

Министерство науки и высшего образования  
Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего образования  
«Воронежский государственный технический университет»

Кафедра конструирования и производства радиоаппаратуры

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПОВЫШАЮЩЕ-  
ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к выполнению лабораторных работ по дисциплине  
«Проектирование вторичных источников питания РЭС»  
для студентов направления 11.03.03 «Конструирования и тех-  
нология электронных средств»  
(профиль «Проектирование и технология радиоэлектронных  
средств»)  
всех форм обучения

Воронеж 2021

УДК 621.3.049.7.002 (075)

ББК 38.54

**Составители:**

канд. техн. наук И.С. Бобылкин,

канд. техн. наук А. В. Турецкий.

Исследование работы повышающе-понижающего преобразователя: методические указания к выполнению лабораторных работ по дисциплине «Проектирование вторичных источников питания РЭС» для студентов направления 11.03.03 «Конструирования и технология электронных средств» (профиль «Проектирование и технология радиоэлектронных средств») всех форм обучения/ ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»; сост.: И.С. Бобылкин, А.В. Турецкий. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2021. 31 с.

Основной целью указаний является выработка навыков работы с преобразователями напряжения, уяснение их принципа действия, характеристик и параметров.

Предназначены для проведения лабораторных работ по дисциплине «Проектирование вторичных источников питания РЭС» для студентов 4 курса.

Методические указания подготовлены в электронном виде в текстовом редакторе MS Word 2003 и содержатся в LR3-4 P2IP.doc

Ил. 12.. Библиогр.: 2 назв.

**УДК 621.3.049.7.002 (075)**

**ББК 38.54**

**Рецензент** - О. Ю. Макаров, д-р техн. наук, проф.

кафедры конструирования и производства

радиоаппаратуры ВГТУ

*Издается по решению редакционно-издательского совета  
Воронежского государственного технического университета*

## Лабораторная работа №3

### ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПОВЫШАЮЩЕ-ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

#### 1. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ РАБОТЫ

1.1. Цель работы – исследование основных процессов при работе повышающе-понижающего преобразователя.

#### 1.2. Содержание работы

Лабораторная работа состоит из домашнего и лабораторного заданий. Домашнее задание заключается в изучении принципа работы повышающе-понижающего преобразователя. Лабораторное задание включает создание схемы электрической принципиальной и изучение процессов при работе повышающе-понижающего преобразователя.

#### 1.3. Используемое оборудование

Для выполнения лабораторной работы используется ПЭВМ.

2. Домашнее задание и методические указания по его выполнению

По методическому руководству ознакомится с принципом работы повышающе-понижающего преобразователя на примере SEPIC топологии.

#### 2.1. SEPIC преобразователи

Для маломощных схем существует простое решение — применение преобразователя с топологией SEPIC (single-ended primary inductance converter, преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью).

У топологии SEPIC есть следующие преимущества:

не требуется расчёт и изготовление трансформатора;

по сравнению с обратногодовым преобразователем SEPIC создаёт гораздо меньший уровень импульсных помех за счёт меньшего размаха и длительности переходных процессов.

Кроме того, топология SEPIC широко применяется в корректорах коэффициента мощности, где её использование позволяет создавать компактные и эффективные источники, хорошо работающие при больших пиковых входных перегрузках. Источники SEPIC могут отдавать в нагрузку мощность, измеряемую киловаттами, при коэффициенте 0,96 - 0,99 и суммарных гармонических искажениях менее 5%.

### 2.1.1. Архитектура преобразователя SEPIC

Основой преобразователя SEPIC служит схема повышающего преобразователя (в англоязычной литературе такие преобразователи называются boost или step-up). Схема повышающего преобразователя показана на рис. 1.

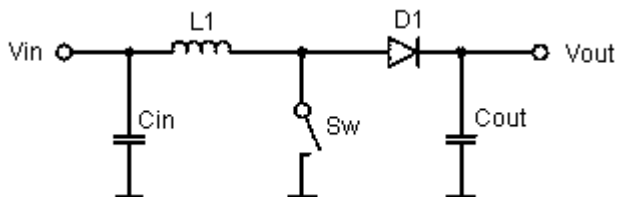


Рис. 1. Схема повышающего преобразователя

Рабочий цикл повышающего преобразователя состоит из двух частей. В первой части ключ Sw замкнут, и к катушке индуктивности L1 приложено входное напряжение  $U_{in}$ . Через катушку течёт ток, нарастающий с течением времени. Во вто-

рой части цикла ключ  $Sw$  размыкается. В соответствии с фундаментальным свойством индуктивности ток через неё не может измениться мгновенно, поэтому он продолжает течь, но уже через диод  $D1$ . Выходное напряжение  $U_{out}$  в такой схеме может быть только выше входного напряжения  $U_{in}$ , так как ток, текущий через катушку при разомкнутом ключе  $Sw$ , создаёт на ней падение напряжения, положительное относительно  $U_{in}$ .

В схеме SEPIC, показанной на рис. 2, это ограничение устранено при помощи конденсатора  $C_p$ , устанавливаемого между  $L1$  и  $D1$ . Очевидно, что он блокирует постоянную составляющую напряжения между входом и выходом. Однако, анод  $D1$  должен быть подключён к определённому потенциалу. Для этого служит вторая индуктивность  $L2$ , через которую  $D1$  соединяется с землёй. В зависимости от конкретных требований приложения  $L2$  может быть выполнена отдельно от  $L1$  или намотана на один сердечник с ней. При использовании двух отдельных катушек можно подбирать готовые изделия из каталогов фирм-производителей, что обеспечивает широкий выбор и снижение стоимости. Подобрать готовый трансформатор под конкретные требования сложнее, а применение заказного увеличивает стоимость изделия, но связь между катушками в трансформаторе обеспечивает снижение пульсаций входного напряжения.

