

Учебное издание

**Амелина** Марина Аркадьевна

**А61**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

# 1 НЕПРЕРЫВНЫЕ МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И СИСТЕМ СТАБИЛИЗАЦИИ НА ИХ ОСНОВЕ

## 1.1 Постановка задачи моделирования

Одним из достаточно широко используемых устройств промышленной электроники являются импульсные источники электропитания. Они строятся на основе импульсных преобразователей напряжения, принцип действия которых основан на взаимодействии управляемого ключа (чаще всего транзистора) с индуктивно-емкостными накопителями энергии.

Существуют три основные схемы преобразователей напряжения (рис. 1.1): преобразователь напряжения первого типа (понижающий, BUCK), преобразователь напряжения второго типа (повышающий, BOOST) и преобразователь напряжения третьего типа (инвертирующий, BUCK-BOOST).

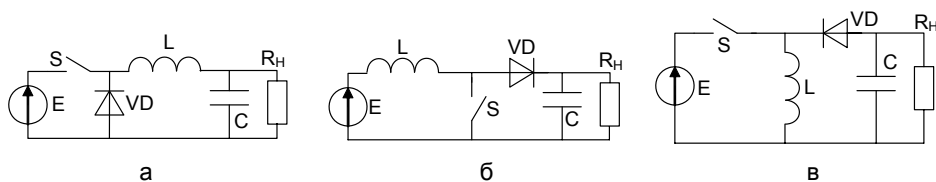


Рисунок 1.1 — Схемы регуляторов постоянного напряжения: а – понижающий; б – повышающий; в – инвертирующий

Задача математического анализа и моделирования импульсных преобразователей напряжения значительно отличается от задач других разделов электроники (например, усилительной техники). Вследствие периодической коммутации силовых ключей (транзисторов, диодов), эти схемы являются схемами с переменной конфигурацией. Конфигурация меняется в момент коммутации какого-либо силового ключа. Внутри периода тактовой частоты работы преобразователя может быть несколько таких конфигураций. Эти конфигурации описываются различными системами дифференциальных уравнений, которые в некоторых случаях могут отличаться даже порядком.

Непосредственное решение задачи моделирования таких устройств (без каких-либо упрощающих приемов) сводится к решению систем дифференциальных уравнений на различных интервалах времени (соответствующих различным состояниям силового ключа) и «сшиванию» согласно законам коммутации полученных решений на границах интервалов. Такой метод в математическом моделировании называется методом припасовывания.

Для преобразователей напряжения расчет можно упростить, перейдя от последовательного решения систем для различных конфигураций схемы к решению одной усредненной системы дифференциальных уравнений. В такой системе производные переменных состояния (токов дросселей и напряжений на конденсаторах) принимаются равным значениям, усредненным за период коммутации. При этом в качестве весовых коэффициентов при усреднении используются относительные длительности существования каждой конфигурации схемы.

## 1.2 Метод усреднения в пространстве состояний и его возможности

Для регуляторов в режиме непрерывного тока дросселя существуют две конфигурации. В режиме прерывистых токов дросселя появляется 3-я конфигурация, определяемая запертым состоянием как управляемого ключа S, так и диода VD.

Для простоты изложим метод усреднения на примере анализа регулятора, работающего в режиме непрерывных токов. Весовые коэффициенты при этом равны отношениям длительности замкнутого и разомкнутого состояния силового ключа к периоду коммутации (рис. 1.2). Используя понятие коэффициента заполнения  $\gamma = t_s/T$ , где  $t_s$  — время замкнутого состояния ключа, а  $T$  — период коммутации, весовые коэффициенты для режима непрерывных токов дросселя можно записать как  $\gamma$  и  $(1-\gamma)$ .

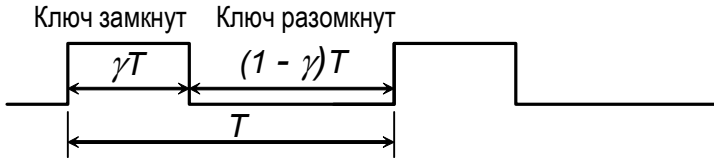


Рисунок 1.2 — К определению весовых коэффициентов

Зависимости выходного напряжения в установившемся режиме  $U_n$  от  $\gamma$  (регулируемые характеристики) определяются следующим образом:

- для понижающего преобразователя  $U_n = \gamma E$ ;
- для повышающего преобразователя  $U_n = E/(1 - \gamma)$ ;
- для инвертирующего преобразователя  $U_n = E\gamma/(1 - \gamma)$ .

Например, для инвертирующего преобразователя (рис. 1.1, в) при замкнутом и разомкнутом состоянии силового ключа схема описывается следующими системами дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = E \\ C \frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{R} \end{cases} \quad (1.1)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -u_C \\ C \frac{du_C}{dt} = i_L - \frac{u_C}{R} \end{cases} \quad (1.2),$$

где  $i_L$  — ток дросселя;  $u_C$  — напряжение на конденсаторе фильтра (и на нагрузке);  $E$  — напряжение первичного источника,  $L$  — индуктивность дросселя;  $C$  — емкость конденсатора фильтра.

Первая конфигурация, описываемая системой (1.1) существует в течение интервала времени  $\gamma \cdot T$ , а вторая, описываемая системой (1.2), — в течение интервала  $(1-\gamma) \cdot T$ . Усредненная система дифференциальных уравнений получается умножением систем (1.1) и (1.2) на весовые коэффициенты  $\gamma$  и  $(1-\gamma)$  соответственно с последующим суммированием:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = E\gamma - u_C(1-\gamma) \\ C \frac{du_C}{dt} = -\frac{u_C}{R} + i_L(1-\gamma) \end{cases} \quad (1.3)$$

Усредненная система дифференциальных уравнений (1.3) является математическим представлением нелинейной *непрерывной* модели преобразователя, а способ получения такой модели получил название *метода усреднения в пространстве состояний* [2–5, 9, 12]. Отметим, что систему (1.3) можно представить в виде эквивалентной электрической схемы, содержащей нелинейные зависимые источники напряжения ( $E\gamma$ ,  $u_C(1-\gamma)$ ) и тока ( $i_L(1-\gamma)$ ). Подобная схема может быть реализована с помощью функциональных источников NFV и NFI в программе схемотехнического анализа MICROCAP и др. ей подобных.

Таким образом, вместо решения последовательно на двух интервалах различных систем дифференциальных уравнений (1.1) и (1.2) и стыковки решений на границах интервалов, решается одна усредненная система (1.3). Решая ее, можно определить переходные процессы в схеме при известных начальных условиях и известном законе изменения во времени коэффициента заполнения  $\gamma(t)$ . Помимо этого из системы (1.3) могут быть получены соотношения для установившегося режима работы регулятора, а из них – регулировочные характеристики (зависимость  $U_H$  от  $\gamma$ ). Очевидно, что в установившемся режиме средние за период значения переменных состояния не изменяются (т.е.  $u_C = \text{const}$ ,  $i_L = \text{const}$ ). Следовательно, усредненные производные переменных состояния схемы равны нулю. Подставляя  $du_C/dt=0$  и  $di_L/dt=0$  в систему (1.3) получим для установившегося режима регулятора buck-boost:

$$U_C = U_H = \frac{E \cdot \gamma}{1-\gamma}; \quad I_L = \frac{I_H}{1-\gamma}; \quad I_H = \frac{U_H}{R}.$$

Очевидно, что непрерывная модель регулятора является его упрощенной моделью, поскольку теряется информация о поведении переменных состояния внутри каждого периода коммутации, т.е. о пульсациях. Такое упрощение допустимо лишь в том случае, если любая из постоянных времени схемы ( $RC$ ,  $L/R$ ,  $2\pi\sqrt{LC}$ ) по крайней мере в несколько раз (лучше на порядок) превосходит период коммутации ключевых элементов. В этом случае изменение переменных состояния за период коммутации будет незначительным по сравнению с их средним значением (постоянной составляющей). Кроме того, очевидно, что изменение переменных состояния будет определяться усредненными значениями их производных. Для схем регуляторов постоянного напряжения указанное условие применимости метода усреднения в пространстве состояний обычно выполняется всегда. Величины реактивных компонентов регуляторов ( $L$ ,  $C$ ) выбираются таким образом, чтобы пульсации напряжения на нагрузке составляли сотые доли его постоянной составляющей (среднего значения), при заданных входном и выходном напряжениях и токе

нагрузки. При этом, естественно, постоянная времени LC-фильтра превосходит период коммутации в десятки раз.

Полученная непрерывная модель преобразователя напряжения пригодна не только для расчетов с использованием математических пакетов программ

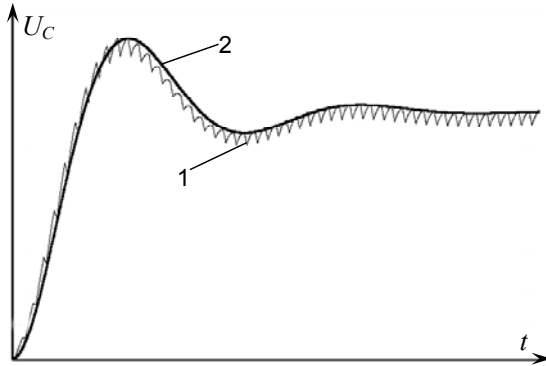


Рисунок 1.3 — Переходный процесс в импульсном регуляторе постоянного напряжения: кривая 1 — метод припасовывания, кривая 2 — непрерывная модель по УПС

(типа MathCAD), но и при использовании пакетов программ схемотехнического анализа (Pspice, MicroCAP) При моделировании импульсных стабилизаторов с использованием непрерывной модели силовой части с использованием специализированных пакетов программ происходит замена схемы с ключевыми элементами, схемой, содержащей линейные пассивные компоненты ( $R$ ,  $L$ ,  $C$ ) и нелинейные зависимые источники.

Тем самым исключаются периодические этапы расчета переключения ключевых элементов, на которые тратится большая часть машинного времени. Результатом анализа такой схемы является огибающая кривой переходного процесса соответствующей переменной состояния, т.е. некоторая средняя линия между пульсациями, или динамика ее постоянной составляющей (рис. 1.3). Для получения картины переходных процессов в устройствах, содержащих преобразователи напряжения, при условии малости пульсаций, такой информации вполне достаточно.

Кроме того, непрерывная модель может быть использована для анализа устойчивости замкнутых систем стабилизации с помощью частотных критериев и синтеза корректирующих цепей.

