростью. Давайте подумаем - на что это влияет?

Для начала разберём момент закрытия ключа. Как вы помните, когда ключ закрывается - потенциал точки А начинает падать, и в тот момент, когда он упадёт настолько, что прямое напряжение на диоде станет равно напряжению открытия рп-перехода - диод начнёт открываться. Но поскольку открывается он не мгновенно, то напряжение в точке А успевает просесть ниже, чем просто  $-V_f$ . В результате на графике напряжения в точке А мы видим на заднем фронте импульса пик вниз (рисунок справа).







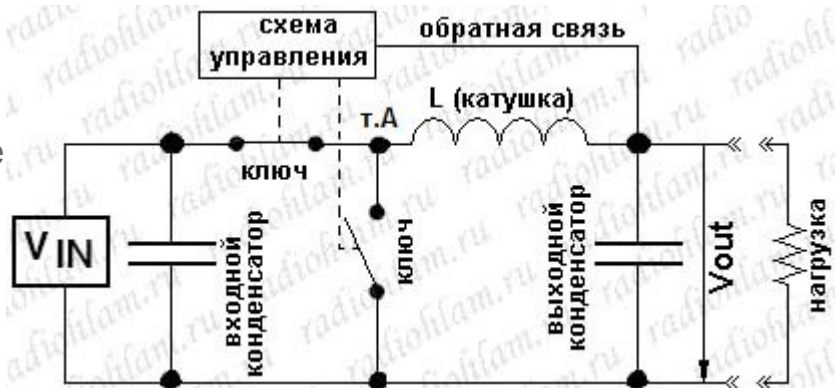
Далее. Когда ключ открывается - диод тоже не может мгновенно закрыться. При открытии ключа от него к диоду течёт обратный восстанавливающий ток (рп-переход обладает некоторой ёмкостью и пока она не зарядится - диод не закроется) При этом, поскольку входной контур обладает некоторой паразитной индуктивностью (которая вместе с ёмкостью рп-перехода

диода образует паразитный колебательный контур), то на графике напряжения в точке А, на переднем фронте импульса (момент открытия ключа) мы увидим затухающие колебания (смотрим рисунок слева), которые будут тем сильнее, чем больше паразитная индуктивность и ёмкость рп-перехода диода. Чтобы по возможности уменьшить описанные выше эффекты - в таких преобразователях стараются использовать как можно более быстрые диоды (с как можно меньшей ёмкостью рп-перехода) и предъявляются особые требования к разводке платы (чтобы паразитная индуктивность была как можно меньше).

Кстати, как раз по причине большой паразитной индуктивности, преобразователи, предназначенные для сколько-нибудь значительных токов, нельзя для испытаний собирать на макетках, проводках, соплях... При этом они могут работать совсем не так, как собранные на нормально разведённой плате, или даже не работать вообще.

Кроме того, поскольку до половины (и даже больше) всех потерь энергии в бистр-конвертере приходится на диод, то придумали вместо диода использовать тоже транзистор (как и для ключа), на котором потери получаются значительно

меньше. Такой транзистор работает синхронно с первым транзистором, только в противофазе, т.е. когда первый открывается - второй закрывается, а когда первый закрывается - второй открывается. Такая схема получила название "синхронная" и соответственно такой преобразователь также называют "синхронным" (смотрим рисунок справа).



Что тут интересно? Интересно, что если оба транзистора (ключа) окажутся одновременно открыты (например, первый ещё не закрылся, а второй уже открывается), то через них возможно протекание так называемых сквозных токов (насквозь через два транзистора от питания к земле), которые могут привести не только к нестабильности преобразователя, но и даже к выгоранию транзисторов. Поэтому для управления синхронными схемами лучше применять или специальные

микросхемы или специальные драйвера (собственно, это тоже специальные микросхемы). В таких микросхемах для исключения ситуаций, когда открытыми оказываются оба транзистора, вводят небольшие задержки между выдачей управляющих сигналов на транзисторы (deadtime). Эти задержки позволяют сначала полностью закрыть один транзистор, а потом уже начинать открывать второй. Кроме того, драйвера предоставляют и ещё одно преимущество - упрочнение выходов управляющих микросхем, поскольку зачастую для управления требуются значительные токи.

Например, полевой транзистор. С одной стороны он конечно управляется напряжением, но с другой стороны у затвора есть ёмкость и пока она не зарядится - напряжение на затворе до положенного уровня не вырастет. А чтобы зарядить ёмкость - нужно, чтобы в неё втекали заряды (то есть должен течь зарядный ток). То есть ток в затвор в полевом транзисторе всё же течёт (пока напряжение на затворе не вырастет до положенного уровня). Более того, чем больше зарядный ток - тем быстрее заряжается ёмкость и тем быстрее будет открываться транзистор. Аналогично и с закрытием полевого транзистора. Чтобы напряжение на затворе упало - должна разрядиться ёмкость затвора, то есть заряды с затвора должны утечь (то есть должен быть ток разряда) и чем быстрее (чем больше ток разряда) - тем лучше. Для лучшего понимания приведу конкретные данные, - в современных полевых транзисторах для переключений со скоростями порядка наносекунд нужны токи до нескольких ампер. Так что, как видите, даже для управления полевым транзистором микросхема должна уметь выдавать большие токи, про биполярник я вообще молчу, - у мощных биполярников обычно небольшой коэффициент усиления и им по определению нужен большой управляющий ток.

Ещё хотелось бы сказать пару слов о диоде. В принципе, диод в схеме бустерного конвертера - это тоже ключ, только он в данном случае обладает самосинхронизацией с транзистором, - он в любом случае не начнёт открываться, пока напряжение в точке А не упадёт настолько, что прямое напряжение на диоде станет равным напряжению открытия рп-перехода.

На этом пока всё! Удачи в сборе ваших самоделок.