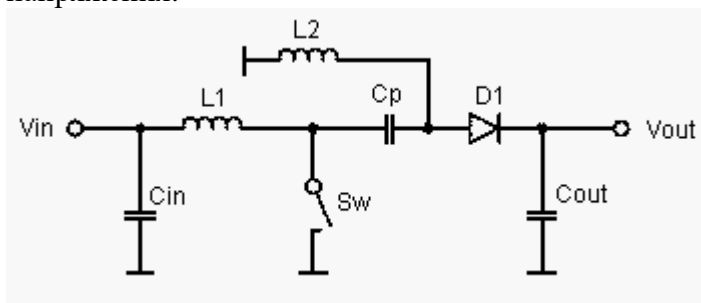


Рис. 2. Схема преобразователя SEPIC

Отметим два преимущества топологии SEPIC перед топологией повышающего преобразователя. Во-первых, разделительный конденсатор защищает вход схемы от короткого замыкания на выходе. И, во вторых, SEPIC удобнее там, где требуется полное отключение нагрузки, так как в повышающем преобразователе при разомкнутом ключе  $Sw$  напряжение на выходе равно входному напряжению минус падение напряжения на диоде.

### 2.1.2. Анализ работы схемы и расчёт параметров компонентов

Несмотря на то, что схема SEPIC состоит из небольшого числа элементов, её аналитическое описание при помощи формул достаточно сложно. Рассмотрим методику расчёта. При относительно небольшом объёме и доступной форме изложения даётся достаточно подробное описание работы схемы, а также приводится расчёт большого числа параметров используемых компонентов.

Для иллюстрации изложения будем использовать рис. 3. Паразитные сопротивления элементов  $L1$ ,  $L2$ ,  $Sw$  и  $Cp$  обозначены на нём соответственно как  $R11$ ,  $R12$ ,  $Rsw$  и  $Rcp$ .

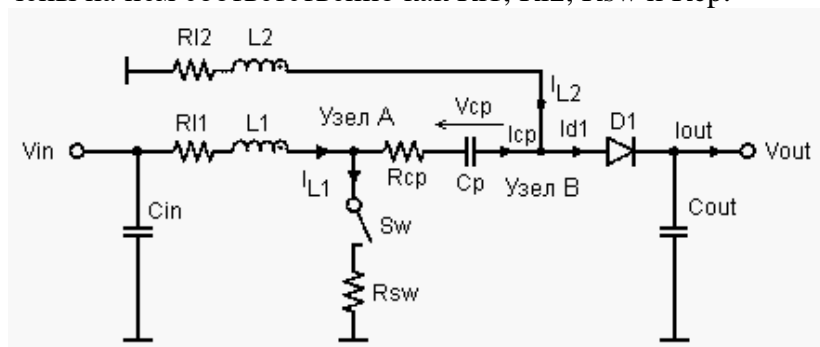


Рис. 3. Схема преобразователя SEPIC с учётом паразитных параметров

Предположим, что значения пульсаций токов и напряжений намного меньше значения постоянной составляющей. Для начала заметим, что в установившемся режиме падения напряжений на катушках L1 и L2 не имеют постоянной составляющей (если пренебречь падениями напряжения на их паразитных сопротивлениях). Поэтому одна из обкладок конденсатора Ср находится под потенциалом Uin (через катушку L1), а другая - под потенциалом земли (через L2). Тогда выражение для среднего напряжения на конденсаторе Ср будет иметь вид

$$(U_{Cp})_{\text{mean}} = U_{\text{in}}. \quad (1)$$

Пусть T - период одного цикла работы преобразователя. Обозначим через  $\alpha$  часть периода T, во время которой ключ Sw замкнут, а через  $1-\alpha$  - оставшуюся часть периода. Так как среднее значение напряжения на катушке L1 в установившемся режиме равно нулю, напряжение на L1 за время  $\alpha T$  (Ton), в течение которого ключ замкнут, полностью компенсируется напряжением за время  $(1-\alpha)T$  (Toff), в течение которого ключ разомкнут:

$$\begin{aligned} \alpha T U_{\text{in}} &= (1-\alpha) T (U_{\text{out}} + U_d + U_{Cp} - U_{\text{in}}) = \\ &= (1-\alpha) T (U_{\text{out}} + U_d), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $U_d$  - прямое падение напряжения на диоде D1 для суммы токов через индуктивности L1 и L2, а  $U_{Cp}$  равно  $U_{\text{in}}$ :

$$(U_{\text{out}} + U_d) / U_{\text{in}} = \alpha / (1-\alpha) = A_i. \quad (3)$$

$A_i$  называется коэффициентом усиления (amplification factor), где буква «i» означает идеальный случай, когда паразитные сопротивления равны нулю. Если пренебречь в первом приближении падением напряжения на диоде  $U_d$ , мы увидим, что отношение  $U_{\text{out}}$  к  $U_{\text{in}}$  может быть как больше, так и мень-

ше 1, в зависимости от величины  $\alpha$  (и они равны, когда  $\alpha = 0,5$ ). Это соотношение демонстрирует отличие топологии SEPIC от классической повышающей или понижающей (step-down) топологии. Более точное выражение для реального коэффициента усиления  $A_a$  учитывает паразитные сопротивления в схеме:

$$A_a = [U_{out} + U_d + I_{out} (A_i R_{cp} + R_{L2})] / [U_{in} - A_i (R_{L1} + R_{sw}) * I_{out} - R_{sw} I_{out}]. \quad (4)$$

Эта формула позволяет вычислить минимальный, типовой и максимальный коэффициенты усиления  $U_{in}$  ( $A_{amin}$ ,  $A_{atur}$  и  $A_{amax}$ ). Формула рекурсивная («А» появляется как в левой, так и в правой части выражения), но несколько итеративных вычислений асимптотически приведут к результату. В выражении не учитываются потери в ключе  $Sw$  и обратный ток диода  $D1$ . Эти потери обычно пренебрежимо малы, особенно, если в качестве  $Sw$  используется быстрый полевой транзистор с изолированным затвором (MOSFET) и размах напряжения на его стоке ( $U_{in} + U_{out} + U_d$ ) лежит в пределах 30 В (типичный предел для современных MOSFET с малыми потерями).