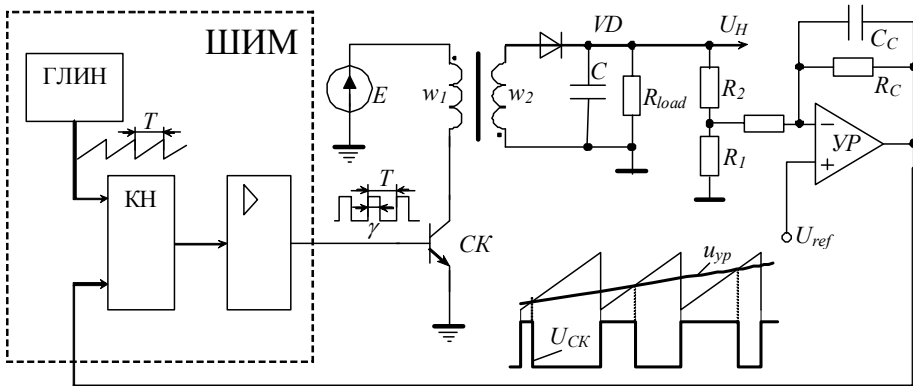


Рисунок 1.4 — Структурная схема импульсного стабилизатора напряжения

Импульсный стабилизатор напряжения на основе широтно-импульсного регулирования относительной длительностью проводящего состояния силового ключа (СК) имеет структуру, представленную на рис. 1.4.

Для анализа устойчивости замкнутой системы стабилизации методами линейной теории автоматического регулирования (ТАУ) необходимо линеаризовать нелинейную непрерывную модель регулятора (система (1.3)) в окрестности рабочей точки (номинального режима) (рис. 1.5). Это может быть выполнено автоматически при малосигнальном частотном анализе соответствующей эквивалентной схемы с помощью программ схемотехнического анализа MICROCAP, DESIGNLAB, ORCAD. Таким образом, могут быть получены логарифмические АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы, а по ним может быть произведен синтез корректирующих цепей для обеспечения устойчивости и необходимых динамических показателей стабилизатора.

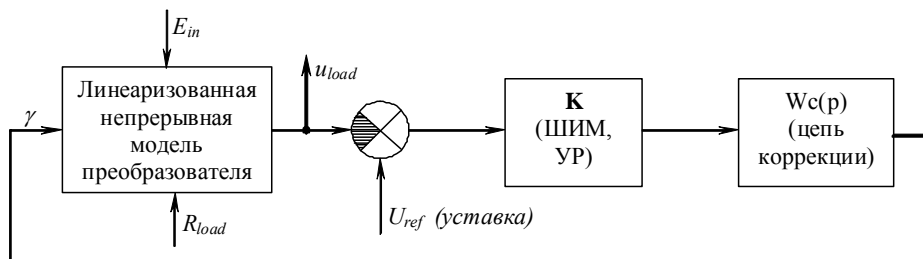


Рисунок 1.5 — Линеаризованная непрерывная модель импульсного стабилизатора для малых возмущений

## 1.3 Построение непрерывной нелинейной модели понижающего (BUCK) регулятора

### 1.3.1 Основные уравнения

Описанию работы регуляторов постоянного напряжения посвящено достаточно много литературных источников, см. например, [1, 5, 6, 8]. Поэтому здесь подробно рассмотрим лишь процесс создания их непрерывных моделей.

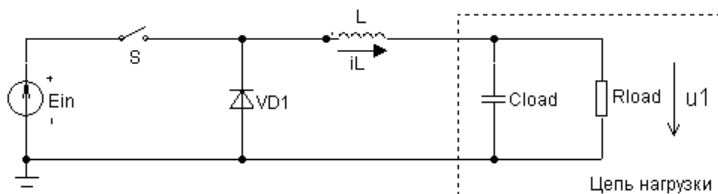


Рисунок 1.6 — Схема понижающего регулятора (BUCK)

Схема регулятора 1-го типа представлена на рис. 1.6. Для анализа и последующего построения непрерывной модели понижающего регулятора (а также в дальнейшем и других регуляторов) в среде программы MICROCAP примем следующие обозначения:

- $T$  — период коммутации силового ключа;
- $f_s = 1/T$  — частота коммутации силового ключа;
- $D1$  — относительная длительность проводящего состояния силового ключа (величина обычно обозначаемая в отечественной литературе как

$\gamma = D1 = \frac{t_{II}}{T}$ ) или относительное время существования конфигурации I

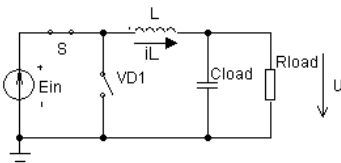
(рис. 1.7, а);

- $D2$  — относительная длительность от момента размыкания силового ключа S до момента прекращения тока в дросселе L и запириания диода VD1 (относительная длительность существования конфигурации II, см. рис. 1.7, б) в режиме прерывистых токов дросселя DCM. В режиме непрерывных токов дросселя ССМ она равна  $(1-D1)$ ;
- $i_L$  — среднее значение тока дросселя L (постоянная составляющая);
- $u$  — среднее значение напряжения на нагрузке  $R_{load}$  ( $C_{load}$ ) или его постоянная составляющая.

При анализе будем пренебрегать сопротивлениями управляемого ключа S и неуправляемого ключа VD1 в открытом состоянии и падением напряжения на диоде VD1.

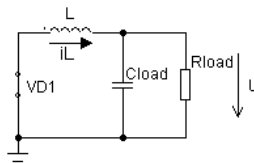
Построим непрерывную модель регулятора 1-го типа для постоянной частоты коммутации и изменяемого коэффициента заполнения  $D1$  ( $\gamma$ ) для режима непрерывного (CCM) и прерывистого (DCM) токов дросселя. Т.е. рассматриваем широтно-импульсное регулирование проводящего состояния силового ключа. Возможные конфигурации схемы регулятора в течение периода коммутации с указанием длительностей их существования представлены на рис. 1.7.

**I -  $D1 \cdot T$**



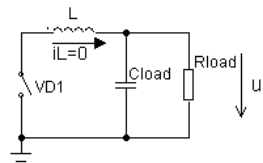
а

**II -  $D2 \cdot T$**



б

**III -  $(1-D1-D2) \cdot T$**



в

Рисунок 1.7 — Возможные конфигурации схемы понижающего регулятора в течение периода коммутации

Опишем каждую конфигурацию системой дифференциальных уравнений.

Для конфигурации I, система дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = E_{in} - u \\ C_{load} \frac{du}{dt} = i_L - \frac{u}{R_{load}} \end{cases} \quad (1.4)$$

Конфигурация I (рис. 1.7, а) существует время  $D1 \cdot T$  вне зависимости от режима (DCM или CCM) в течение периода коммутации силового ключа S. В течение этого времени ток, поступающий в выходную цепь ( $R_{load}, C_{load}$ ) равен току дросселя  $i_L$ .

Для конфигурации II, система дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -u \\ C_{load} \frac{du}{dt} = i_L - \frac{u}{R_{load}} \end{cases} \quad (1.5)$$

Конфигурация II (рис. 1.7, б) существует время  $D2 \cdot T$ , причем в режиме непрерывных токов дросселя CCM  $D2=1-D1$ , а в режиме прерывистых токов (DCM)  $D2$  зависит как от параметров схемы, так и от текущих значений переменных состояния ( $i_L, u$ ). Отметим, что на этом интервале, так же как и на предыдущем, ток, поступающий в выходную цепь, равен току дросселя  $i_L$ .

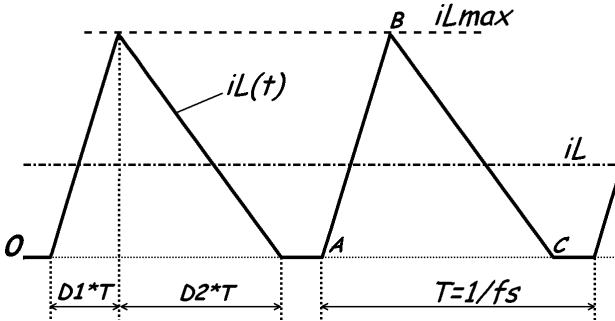


Рисунок 1.8 — Форма тока дросселя  $i_L(t)$  в прерывистом режиме

Определим относительную длительность интервала  $D2$  из следующих соображений. Форма тока в дросселе  $i_L(t)$  в режиме прерывистых токов имеет вид, представленный на рис. 1.8. Определим среднее значение тока дросселя  $i_L$  из геометрических соображений:

$$i_L = \frac{S_{\Delta ABC}}{T} = \frac{0,5 \cdot (D1 + D2) \cdot T \cdot i_{Lmax}}{T} = 0,5 \cdot i_{Lmax} \cdot (D1 + D2). \quad (1.6)$$

Определим максимальное значение тока дросселя в прерывистом режиме  $i_{Lmax}$ . В течение интервала  $D1 \cdot T$  существует конфигурация I (см. рис. 1.7, а), и ток в дросселе нарастает от нуля до  $i_{Lmax}$  по линейному закону:

$$L \frac{di_L}{dt} = E_{in} - u \Rightarrow i_{Lmax} = \frac{E_{in} - u}{L} \cdot D1 \cdot T. \quad (1.7)$$



Подставляя (1.7) в (1.6) и выражая из результирующего соотношения  $D2$ , получаем:

$$D2 = \frac{2 \cdot i_L \cdot L}{D1 \cdot T \cdot (E_{in} - u)} - D1$$

или

$$D2 = \frac{2 \cdot i_L \cdot L \cdot f_S}{D1 \cdot (E_{in} - u)} - D1. \quad (1.8)$$

Конфигурация III (см. рис. 1.7, в) образуется после прекращения тока в дросселе и запираания диода VD1 и существует оставшаяся часть периода  $(1-D1-D2) \cdot T$ . В режиме непрерывных токов дросселя конфигурация III не образуется или время её существования в течение периода коммутации равно нулю. Система дифференциальных уравнений для этой конфигурации:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = 0 \\ i_L = 0 \\ C_{load} \frac{du}{dt} = -\frac{u}{R_{load}} \end{cases}. \quad (1.9)$$

В этом режиме нагрузка в виде RC-фильтра ( $R_{load}$ ,  $C_{load}$ ) предоставлена самой себе и напряжение на выходе поддерживается конденсатором фильтра  $C_{load}$ . Ток дросселя равен нулю и не питает выходную цепь.