В некоторых случаях следует также учитывать обратный ток диода  $D1$  и потери в сердечнике от большого градиента индукции. Можно экстраполировать соответствующие значения  $\alpha$  из (5.3):

$$\alpha_{xxx} = A_{a_{xxx}} / (1 + A_{a_{xxx}}), \quad (5)$$

где  $_{xxx}$  - минимальный, типовой или максимальный.

Постоянная составляющая тока через  $C_p$  равна нулю. Это означает, что выходной ток течёт только через  $L2$ :

$$I_{out} = I_{L2}. \quad (6)$$



К рассеиваемой мощности L2 не предъявляется жёстких требований, так как средний ток через L2 всегда равен выходному току и не зависит от изменений входного напряжения  $U_{in}$ . Чтобы вычислить ток через L1 ( $I_{L1}$ ), вспомним, что через  $C_p$  не может протекать постоянный ток. Таким образом, заряд, протекающий в то время (интервал  $\alpha T$ ), когда ключ замкнут, полностью уравнивается зарядом, который течёт в то время, когда ключ разомкнут (интервал  $(1-\alpha)T$ ). Когда ключ замкнут, потенциал узла A зафиксирован на уровне 0 В. В соответствии с выражением (5.1), потенциал узла B равен  $-U_{in}$ , что соответствует обратному смещению диода D1. Ток через  $C_p$  есть ток через L2. Когда ключ разомкнут во время  $(1-\alpha)T$ , ток L2 течёт через D1, пока ток L1 течёт через  $C_p$ :  $\alpha T \cdot I_{L2} = (1 - \alpha)T \cdot I_{L1}$ . Зная, что  $I_{L2} = I_{out}$ , запишем:

$$I_{L1} = \alpha / (1 - \alpha) \cdot I_{out}. \quad (7)$$

Так как входная мощность равна выходной мощности, поделенной на КПД,  $I_{L1}$  зависит только от  $U_{in}$ . Для заданной выходной мощности  $I_{L1}$  увеличивается, если уменьшается  $U_{in}$ . Зная, что  $I_{L2}$  (и, следовательно,  $I_{out}$ ) течёт через  $C_p$  во время  $\alpha T$ , мы выберем  $C_p$  так, чтобы пульсации напряжения на нём  $\Delta U_{Cp}$  были намного меньше  $U_{Cp}$  ( $\gamma = 1..5\%$ ). Наихудший случай будет для минимального  $U_{in}$ .

$$C_p \geq I_{out} \cdot \alpha_{min} \cdot T / (\gamma \cdot U_{in_{min}}). \quad (8)$$

Применение высокочастотного контроллера в сочетании с последними достижениями в области создания многослойных керамических конденсаторов (multilayer ceramic capacitors, MLCs) позволяет использовать в качестве  $C_p$  небольшой неполярный конденсатор. При этом необходимо убедиться, что он может рассеивать мощность  $P_{Cp}$ , выделяющуюся на его паразитном внутреннем сопротивлении  $R_{Cp}$ :

$$P_{cp} = A_{amin} \cdot R_{cp} \cdot I_{out}^2. \quad (9)$$

$R_{sw}$ , состоящее обычно из сопротивления сток-исток ключа MOSFET, включённого последовательно с шунтом для ограничения максимального тока, вносит следующие потери:

$$P_{sw} = A_{amin} (1 + A_{amin}) R_{sw} \cdot I_{out}^2. \quad (10)$$

Потери  $P_{rl1}$  и  $P_{rl2}$  на внутренних сопротивлениях  $L1$  и  $L2$  рассчитываются легко:

$$P_{rl1} = A_{amin}^2 R_{l1} I_{out}^2. \quad (11)$$

$$P_{rl2} = R_{l2} I_{out}^2. \quad (12)$$

При расчёте потерь на диоде  $D1$  вычислим  $U_d$  для суммы токов  $I_{L1} + I_{L2}$ :

$$P_{D1} = U_d * I_{out}. \quad (13)$$

$L1$  выбирается так, чтобы доля ( $\beta$ ) пульсаций тока в ней ( $\Delta I_{L1}$ ) составляла от 20% до 50% среднего тока  $I_{L1}$ . Наихудший случай для  $\beta$  - когда  $U_{in}$  максимально, потому что  $D_{L1}$  максимально, когда  $I_{L1}$  минимален. Пусть  $\beta = 0,5$ :

$$L1_{min} = 2 T (1 - \alpha_{max}) U_{in_{max}} / I_{out}. \quad (14)$$

Выберем катушку со стандартным номиналом индуктивности, ближайшим к рассчитанному значению, и убедимся, что её ток насыщения удовлетворяет следующему условию:

$$I_{L1sat} \gg I_{L1} + 0.5 \Delta I_{L1} = A_{amin} I_{out} + 0.5 T \alpha_{min} U_{in_{min}} / L1. \quad (15)$$

Расчёты для L2 аналогичны расчётам для L1:

$$L2_{\min} = 2 T \alpha_{\max} U_{\text{in}_{\max}} / I_{\text{out}}, \quad (16)$$

$$I_{L2_{\text{sat}}} \gg I_{L2} + 0.5 \Delta I_{L2} = I_{\text{out}} + 0.5 T \alpha_{\max} U_{\text{in}_{\max}} / L2. \quad (17)$$

Если L1 и L2 намотаны на одном и том же сердечнике, надо выбрать наибольшее из двух значений индуктивности. На один сердечник можно намотать две обмотки с одинаковым числом витков, и, следовательно, с одинаковой индуктивностью. Если же индуктивности будут разными, то напряжения на обмотках будут отличаться, и разница будет замыкаться через  $C_p$ . Этим полезным свойством пользуются в корректорах коэффициента мощности для уменьшения пульсаций сетевого тока за счет энергии в  $C_p$ , то есть при совместной намотке L1 мотают с большим рассеянием относительно сердечника, чем L2 (либо если есть готовый дроссель с одинаковыми обмотками, то L1 искусственно увеличивают).

Если обмотки не отличаются друг от друга, то можно уменьшить стоимость изделия, намотав их вместе за одну операцию.

Выходной конденсатор  $C_{\text{out}}$  должен сглаживать импульсы тока большой величины, поступающие через диод D1 во время  $T_{\text{off}}$ . Поэтому  $C_{\text{out}}$  должен быть высококачественным компонентом, так же, как и в топологии Flyback. К счастью, современные керамические конденсаторы имеют очень низкое эквивалентное последовательное сопротивление (ESR). Минимальная ёмкость  $C_{\text{out}}$  определяется из допустимого значения пульсаций выходного напряжения  $\Delta U_{\text{out}}$ :

$$C_{\text{out}} \geq A_{\min} I_{\text{out}} \alpha_{\min} T / \Delta U_{\text{out}}. \quad (18)$$

В действительности может потребоваться выходной конденсатор существенно большей ёмкости, особенно, если

ток нагрузки сильно пульсирует. Входной конденсатор может быть очень небольшим благодаря фильтрующим свойствам топологии SEPIC. Обычно  $C_{in}$  может быть в 10 раз меньше  $C_{out}$ :

$$C_{in} = C_{out} / 10. \quad (19)$$

Общий КПД  $\eta$  рассчитан, исходя из  $U_{in}$  и  $A_a$ . Результат, однако, может оказаться слишком оптимистичным, так как он не будет учитывать потери в ключе и в сердечнике:

$$\eta = U_{out} / A_a U_{in}. \quad (20)$$

И, наконец, ключ  $Sw$  и диод  $D1$  должны выбираться так, чтобы их напряжение пробоя было больше соответственно  $U_{ds}$  и  $U_r$ :

$$U_{ds} > 1,15 (U_{out} + U_d + U_{in}). \quad (21)$$

$$U_r > 1,15 (U_{out} + U_{in}). \quad (22)$$

В качестве примера найдём номиналы компонентов для следующего маломощного приложения:  $U_{in_{min}} = 2,7V$ ,  $U_{in_{typ}} = 3,5V$  и  $U_{in_{max}} = 5V$ ,  $U_{out} = 3,8V$ ,  $I_{out} = 0,38A$ ,  $T = 2\mu s$  и  $U_d = 0,4V$ . Округлив полученные значения, получим:  $L1 = L2 = 47 \mu kГ$ ,  $R_{L1} = R_{L2} = 120 \text{ мОм}$ ,  $R_{cp} = 50 \text{ мОм}$ ,  $R_{sw} = 170 \text{ мОм}$ . На рис. 4 показаны графики токов  $I_{L1}$  и  $I_{L2}$  для разных значений  $U_{in}$ .

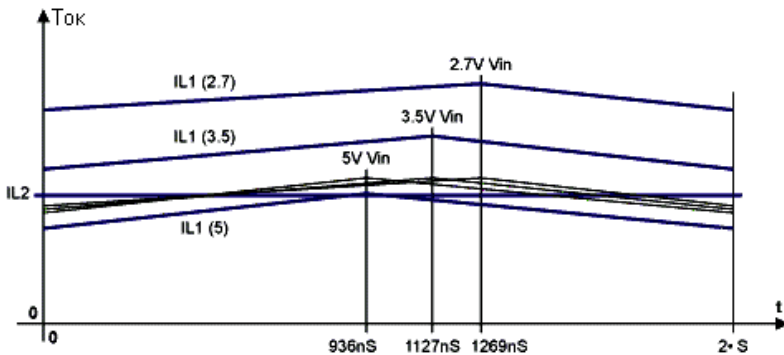


Рис. 4. Графики токов через L1 и L2 (см. рис. 2)

Используя выражение (3), мы сначала рассчитали идеальный коэффициент усиления  $A_i$  для минимального, типового и максимального входного напряжения  $U_{in}$ , получив соответственно 1,555, 1,2 и 0,84. Подставив эти числа в выражение (4), получим более точные коэффициенты  $A_{a_{xxx}}$ , равные 1,735, 1,292 и 0,88 соответственно. И соответствующие коэффициенты заполнения получаются из выражения (5): 0,634, 0,563 и 0,468.

Ток через катушку L2 ( $I_{L2}$ ) равен 0,38А в соответствии с выражением (6), а  $I_{L1}$  изменяется в зависимости от  $U_{in}$ . При помощи формулы (7) мы получили значения  $I_{L1}$ , равные 0,659А, 0,491А и 0,334А для заданных значений входного напряжения.

Из выражения (8) мы получили для заданной величины  $\gamma = 5\%$  минимальную ёмкость  $C_p$ , равную 3,5 мкФ. Расчётное напряжение для  $C_p$  получается из (1). Современные многослойные керамические конденсаторы обеспечивают  $R_{Cp}$  до 50 МОм, при этом потери мощности, рассчитанные по формуле (9), составят 12,5 мВт.

Следующие параметры рассчитаны для наихудшего случая, то есть минимального входного напряжения  $U_{in}$ :

ключ с сопротивлением 170 мОм должен рассеивать 116,5 мВт в соответствии с выражением (10), что позволяет использовать транзистор в корпусе SOT23 или даже в ещё меньшем SC70;

выражения (11) и (12) дают потери 52,2 мВт и 17,3 мВт в индуктивностях L1 и L2. При этом надо убедиться, что сечения провода обмотки L1 больше, чем у L2;

рассчитав по формуле (13) рассеиваемую мощность диода D1, равную 152 мВт, мы увидим, что этот диод является главным источником потерь. Поэтому очень важно выбрать диод с малым падением напряжения, если даже не синхронный выпрямитель;

для L1 выражение (14) даёт минимальную индуктивность 28 мкГн, которой с достаточным запасом соответствует стандартный номинал 47 мкГн. Для нормальной работы с таким значением индуктивности выражение (15) предлагает пиковый ток 0,69А;

согласно выражению (16), имеем минимальную индуктивность L2, равную 24,6 мкГн. Здесь тоже можно использовать индуктивность с номиналом 47 мкГн. В соответствии с формулой (17), L2 должна выдерживать пиковый ток 0,43А;

для пульсаций выходного напряжения 38 мВ, согласно выражению 17, ёмкость выходного конденсатора должна быть не менее 22 мкФ. Входной же конденсатор C<sub>in</sub>, согласно (19), должен иметь ёмкость 2,2 мкФ;

несмотря на значительные величины паразитных параметров, выражение (20) предсказывает достаточно неплохой к.п.д. 81% для наихудшего случая, когда входное напряжение минимально. Если учитывать потери на переключение, реальный КПД будет несколько меньше.