Усредним дифференциальные уравнения для производной тока дросселя  $L \frac{di_L}{dt}$  систем (1.4), (1.5), (1.9), используя в качестве весовых коэффициентов относительные длительности существования каждой конфигурации  $D1$ ,  $D2$ ,  $(1-D1-D2)$ :

$$L \frac{di_L}{dt} \Big|_{cp} = (E_{in} - u) \cdot D1 - u \cdot D2 + 0 \cdot (1 - D1 - D2) = E_{in} \cdot D1 - (D1 + D2) \cdot u + u - u$$

$$L \frac{di_L}{dt} \Big|_{cp} = E_{in} \cdot D1 - (1 - D1 - D2) \cdot u - u \quad (1.10).$$

Ток, поступающий в выходной RC-фильтр, как уже ранее отмечалось, равен току дросселя. Следовательно, и среднее значение тока выходной цепи равно среднему значению тока дросселя  $i_L$ . В соответствии с этим и соотношением (1.10), часть эквивалентной схемы непрерывной нелинейной модели будет иметь вид рис. 1.9 (левая верхняя часть).

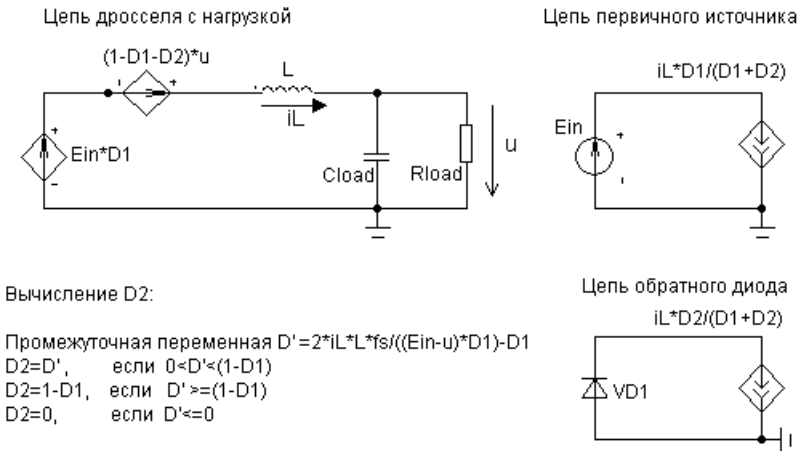


Рисунок 1.9 — Непрерывная модель регулятора 1-го типа, 1 этап

В рассмотренную часть эквивалентной схемы входит относительная длительность существования конфигурации II —  $D_2$ . Она вычисляется по формуле (1.8). Однако, если вычисленное по этой формуле значение превысит  $(1 - D_1)$ , то это будет означать, что схема находится в режиме непрерывных токов и  $D_2 = 1 - D_1$  (см. рис. 1.9).

Непрерывная модель дополняется цепью первичного источника (см. рис. 1.9), через которую протекает ток дросселя в течение времени  $D_1 \cdot T$ . Среднее значение тока через этот источник (а также через ключ S):

$$i_S = i_E = \frac{D_1}{D_1 + D_2} \cdot i_L \tag{1.11}$$

Непрерывная модель дополняется также и цепью обратного диода (см. рис. 1.9), через который протекает ток дросселя в течение времени  $D_2 \cdot T$ . Среднее значение тока через обратный диод:

$$i_{VD} = \frac{D_2}{D_1 + D_2} \cdot i_L \tag{1.12}$$

Таким образом, на данном этапе построена непрерывная модель понижающего регулятора для режима непрерывных и прерывистых токов дросселя. Причем модель автоматически определяет текущий режим и меняет уравнения (или эквивалентную) схему. Теперь необходимо проверить построенную модель для режима непрерывных и прерывистых токов дросселя.

### 1.3.2 Проверка адекватности непрерывной модели понижающего регулятора

Адекватность построенной модели удобно проверить в режиме возмущения на большом сигнале, каковым является выход схемы регулятора на установившийся режим при постоянном значении коэффициента заполнения управляющих импульсов  $D_1$  из нулевых начальных условий (нулевой ток дросселя и нулевое напряжение на нагрузке). Для этого одновременно рас-

считываются переходные процессы в двух моделях — полной имитационной модели регулятора и усредненной непрерывной. Схема для моделирования в среде программы MICROCAP приведена на рис. 1.10, а результаты выхода на установившийся режим при трех значениях коэффициента заполнения ( $D1=0.1$ ,  $D1=0.5$ ,  $D1=0.9$ ) двух моделей — на рис. 1.11...1.13. Рисунки 1.11 и 1.12 показывают полное совпадение поведения моделей в динамическом режиме с точностью до падения напряжения на диоде. Этим падением напряжения объясняется то, что кривые полной имитационной модели идут на  $0.7...1\text{В}$  ниже кривых непрерывной модели. Выход на режим при  $D1=0.9$  показывает значительное расхождение поведения моделей. По-видимому, при  $D1>0.5$  при выходе на установившийся режим возникают режимы, не учтенные при построении непрерывной модели, приведенном выше. Для выяснения различий было проведено моделирование для  $D1=0.9$  с выводом на график токов дросселя имитационной и непрерывной моделей (рис. 1.14). Из рисунка видно, что при пуске с коэффициентом заполнения  $D1=0.9$  временно возникает режим, при котором ток дросселя пытается протекать в обратном направлении (против направления проводимости диода). В имитационной модели эта тенденция отсекается обратным диодом VD1, а в непрерывной ток беспрепятственно протекает в обратном направлении. Исправить недостаток непрерывной модели можно, поставив диод в ветви с дросселем L1, что приведет к снижению выходного напряжения на падение напряжение на диоде. Это приведет к неточности непрерывной модели при моделировании преобразователей напряжения с низким выходным напряжением.

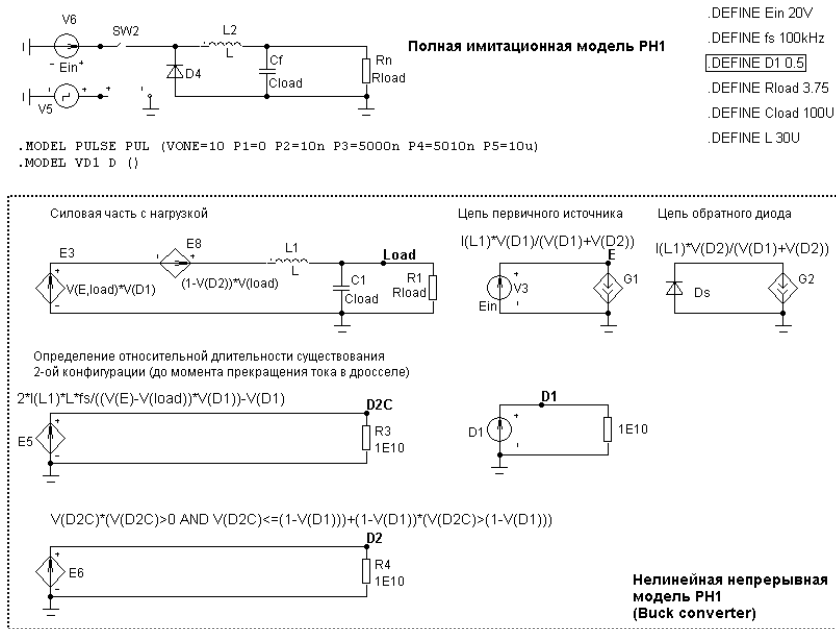


Рисунок 1.10 — Схема для исследования поведения имитационной и непрерывной моделей понижающего (buck) регулятора