### 3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАДАНИЕ

3.1. Создать принципиальную схему понижающего преобразователя, изображенного на рис. 5 в пакете LTspice.

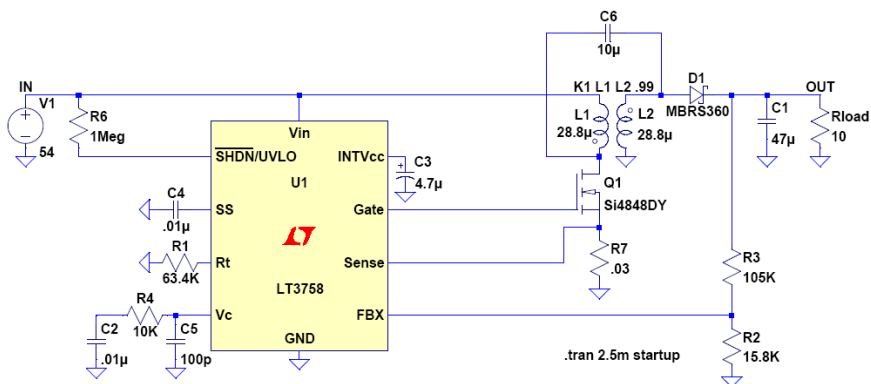


Рис. 5. Принципиальная схема SEPIC преобразователя

3.2. После проведения моделирования вывести форму напряжения на нагрузке (Rload).

3.2.1. Изменить напряжение источника V1 10, 20, 30 В и посмотреть как изменяется форма напряжения на аноде D1. Объяснить причину изменения.

3.2.2. Изменить сопротивление нагрузки на 33 и 330 Ом, посмотреть форму напряжения на аноде D1. Объяснить причину изменения формы напряжения.

3.2.3. Изменить номинал резисторов обратной связи R1, R2 на 105 кОм и 15,8 кОм соответственно и посмотреть величину напряжения на выходе источника.

Изменить номинал резисторов R1, R2 на 280 кОм и 20 кОм и посмотреть величину выходного напряжения.

Объяснить причину изменения.

#### 4. УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА И КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

4.1. Отчет по лабораторной работе должен содержать:

- наименование и цель работы;
- распечатку топологии печатной платы.

## Лабораторная работа №4

### ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ДВУХТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

#### 1. ОБЩЕЕ ОПИСАНИЕ РАБОТЫ

1.1. Цель работы – исследование основных процессов при работе двухтактного преобразователя.

#### 1.2. Содержание работы

Лабораторная работа состоит из домашнего и лабораторного заданий. Домашнее задание заключается в изучении принципа работы двухтактного преобразователя. Лабораторное задание включает создание схемы электрической принципиальной и изучение процессов при работе двухтактного преобразователя.

#### 1.3. Используемое оборудование

Для выполнения лабораторной работы используется ПЭВМ.

2. Домашнее задание и методические указания по его выполнению

По методическому руководству ознакомится с принципом работы двухтактного преобразователя.

#### 2.1. Двухтактный преобразователь

Наибольшее распространение среди двухтактных преобразователей получили три схемы: двухфазная пуш-пульная (push-pull), полумостовая (half-bridge) и мостовая (full-bridge).



Двухфазная схема типа push-pull (рис. 1) состоит из двух ключевых силовых транзисторов VT1 и VT2; трансформатор Т имеет первичную и вторичную обмотки, разделенные на полуобмотки (первичные —  $w_{1.1}$  и  $w_{1.2}$ , вторичные —  $w_{2.1}$  и  $w_{2.2}$ ). К средней точке первичной обмотки трансформатора подключен вывод источника питания ( $U_{in}$ ). Вторичная цепь представляет собой двухфазный двухполупериодный выпрямитель VD1, VD2, а также фильтр пульсаций (в этой схеме элементом фильтра является конденсатор  $C_{out}$ ).

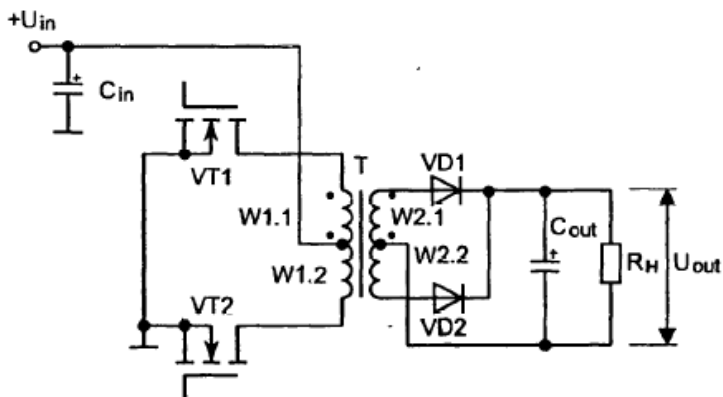


Рис. 1. Базовая схема двухтактного преобразователя

В первом такте (рис. 2, а) транзистор VT1 открыт, VT2 закрыт, ток течет по полуобмотке  $w_{1.1}$  и трансформируется в полуобмотку  $w_{2.1}$ .

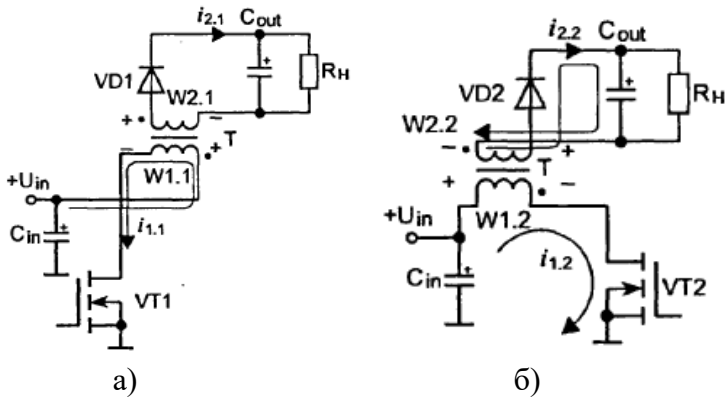


Рис. 2. Такты работы схемы

Диод VD1 открыт и проводит ток, подзаряжая конденсатор  $C_{out}$ . Во втором такте (рис. 2, б) VT1 закрывается и открывается транзистор VT2. Соответственно ток течет по полуобмотке  $w_{1,2}$  и трансформируется в полуобмотку  $w_{2,2}$ . Диод VD1 заперт, диод VD2 проводит ток и подзаряжает конденсатор  $C_{out}$ . Таким образом, передача энергии в нагрузку осуществляется во время обоих тактов.

Вначале предположим, что у нас есть идеальные элементы. То есть транзисторы могут мгновенно переключаться, отсутствует время обратного восстановления диодов, первичная обмотка обладает очень большим значением индуктивности намагничивания. В этих условиях определить зависимость выходного напряжения  $U_{out}$  от входного  $U_{in}$  очень просто. Напряжение первичной обмотки трансформируется во вторичную обмотку без потерь, с коэффициентом трансформации для одной полуобмотки:

$$U_{2,1} = n_1 U_{1,1} \quad (1)$$

и для второй полуобмотки:

$$U_{2,2} = n_2 U_{1,2}. \quad (2)$$

Отсюда коэффициенты трансформации для одной полуобмотки:

$$n_1 = \frac{w_{2,1}}{w_{1,1}} \quad (3)$$

и для второй полуобмотки:

$$n_2 = \frac{w_{2,2}}{w_{1,2}}. \quad (4)$$

Коэффициенты трансформации  $n_1$  и  $n_2$  полагают одинаковыми (обозначается  $n$ ), более того, уравнивают количество витков первичных и вторичных полуобмоток:

$$w_{1,1} = w_{1,2}; \quad w_{2,1} = w_{2,2}. \quad (5)$$

Напряжение на первичной обмотке в режиме замкнутого ключевого транзистора, без учета падения напряжения на транзисторе:

$$U_{2,1} = U_{in} n; \quad U_{1,2} = U_{in} n. \quad (6)$$

Поскольку в схеме имеется двухполупериодный выпрямитель, соотношение между напряжением питания и напряжением на нагрузке определяется из выражения:

$$U_{out} = U_{in} n. \quad (7)$$

Коэффициент заполнения  $D$  и в случае двухтактной схемы определяется отношением открытого состояния ключа к периоду коммутации.

В данном случае мы определяем коэффициент заполнения для одного плеча двухтактной схемы. Итак, очевидно, что  $D$  не может быть более 0,5 даже для идеальной схемы, иначе управляющие импульсы будут накладываться друг на друга.

Определим среднее значение тока нагрузки, учитывая, что передача энергии осуществляется на протяжении обоих полупериодов, а значит, среднее значения напряжения за один такт работы нужно удвоить:

$$U_{\text{out}} = \frac{2}{T} \int_0^T U_{\text{in}} \cdot n \cdot dt = 2 \cdot n \cdot D \cdot U_{\text{in}} . \quad (8)$$

Таким образом, регулируя коэффициент заполнения  $D$  в промежутке от 0 до 0,5, можно линейно регулировать напряжение на нагрузке. В реальной схеме ни в коем случае нельзя допускать, чтобы преобразователь работал с  $D = 0,5$ . Типичное значение  $D$  не должно превышать 0,4...0,45. Все дело в том, что используемые элементы не могут обладать идеальными свойствами. Как нам известно, первичная обмотка обладает ограниченной индуктивностью намагничивания  $L_{\mu}$ , которая накапливает энергию:

$$E_{\mu} = 0,5 \cdot L_{\mu} \cdot i_{\mu}^2 . \quad (9)$$

Максимальный ток намагничивания  $i_{\mu}$  (рис. 3) определяется из соотношения:

$$i_{\mu} = \frac{U_n t_{\text{on}}}{L_{\mu}} . \quad (10)$$

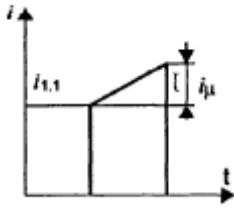


Рис.3. Определение тока намагничивания

Обратимся к рис. 4, на котором показаны дополнительные элементы — разрядные диоды VD3 и VD4. Эти диоды обычно присутствуют в реальных схемах пуш-пульных преобразователей. При закрывании транзистора VT1 накопленная в магнитопроводе энергия стремится поддержать ток. Если бы в схеме не было защитного диода VD3, на VT2 возник бы бросок отрицательного напряжения. Способность биполярных транзисторов выдерживать отрицательные броски напряжения невелика (единицы вольт), поэтому разрядный ток  $i_{\mu}$  необходимо замкнуть через диод VD4. Диод практически «накоротко» замыкает обмотку  $w_{1,2}$  и быстро разряжает  $L_{\mu}$ . При разряде выделяется тепловая энергия, учесть которую можно через следующее соотношение:

$$P_{VD} = \frac{U_{in}^2 \cdot D_{max}^2}{2 \cdot L_{\mu} \cdot f}. \quad (11)$$

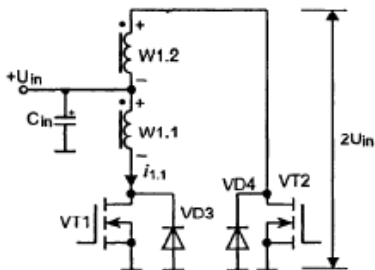


Рис. 4. Коммутационные процессы в преобразователе

При работе пуш-пульного преобразователя разрядные диоды включаются попеременно. Следует также помнить, что в составе транзисторов MOSFET, а также некоторых транзисторов IGBT эти диоды уже есть, поэтому вводить дополнительные элементы нет необходимости.