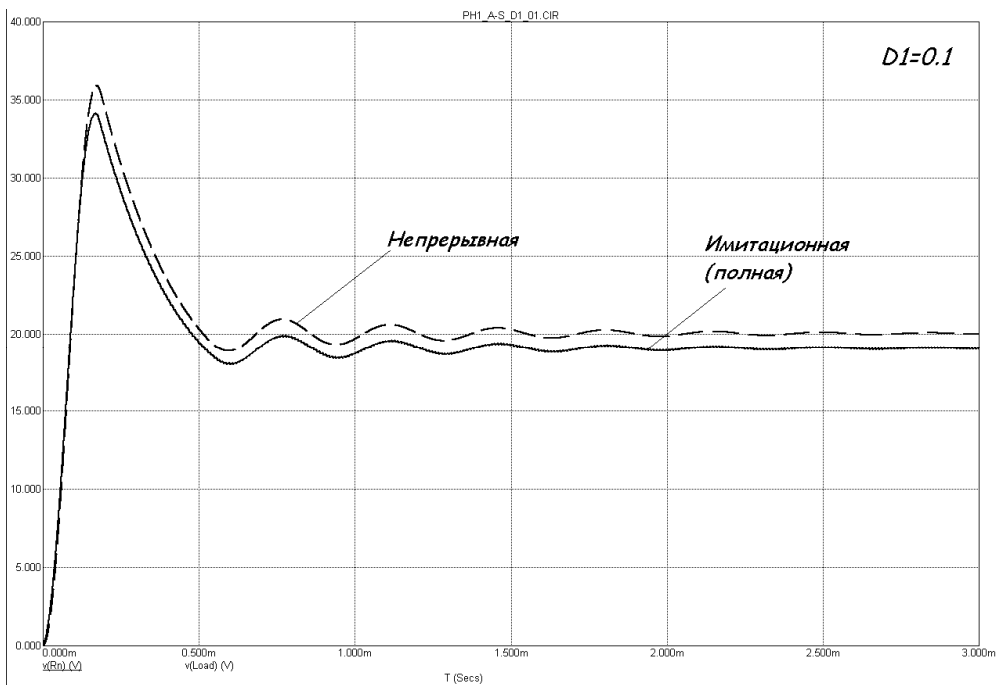


Рисунок 1.11 — Выход на режим при D1=0.1

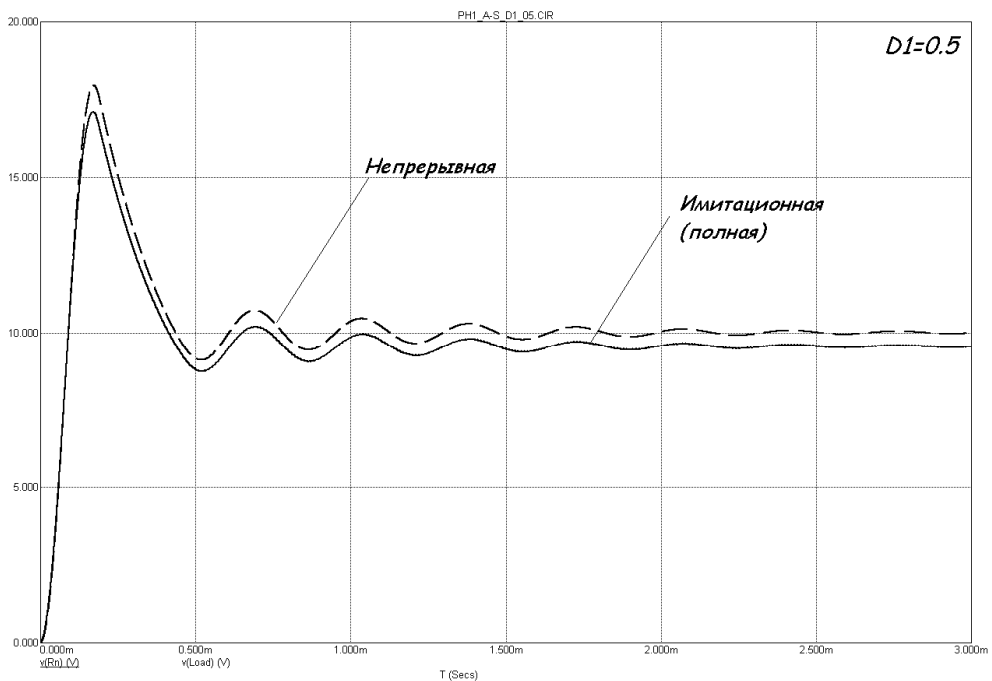
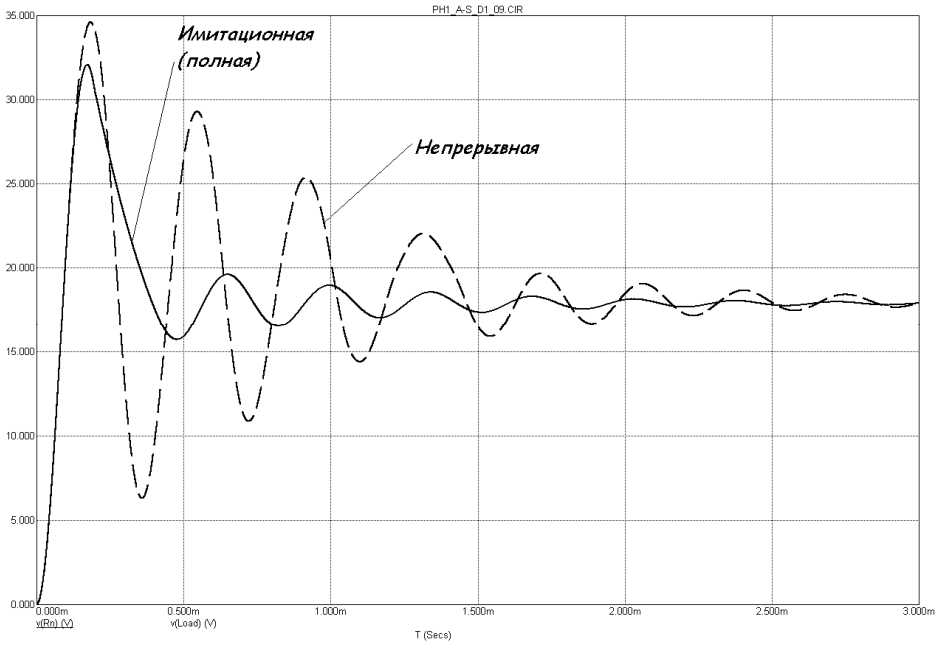
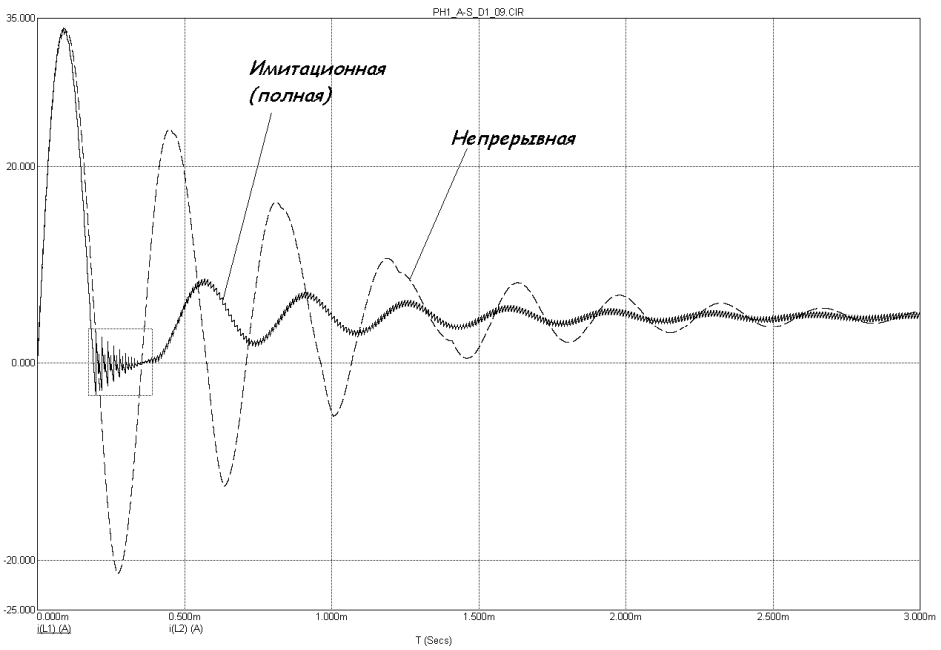


Рисунок 1.12 — Выход на режим при D1=0.5



а



б

Рисунок 1.13 — Выход на режим при  $D1=0.9$ : а — кривые напряжений на нагрузке; б — кривые токов в дросселе

Поэтому можно поступить по-другому, более строго.

При рассмотрении конфигурации II, считать, что в схему (см. рис. 1.7, б) включен вместо закоротки диод, что и имеет место на самом деле. Тогда дифференциальное уравнение для тока дросселя будет:

$$L \frac{di_L}{dt} = -u - u_{VD1}.$$

Это приведет к изменению усредненного уравнения для производной тока дросселя следующим образом:

$$L \frac{di_L}{dt} \Big|_{cp} = (E_{in} - u) \cdot D1 - u \cdot D2 - u_{VD1} \cdot D2 = (E_{in} - u) \cdot D1 - u \cdot D2 - u_{VD1} \cdot D2 + u - u$$

$$L \frac{di_L}{dt} \Big|_{cp} = (E_{in} - u) \cdot D1 + u + (u_B - u) \cdot D2 - u,$$

где  $u_B$  — потенциал катода диода VD1 (рис. 1.14).

Таким образом, окончательно скорректированная непрерывная модель регулятора первого типа (Buck converter) выглядит, как показано на рис. 1.14, внизу.

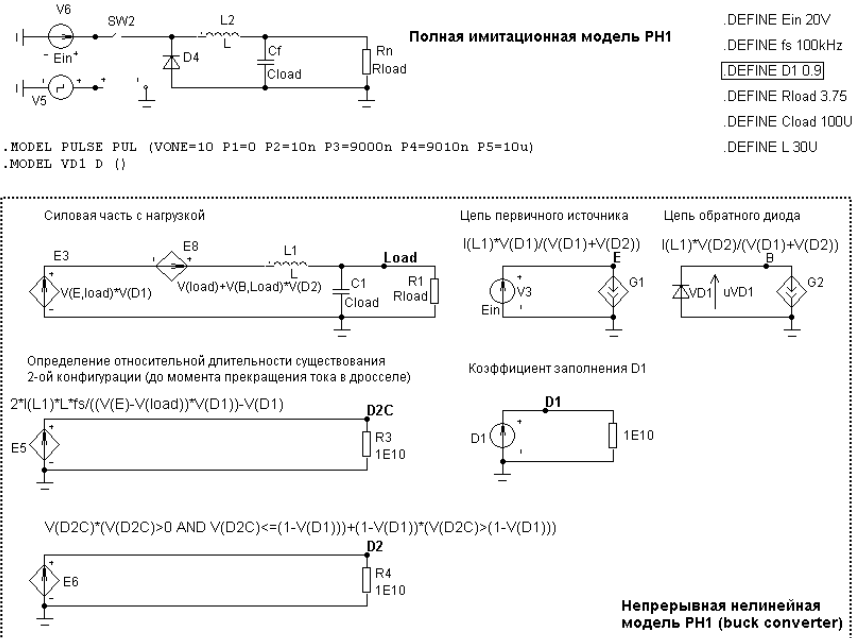


Рисунок 1.14 — Схема MICROCAP для проверки адекватности скорректированной непрерывной модели BUCK-конвертера

Результаты проверки скорректированной модели приведены на рис. 1.15. На верхней осциллограмме показано напряжение на нагрузке, на нижней — ток дросселя. Видно, что поведение обеих моделей практически идентично в режиме выхода на установившийся режим при  $D1=0.9$ .

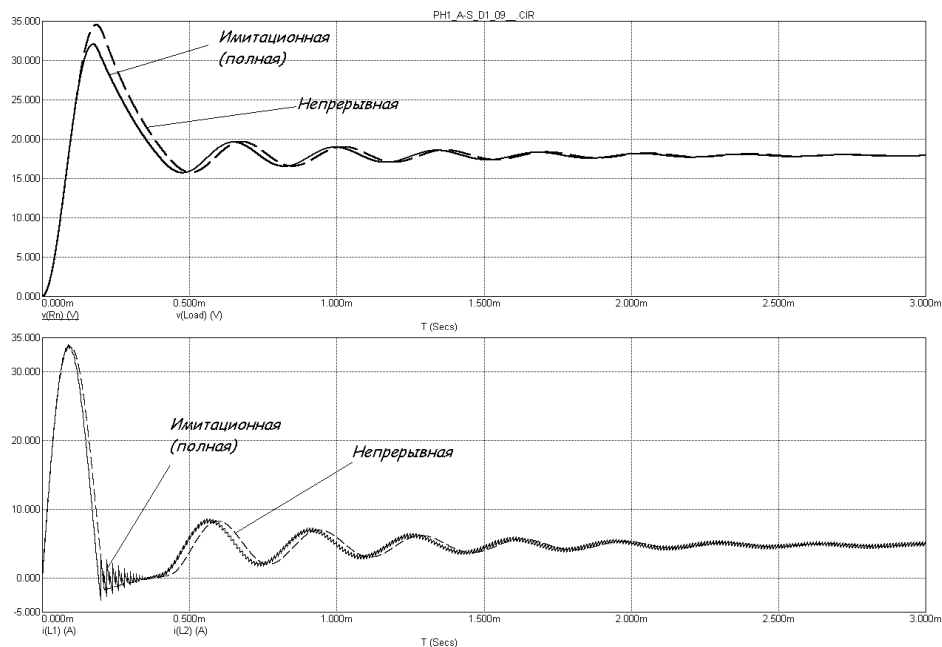


Рисунок 1.15 — Поведение скорректированной непрерывной модели при выходе на режим при  $D1=0.9$

Теперь остается проверить адекватность модели для режима прерывистых токов дросселя. Уменьшим индуктивность дросселя в 5 раз ( $L=5U$ ) и возьмем  $D1=0.5$ , так, чтобы регулятор заведомо заходил в режим прерывистых токов дросселя. Результаты моделирования при выходе на установившийся режим с такими параметрами при постоянном  $D1=0.5$  представлены на рис. 1.16. Видно, что и в этом режиме поведение имитационной и непрерывной моделей совпадают с точностью до постоянной составляющей. Информация о пульсациях после усреднения для непрерывной модели, естественно, теряется.