Вторая неприятность связана с конечным временем восстановления диодов выпрямителя (рис. 5). Представим, что в начальный момент времени диод VD1 проводит ток, а направление действия ЭДС показано на рис. 5, а. При включении транзистора VT1 ЭДС меняет направление (рис. 5, б), открывается диод VD2.

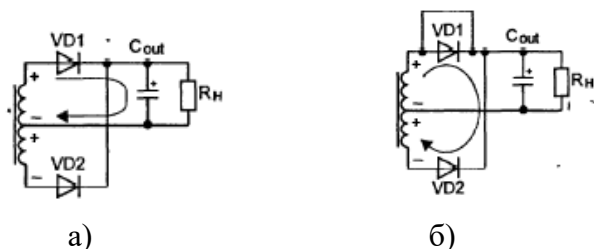


Рис. 5. Восстановление выпрямительных диодов

Но в то же время диод VD1 не может мгновенно закрыться. Поэтому вторичная обмотка оказывается закороченной диодной парой VD1, VD2, что вызывает броски тока в ключевом элементе (это хорошо видно на эквивалентной схеме трансформатора). Форма тока первичной обмотки на совме-

щенном графике при  $D = 0,5$  будет такой, как показано на рис. 6.

Во избежание коммутационных выбросов, во-первых, необходимо вводить паузу между закрытием транзистора VT1 и открытием VT2 не менее чем удвоенное время обратного восстановления диода  $t_{rr}$ . Во-вторых, если есть возможность, лучше отказаться от обычных диодов и применить диоды Шоттки.

Напряжение на закрытом ключевом транзисторе складывается из напряжения питания  $U_{out}$  и ЭДС первичной полуобмотки, которая в данный момент разомкнута. Поскольку коэффициент трансформации этих обмоток равен 1 (обмотки с одинаковым числом витков), перенапряжение на ключевом транзисторе достигает  $2U_{in}$ . Поэтому выбирать транзисторы по допустимому напряжению между силовыми электродами следует из данного условия. Необходимо также учитывать, что ток ключевого транзистора складывается из постоянного тока нагрузки, пересчитанного в первичную цепь, и линейно нарастающего тока намагничивания индуктивности первичной обмотки. Ток имеет трапецеидальную форму (рис. 3).

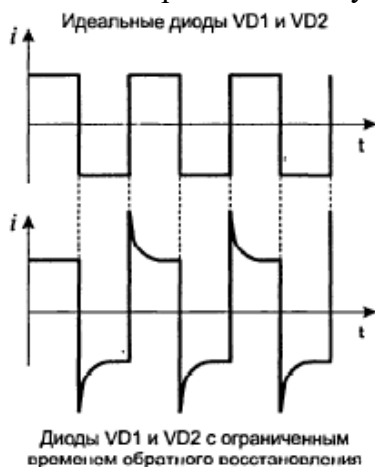


Рис. 6. Характер тока в обмотках трансформатора в случае идеальных и реальных диодов

При определении максимального коэффициента заполнения  $D$  в случае использования полевых транзисторов, которые переключаются достаточно быстро, нужно руководствоваться значением задержки обратного восстановления диодов. Промежуток времени, в течение которого переключение запрещено:

$$\Delta t_{\text{зад}} = 2t_{\text{пр}} . \quad (12)$$

Поправка коэффициента заполнения

$$\Delta \gamma = \frac{2t_{\text{пр}}}{T} = 2t_{\text{пр}} f . \quad (13)$$

Максимальный коэффициент заполнения:

$$D_{\text{max}} = 0,5 - 2t_{\text{пр}} f . \quad (14)$$

При использовании биполярных транзисторов и транзисторов IGBT максимально возможный коэффициент заполнения уменьшается за счет времени выключения и спада этих транзисторов:

$$D_{\text{max}} = 0,5 - (2t_{\text{пр}} + t_{d\_off} + t_f) \cdot f . \quad (15)$$

Опыт показывает, что коэффициент заполнения не превышает 0,45 в самом благоприятном случае.

Сопротивление открытого диода и ключевого транзистора отличны от нулевого. Учесть падение напряжения на этих элементах и поправку на коэффициент трансформации можно следующим образом. В открытом состоянии на диодах падает в среднем 0,7... 1,0 В (стандартный диод) либо 0,5...0,6 В (диод Шоттки). Если в качестве ключа используется би-



полярный транзистор или транзистор IGBT, на нем будет падать напряжение  $U_{VT}$  (в режиме насыщения). Типичное значение напряжения насыщения — 0,2...0,5 В. Для транзистора MOSFET напряжение вычисляется исходя из значения сопротивления в открытом состоянии и тока в первичной цепи.

Предварительный расчет основных параметров схемы пуш-пульного конвертора должен определить коэффициент трансформации  $n$  и габаритную мощность трансформатора. Мы уже выяснили, что:

$$U_{out} = 2 \cdot D \cdot n \cdot U_{in}. \quad (16)$$

Иначе (с учетом падения напряжения на ключах и выпрямительных диодах):

$$n = \frac{U_{out} + U_{VD}}{2(U_{in} - U_{VT}) \cdot D}, \quad (17)$$

где  $U_{in}$  — минимально возможное напряжение питания.

Необходимо также определить минимальное значение коэффициента заполнения, исходя из максимального значения напряжения питания (этот параметр понадобится при определении параметров сглаживающего выходного фильтра):

$$D_{min} = \frac{U_{out} + U_{VD}}{2(U_{in} - U_{VT}) \cdot n}, \quad (18)$$

где  $U_{in}$  — максимально возможное напряжение питания.