В программе MICROCAP (начиная с 6-ой версии) в разделе SMPS находятся непрерывные модели регуляторов (преобразователей), созданные в виде подсхемы на языке SPICE. Ниже приведен текст модели понижающего (BUCK) регулятора с управлением относительной длительность замкнутого состояния ключа (Voltage Mode) и соответствующая ему эквивалентная схема (рис. 1.17). При этом следует учесть, что относительная длительность замкнутого состояния ключа здесь обозначается  $DON=D1$ , относительная длительность разомкнутого состояния ключа при проводящем диоде —  $DOFF=D2$ .

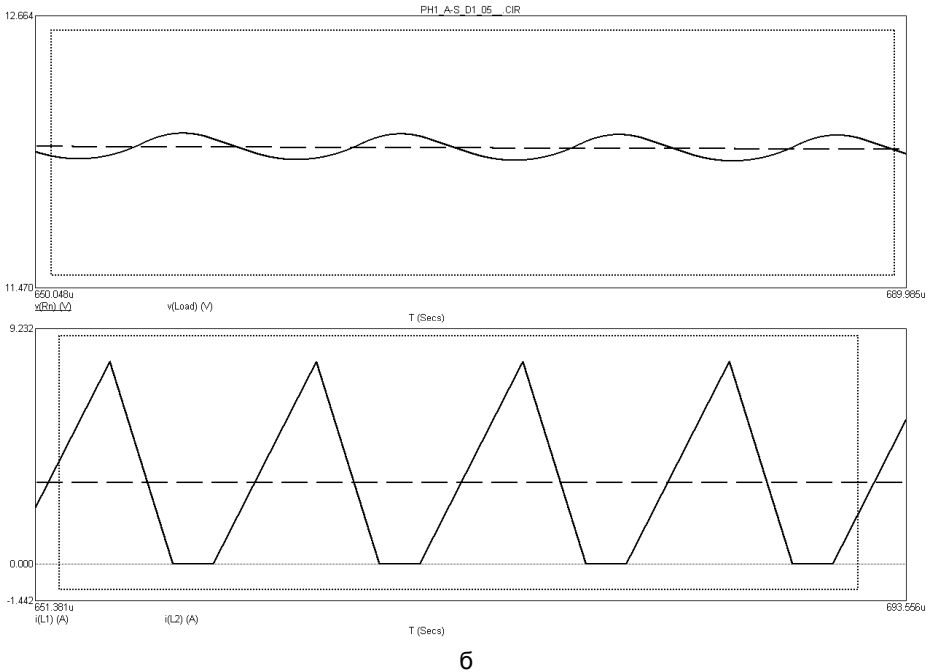
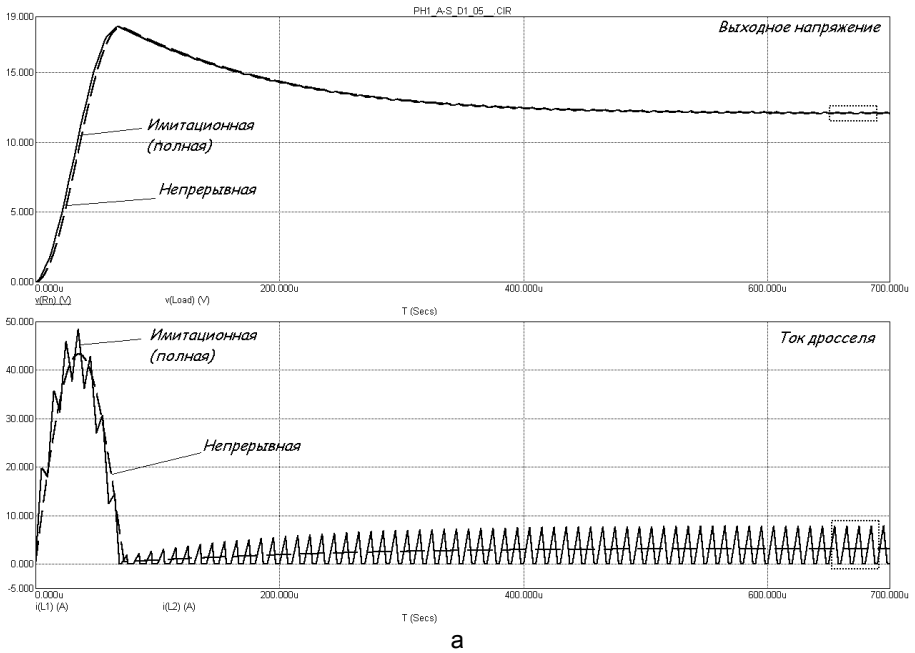


Рисунок 1.16 — Поведение скорректированной непрерывной модели при выходе на режим при  $D1=0.5$  и  $L=5U$  (режим прерывистых токов дросселя)



```
.SUBCKT BUCKVM DON IN OUT GND PARAMS: FS=200k L=60u RS=50m
GA IN GND VALUE = { I(VLM)*V(DON)/(V(DON)+V(DOFF)) }
GB B GND VALUE = { V(DOFF)*I(VLM)/(V(DON)+V(DOFF)) }
D1 GND B DBREAK
ELM OUT1 GND VALUE = { V(DON)*V(IN,C)+V(DOFF)*V(B,C) }
RM OUT1 5 {RS}
LM 5 8 {L}
VLM 8 GND
GC GND C VALUE = { I(VLM) }
Rx C OUT 1u
VCLP VC 0 9M
D2 VC DOFF DBREAK
D3 DOFF 6 DBREAK
R4 DOFF 7 10
EDOFFM 6 GND VALUE = { 1-V(DON)-9M }
EDOFF 7 GND VALUE = { 2*I(VLM)*{L}/({1/FS}*(V(IN)-
V(C))*V(DON))-V(DON) }
.MODEL DBREAK D (TT=1N CJO=10P N=0.01)
.ENDS
```

```
.Parameters (Fs=200kHz, L=60u, RS=50m)
```

```
.MODEL DBREAK D (TT=1N CJO=10P N=0.01)
```

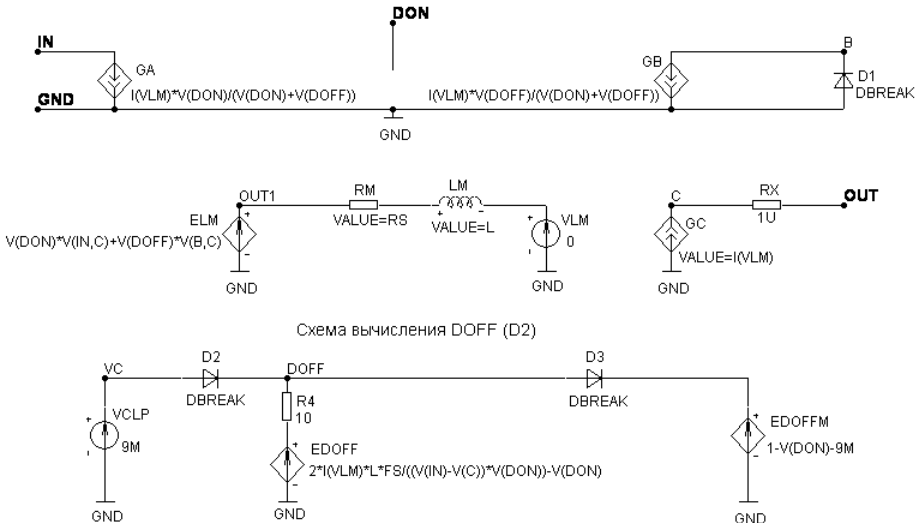


Рисунок 1.17 — Непрерывная модель BUCK-конвертера BUCKVM (подсхема на языке SPICE)

Модели рис. 1.15 и 1.17 по принципу действия абсолютно идентичны, однако отличаются конкретной схмотехнической реализацией. Так, например, окончательное вычисление DOFF (D2) в схеме рис. 1.17 осуществляется с помощью ветвей, содержащих диоды D2, D3, тогда как в модели рисунка 1.15 — с помощью логических выражений, содержащих неравенства. При моделировании модели в целом ведут себя одинаково, но иногда проявляются раз-

личия. Серией экспериментов по моделированию в среде программы MICROCAP установлено, что модель рис. 1.17 обладает лучшей сходимостью при расчете переходных процессов.

Разновидностью непрерывной модели понижающего регулятора является модель прямоходового преобразователя (Forward Converter), Spice-текст которой приведен ниже. В списке параметров присутствуют индуктивность сглаживающего дросселя на вторичной стороне  $L_s$ , остаточное сопротивление транзисторного ключа  $R_s$  и коэффициент трансформации трансформатора  $N=W_s/W_p$  (отношение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки). При этом получаемое выходное напряжение в узле OUT должно быть трансформировано идеальным трансформатором с коэффициентом  $N$  (модель XMRF1) [7]. В остальном усредненная модель подобна ранее рассмотренной BUCKVM.

```
.SUBCKT FORWARDVM DON IN OUT GND PARAMS: FS={FS} Ls={Ls}
RS={RS} N={N}
.PARAM L={Ls/N^2}
GA IN GND VALUE = { I(VLM)*V(DON)/(V(DON)+V(DOFF)) }
GB B GND VALUE = { V(DOFF)*I(VLM)/(V(DON)+V(DOFF)) }
D1 GND B DBREAK
ELM OUT1 GND VALUE = { V(DON)*V(IN,C)+V(DOFF)*V(B,C) }
RM OUT1 5 {RS}
LM 5 8 {L}
VLM 8 GND
GC GND C VALUE = { I(VLM) }
Rx C OUT 1u
VCLP VC 0 9M
D2 VC DOFF DBREAK
D3 DOFF 6 DBREAK
R4 DOFF 7 10
EDOFFM 6 GND VALUE = { 1-V(DON)-9M }
EDOFF 7 GND VALUE = { 2*I(VLM)*{L}/({1/FS}*(V(IN)-
V(C))*V(DON))-V(DON) }
.MODEL DBREAK D (TT=1N CJO=10P N=0.01)
.ENDS
```

Для работы с такой усредненной моделью, к ее выходу OUT подключается идеальный трансформатор [7] с коэффициентом трансформации  $N$  (рис. 1.18).