Теперь можно перейти к определению габаритной мощности трансформатора, которая вычисляется как полусумма мощности, переданной в первичную обмотку и полученной со вторичных обмоток. В случае двухобмоточного трансформато-

ра габаритную мощность можно определить как сумму мощностей нагрузки и мощности, израсходованной на схему управления (если преобразователь построен таким образом, что схема управления питается от этого же трансформатора).

Выбор необходимого магнитопровода для трансформатора осуществляется по формуле для габаритной мощности. По этой формуле необходимо определить произведение  $SS_0$ . Следует отметить, что для двухтактных преобразователей предпочтительнее использовать тороидальные магнитопроводы, поскольку трансформаторы, намотанные на них, получаются наиболее компактными.

Число витков первичной полуобмотки можно найти по следующей формуле, которая представляет собой форму записи закона электромагнитной индукции:

$$w_1 = \frac{D(U_{in} - U_{VT})}{f \cdot B \cdot S}, \quad (19)$$

где  $U_{in}$  — минимальное значение напряжения питания;  
 $D$  — максимальное значение коэффициента заполнения.

Число витков вторичной полуобмотки:

$$w_2 = w_1 n. \quad (20)$$

После этого нужно выбрать необходимый диаметр провода и проверить заполнение окна медью. Если заполнение окажется более 0,5, необходимо взять магнитопровод с большим значением  $S_0$  и пересчитать количество витков.

После расчета трансформатора нужно провести выбор силовых элементов по допустимым значениям токов и напряжений, облегчить при необходимости тепловой режим с помощью теплоотводящих радиаторов.

Очень важный вопрос, который необходимо рассмотреть, — это выбор схемы управления двухтактным импульс-

ным источником. Не так давно все эти схемы приходилось проектировать на дискретных элементах, что рождало достаточно громоздкие и не слишком надежные решения. В последнее время было разработано большое количество специализированных микросхем, в которые включены практически все необходимые узлы. Микросборки, применяющиеся для управления однотактными схемами стабилизаторов и преобразователей, впрямую не годятся для использования в двухтактных схемах, поскольку нужно иметь два парафазных (работающих в противофазе) выхода, управляемых одним генератором. Кроме того, микросхема должна содержать специальный узел для гарантированного ограничения коэффициента заполнения (формирования dead time), чтобы не допустить аварийных ситуаций и сквозных токов. Желательно наличие дополнительных входов защитного отключения.

Широко применяющаяся для управления блоками питания компьютеров типа IBM-PC микросхема TL494 (выпускается фирмой Texas Instruments) подробно описана в литературе. На базе этой микросхемы разработаны и серийно производятся TL594, TL598.

### 3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАДАНИЕ

3.1. Создать принципиальную схему двухтактного преобразователя, изображенного на рис. 7 в пакете LTspice.

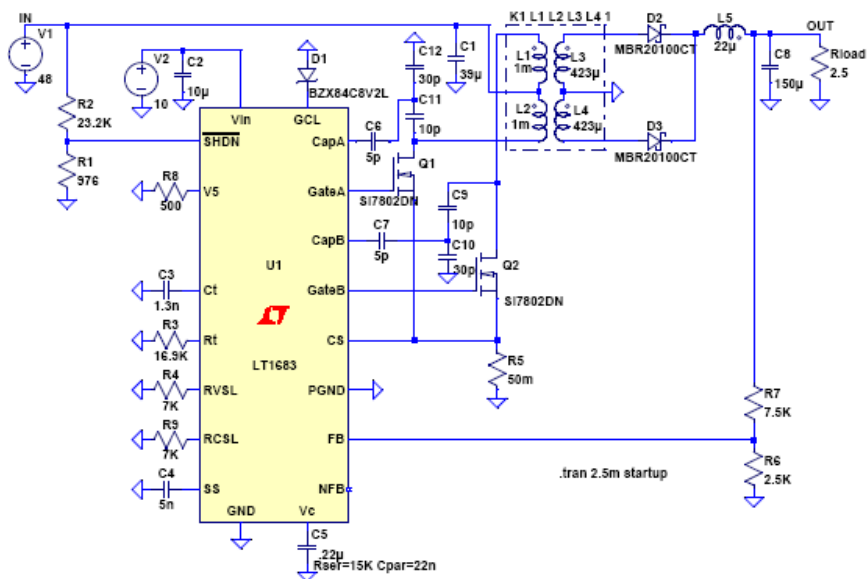


Рис. 7. Схема двухтактного преобразователя

3.2. После проведения моделирования вывести форму напряжения на нагрузке (Rload).

3.2.1. Изменить напряжение источника V1 20, 30 В и посмотреть как изменяется форма напряжения на индуктивностях L1, L2. Объяснить причину изменения.

3.2.2. Изменить сопротивление нагрузки на 25 и 250 Ом, посмотреть форму напряжения на индуктивностях L1, L2. Объяснить причину изменения формы напряжения.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Б.Ю. Семенов. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.
2. М. Браун. Источники питания. Расчет и конструирование.: Пер. с англ. – К.: "МК-Пресс", 2007. – 288 с.
3. Андреев И.К. Проектирование и технология блоков питания мобильных радиостанций: учеб. пособие / И.К. Андреев. - Воронеж: ГОУВПО "Воронежский государственный технический университет", 2009. 156 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

1. Лабораторная работа №3.....	3
2. Лабораторная работа №4.....	16
3. Библиографический список.....	29

# ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ ПОВЫШАЮЩЕ- ПОНИЖАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

## МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к выполнению лабораторных работ по дисциплине  
«Проектирование вторичных источников питания РЭС»  
для студентов направления 11.03.03 «Конструирования и  
технология электронных средств»  
(профиль «Проектирование и технология радиоэлектронных  
средств») всех форм обучения

Составители:

канд. техн. наук И.С. Бобылкин,  
канд. техн. наук А. В. Турецкий.

Компьютерный набор А. В. Турецкого

Подписано к изданию \_\_\_\_\_.

Уч.-изд. л. \_\_\_\_\_.

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический  
университет»

394026 Воронеж Московский просп., 14