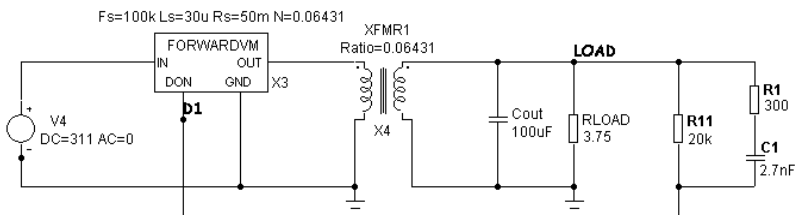


Рисунок 1.18 — Включение непрерывной модели прямоходового преобразователя FORWARDVM в схему моделирования

На данном этапе рассмотрены непрерывные нелинейные модели понижающего регулятора BUCKVM и обобщенного прямоходового преобразователя FORWARDVM с управлением длительностью проводящего состояния СК при постоянной частоте коммутации  $f_s$  сигналом рассогласования выходного напряжения (или в западной терминологии Voltage Mode).

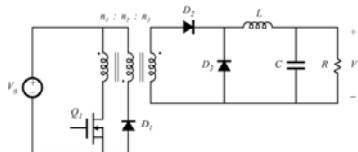
### 1.3.3 Непрерывные модели преобразователей напряжения на основе понижающего регулятора

Построенная непрерывная модель BUCK-конвертера может быть с легкостью распространена на прямоходовые преобразователи постоянного напряжения с трансформаторной развязкой, используемые в реальных импульсных источниках питания: однотактный прямоходовой (Forward converter), двухтактный со средней точкой (Push-pull converter), сдвоенный однотактный прямоходовой (Two switched Forward), полный мостовой (Full Bridge), полумостовой (Half Bridge) [5, 8, 13]. Коррекция параметров построенной непрерывной модели для каждой разновидности прямоходового конвертера представлена на рис. 1.19. Отметим также, что непрерывную модель регулятора можно оформить в виде макромодели (или подсхемы), что собственно и сделано в коммерческой версии программы MICROCAP. Подсхемы на языке Spice непрерывных моделей регуляторов входят в библиотеку SMPS.LIB. Как будет показано в дальнейшем изложении их можно использовать для анализа разомкнутых систем на удовлетворение критерию устойчивости (например Найквиста), и для пробного анализа замкнутых систем стабилизации (рис. 1.20). Такой подход позволит избежать ошибок при проектировании SMPS, когда при изготовлении макетного образца из-за отсутствия или неправильной частотной коррекции система входит в режим автоколебаний, приводящий к «выгоранию» дорогостоящих комплектующих.

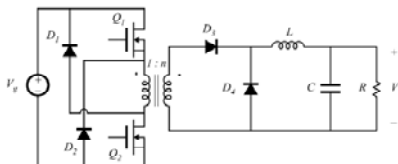
### 1.3.4 Система стабилизации напряжения на нагрузке в режиме Voltage Mode

Величиной, воздействующей на выходное напряжение преобразователя в соответствии с регулировочной характеристикой  $U=D1 \cdot Ein$  является коэффициент заполнения  $D1$ , величина которого формируется усилителем сигнала рассогласования (УР) и широтно-импульсным модулятором ШИМ (см. рис. 1.4). Поэтому для исследования замкнутых систем стабилизации выходного напряжения (импульсных источников питания) модель необходимо дополнить усилителем рассогласования с корректирующей цепью и моделью широтно-импульсного модулятора.

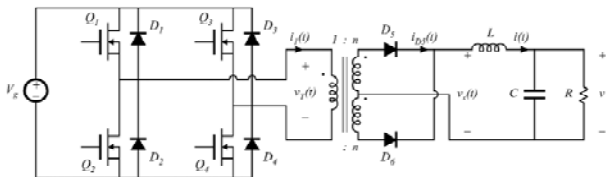
В качестве усилителя рассогласования может выступать любой операционный усилитель или идеальный дифференциальный усилитель постоянного тока с двухсторонним ограничением выходного напряжения и большим коэффициентом усиления (второй предпочтительнее для обеспечения сходимости расчета замкнутой системы). Допустим, уровни ограничения выходного напряжения УР —  $V_{high}$  и  $V_{low}$ . Источник питания проектируется таким образом, чтобы сигналу величиной  $V_{high}$  УР соответствовал бы максимально возможный коэффициент заполнения управляющих импульсов силового ключа  $D1_{max}$ , а сигналу величиной  $V_{low}$  УР — минимальный коэффициент заполнения  $D1_{min}$ .



а) Прямоходовой (forward)  $E_{IN} = V_g \frac{n_3}{n_1}$ ,  $D_{1max} = \frac{n_1}{n_1 + n_2}$

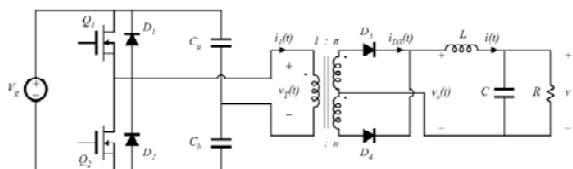


б) Сдвоенный одноконтный (buck two switches)  $E_{IN} = V_g n$ ,  $D_{1max} = 0,5$



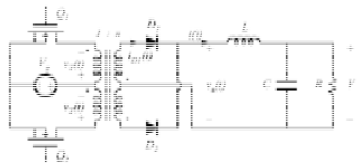
в) Двухтактный полный мостовой (Full Bridge)  $E_{in} = nV_g$ ;  $f_S = 2 \cdot f_{SQ1Q4}$ ;

$$D1 = 2 \cdot D1_{Q1Q4}; D1_{max} = 1$$



г) Двухтактный полумостовой (Half Bridge)  $E_{in} = 0,5 \cdot nV_g$ ;  $f_S = 2 \cdot f_{SQ1}$ ;

$$D1 = 2 \cdot D1_{Q1}; D1_{max} = 1$$



д) Двухтактный со средней точкой (Push Pull Buck)  $E_{in} = nV_g$ ;

$$f_S = 2 \cdot f_{SQ1}; D1 = 2 \cdot D1_{Q1}; D1_{max} = 1$$

Рисунок 1.19 — Разновидности прямоходовых преобразователей напряжения и коррекция их непрерывных моделей для подсхемы BUCKVM

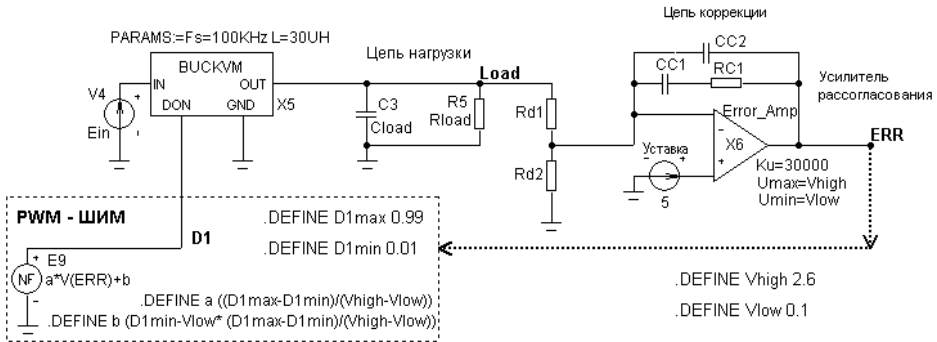
Исходя из приведенных соображений, задается амплитуда и наклон пилю генератора пилообразного напряжения широтно-импульсного модулятора. Из аналогичных соображений проектируется ГЛИН в составе ШИМ имитационной модели импульсного стабилизатора напряжения.

Для включения в состав непрерывной модели преобразователя ШИМ может быть представлен пропорциональным звеном с характеристикой  $y=a \cdot x+b$ , где  $x$  — входной сигнал ШИМ,  $y$  — выходной сигнал ШИМ. При этом:

$$\begin{cases} D1 \max = a \cdot V_{high} + b \\ D1 \min = a \cdot V_{low} + b \end{cases} \quad (1.13)$$

Решая систему (1.13) получаем:

$$a = \frac{D1 \max - D1 \min}{V_{high} - V_{low}}; \quad b = D1 \min - \frac{D1 \max - D1 \min}{V_{high} - V_{low}} \cdot V_{low} \quad (1.14)$$



BUCKVМ (Подсхема непрерывной модели BUCK конвертера)  
IN - входное напряжение (Ein, nEin)  
OUT - выходное преобразованное напряжение  
DON - коэффициент заполнения D1  
GND - общий вывод

Рисунок 1.20 — Использование макромодели BUCKVМ для непрерывной модели импульсного стабилизатора напряжения в режиме Voltage Mode

Еще раз напомним, что ограничение коэффициента заполнения сверху и снизу обеспечивается нелинейной передаточной характеристикой УР типа двустороннее ограничение. Таким образом, непрерывная модель импульсного стабилизатора напряжения с неизвестной пока корректирующей цепью представлена на рис. 1.20.

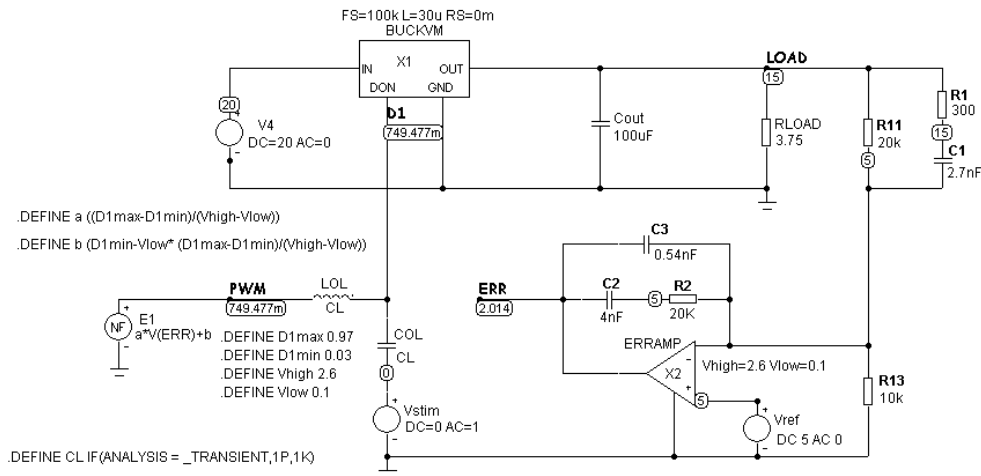
## 1.4 Обеспечение устойчивости замкнутых систем стабилизации напряжения (импульсных стабилизаторов)

### 1.4.1 Импульсный стабилизатор на основе понижающего регулятора (Buck)

Для создания импульсного стабилизатора напряжения необходимо скорректировать разомкнутую систему так, чтобы она удовлетворяла критериям устойчивости и обеспечивала заданные показатели качества стабилизатора в статике и в динамике. Исследование устойчивости системы естественно проводить при включении в систему стабилизации непрерывной модели силовой части (преобразователя постоянного напряжения), т.к. в этом случае путем использования частотного анализа (АС) в среде соответствующей программы моделирования автоматически получают АЧХ и ФЧХ непрерывной системы, линеаризованной в окрестности номинального режима. Естественно, частотный анализ для имитационной модели (системы с переменной конфигурацией) провести простыми средствами невозможно. Это потребует проведения огромного количества машинных экспериментов.

Непрерывная модель системы стабилизации на основе понижающего преобразователя постоянного напряжения (buck-конвертера) приведена на рис. 2.1. Она является развитием модели замкнутой системы рис. 1.19.

Непрерывная модель разомкнутой системы стабилизации на основе BUCK-конвертера.  
См. АС анализ.



Директива .DEFINE изменяет параметр CL на 1K при проведении АС анализа для организации с помощью большой индуктивности разомкнутой системы. CL становится равным 1P при проведении TRANSIENT анализа системы стабилизации при бросках нагрузки и выводе на режим.

Частота сопряжения силовой части 3kHz ( $C1*(R1+R11)$ )  
 Частота пересечения линии 0 дБ 15.9 кГц  
 $Fz1=2903$  Гц  
 $fp2=16718$  кГц  
 $fp1=196490$  КHz  
 $fz2=1989$  Hz

Рис. 2.1. Непрерывная модель системы стабилизации напряжения на основе Buck-конвертера

Корректирующая цепь (R1, R2, R11, R13, C1...C3, X2) представляет собой пропорционально-интегрирующе-дифференцирующее звено (PID, см.

рис. 2.2). В него входят интегрирующие и дифференцирующие RC цепи, номиналы которых будут определены ниже и делитель выходного напряжения R13-R11. Делитель делит выходное напряжение на 3, таким образом, при заданном стабилизированном выходном напряжении 15V, величина напряжения опорного источника (уставки)  $V_{REF}=5B$ .

Номинальный рабочий режим замкнутой системы стабилизации обеспечивается подачей на вход IN непрерывной модели трансформированного сетевого напряжения  $E_{IN}=311 \cdot n=20B$ , напряжением уставки 5B, и замыканием системы стабилизации на постоянном токе через большую индуктивность  $LOL=1KГн$ . При этом в рабочей точке (DC operating point) установится номинальный режим работы стабилизатора с заданным выходным напряжением 15B. В этом можно убедиться, организовав показ узловых напряжений на



схеме после проведения частотного анализа (в этом режиме всегда рассчитывается рабочая точка по постоянному току), см. рис. 2.1.

Для исследования разомкнутой системы на переменном токе (АС-анализа) в схему через большую емкость COL вводится источник синусоидального сигнала с единичной амплитудой и меняющейся в процессе проведения АС-анализа частотой. Этот источник воздействует на вход коэффициента заполнения управляющих импульсов силового ключа DON непрерывной модели BUCK-конвертера. По переменному току система размыкается постановкой на выходе модели широтно-импульсного модулятора большой индуктивности LOL. Таким образом, характеристика разомкнутой скорректированной системы стабилизации будет сниматься в узле с текстовым обозначением PWM.

Исследуем разомкнутую систему без коррекции, для этого выведем в режиме АС анализа комплексную величину напряжения в узле LOAD. Фактически эта характеристика будет представлять собой характеристику в частотной области преобразователя напряжения (точнее его непрерывной модели). АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы без коррекции (силовой части) показана на рис. 2.2. штрих-пунктирной линией. Видно, что нескорректированная система не удовлетворяет критерию устойчивости Найквиста (фазовый сдвиг достигает значения  $180^\circ$  до того как коэффициент передачи становится равным 1 (линия 0 дБ). Здесь проверка происходит на величину сдвига в  $180^\circ$  а не  $360^\circ$ , поскольку следующее звено в виде усилителя рассогласования является фазоинверсным и вносит дополнительный фазовый сдвиг в  $180^\circ$ . Можно замкнуть систему и проверить ее выход на режим из нулевых начальных условий в режиме TRANSIENT (рис. 2.3, а). Анализ показывает, что на выходе возникают автоколебания (рис. 2.3, б).

Как показано в [2, 3] оптимальным способом коррекции таких САУ является PID-регулятор (пропорционально-интегрирующе-дифференцирующее звено). В этих же источниках приведена методика расчета параметров PID-регулятора (см. рис. 2.4).

Воспользуемся методикой [2, 3] для расчета величин резисторов и конденсаторов корректирующей цепи. Частота первого нуля  $f_{z1}$  берется равной частоте сопряжения силового фильтра 3000 Гц (см. рис. 2.2). При условии

$R_{11} \ll R_1$  и заданном для деления напряжения значении  $R_1 = 20\text{K}$ , определяем значение емкости конденсатора  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f_{Z1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20000 \cdot 3000} = 2.65E - 9.$$

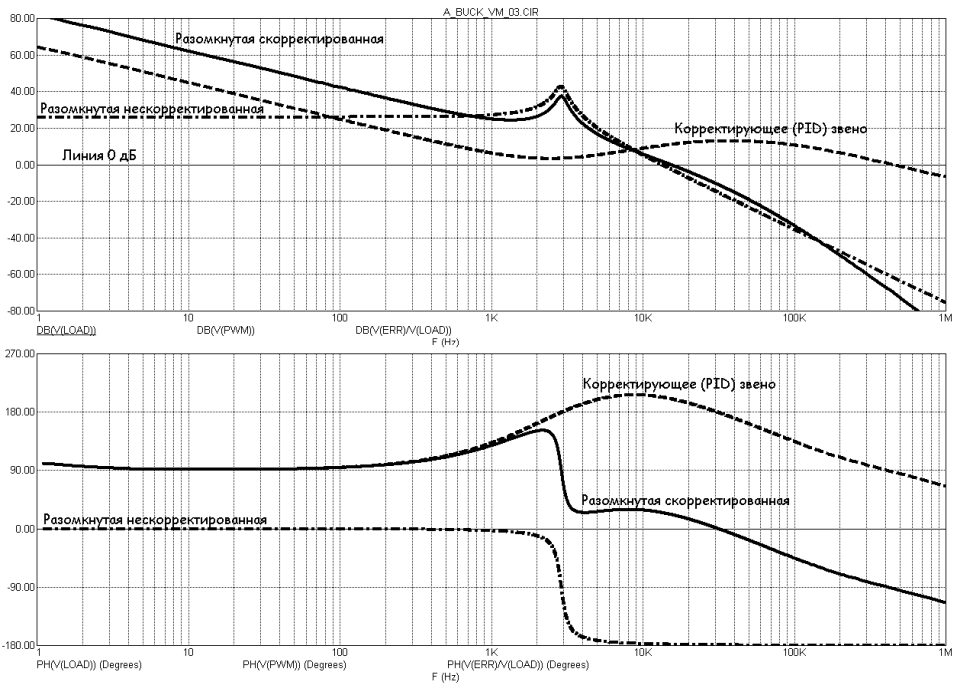


Рис. 2.2. ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы стабилизации и корректирующего звена

Далее обеспечим частоту второго полюса  $f_{P2}$  выше точки достижения 0 дБ всей разомкнутой системы  $V(\text{PWM})$ . Таким образом,  $f_{P2} \geq 15900$  Гц. За частоту второго полюса  $f_{P2}$  отвечает RC-цепь  $R_2(C_2 \parallel C_3)$ . При условии  $C_3 \ll C_2$ :

$$C_3 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{P2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20000 \cdot 16500} = 0.482E - 9 \text{ Ф}.$$

Затем обеспечим частоту первого полюса  $f_{P1}$ , так чтобы соблюдался вид асимптотической ЛФЧХ, показанный на рис. 2.4. При этом частота первого полюса должна быть не меньше чем на декаду выше частоты второго полюса  $f_{P2}$ . Зададимся частотой первого полюса 200000 Гц и рассчитаем величину резистора  $R_1$ :

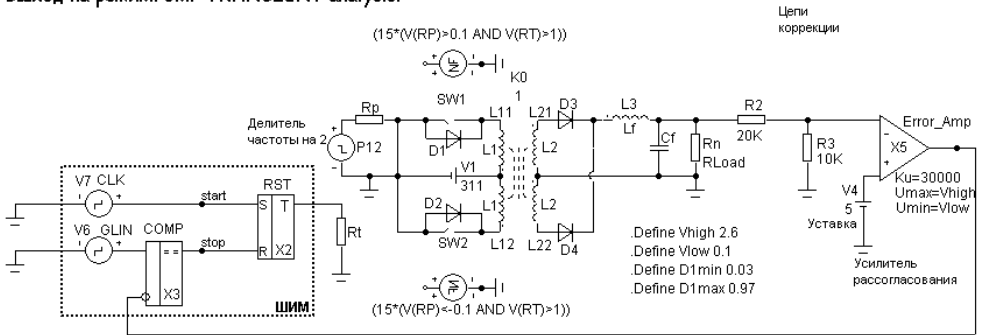
$$R_1 = \frac{1}{2\pi C_1 f_{P1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 200000 \cdot 2.7E - 9} = 300 \text{ Ом}.$$



Далее обеспечиваем частоту второго нуля  $f_{Z2}$  несколько ниже частоты сопряжения силовой части, например 2000 Гц:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi R_2 f_{Z2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 20000 \cdot 2000} = 4E-9 \text{ Ф}$$

**Импульсный стабилизатор напряжения на основе двухтактного прямоугольного преобразователя со средней точкой с ШИМ. Push Pull Buck. Коррекции нет. Выход на режим. См. TRANSIENT analysis.**



.Define L1 84mH .Define L2 0.377mH .Define Lf 30UH .Define Cf 100UF .Define Rn 3.75 .Define Fs 100k

.Define Ntr SQRT(L2/(L1))

.Define Per (1/Fs)

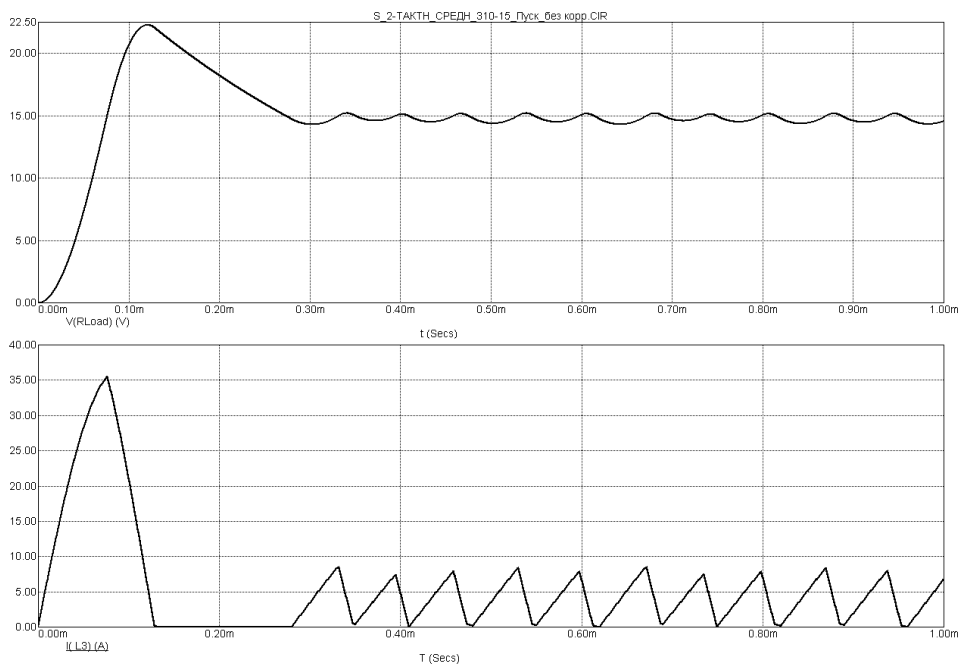
.Define VP ((Vlow\*D1max-Vhigh\*D1min+Vhigh-Vlow)/(D1max-D1min))

.Define VV ((Vlow\*D1max-Vhigh\*D1min)/(D1max-D1min))

.MODEL GLIN PUL (VZERO=VV VONE=VP P1=0 P2=Per-2N P3=Per-IN P4=Per P5=Per)

.MODEL CLK PUL (VONE=10 P1=0 P2=1n P3=10n P4=11n P5=Per)

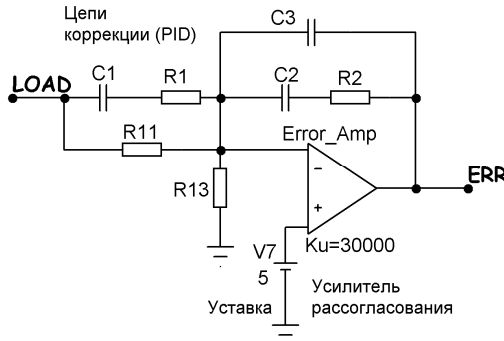
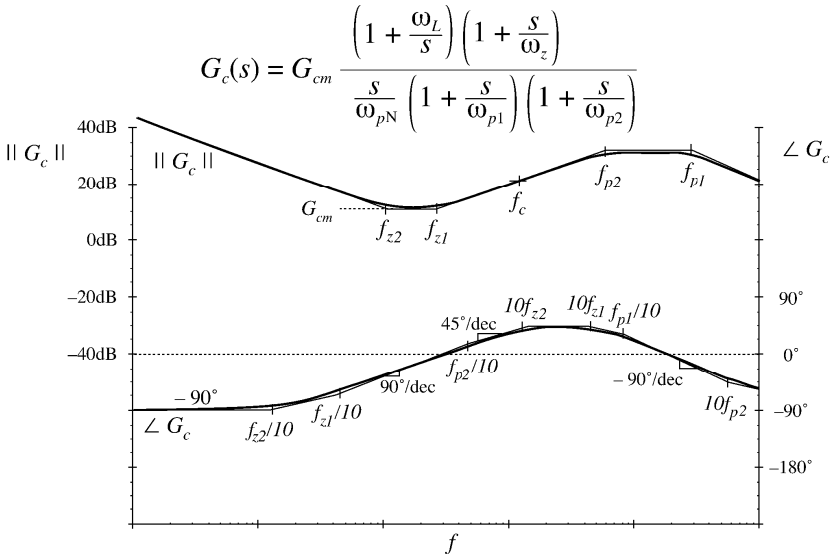
a)



б)

Рис. 2.3. Работа стабилизатора без коррекции

Система скорректирована, АЧХ и ФЧХ скорректированной разомкнутой системы показаны на рис. 2.2. сплошной линией, корректирующей схемы — пунктирной линией. Видно, что разомкнутая система теперь удовлетворяет критерию устойчивости, имеет большой запас по устойчивости и подъем усиления на низких частотах, обеспечивающий высокий коэффициент стабилизации выходного напряжения.



$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_{11})C_1}; \quad f_{Z2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}; \quad f_{P1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}; \quad f_{P2} = \frac{1}{2\pi R_2 (C_2 \parallel C_3)}$$

Рис. 2.4. К расчету параметров PID-регулятора

Проверим теперь реакцию непрерывной модели замкнутой системы на возмущения тока нагрузки ( $R_{LOAD}=15 \leftrightarrow 3.75$  Ом) и входного напряжения ( $E_{IN}=20 \pm 2$  В). Схемы для моделирования и графики представлены на рис. 2.5, 2.6. Отметим, что в режиме TRANSIENT система стабилизации замкнута, благодаря уменьшению значения LOL до 1P, а источник сигнала переменного тока отключается от схемы благодаря уменьшению значения COL до 1P(см. рис. 2.5, 2.6).

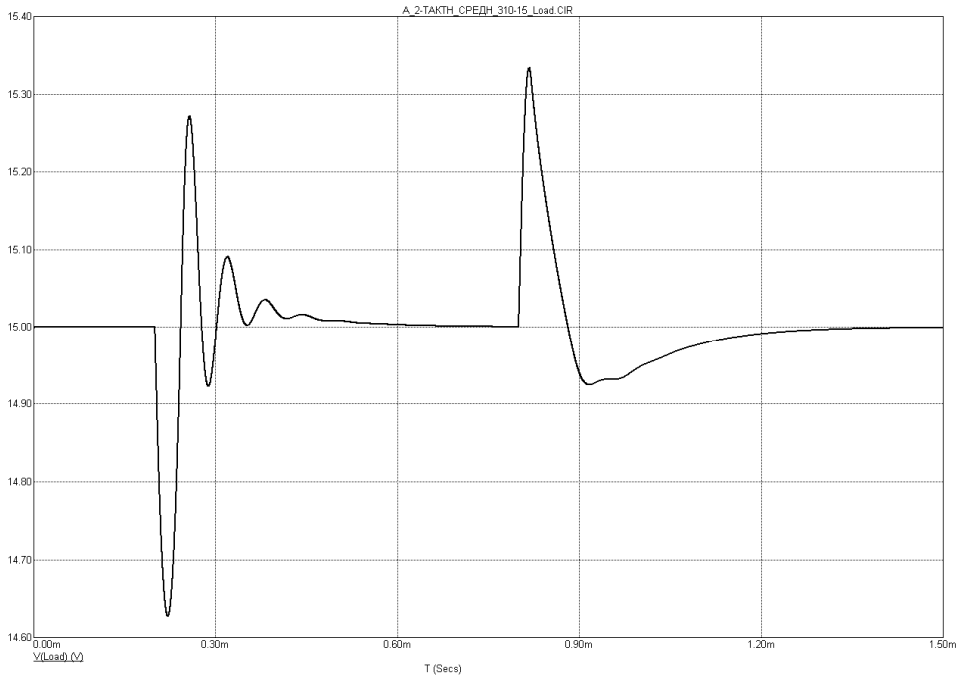
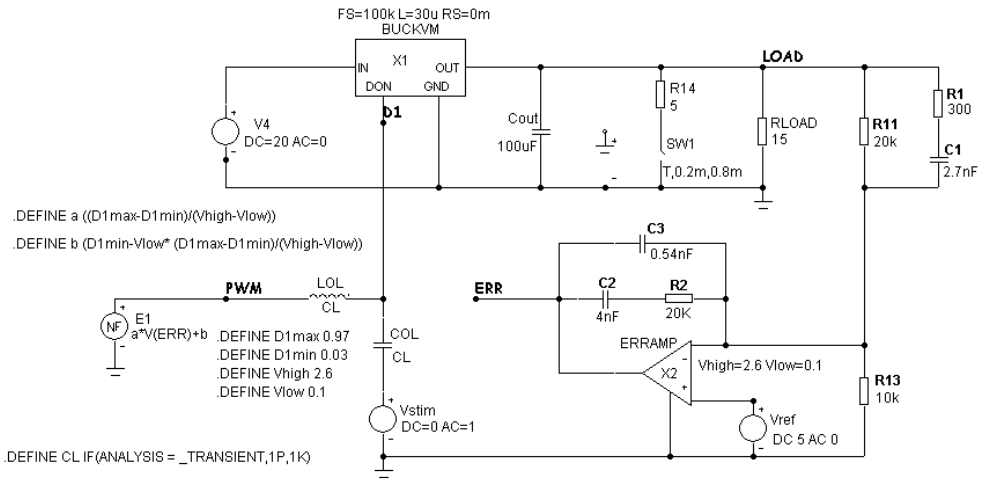


Рис. 2.5. Моделирование реакции на возмущение нагрузки

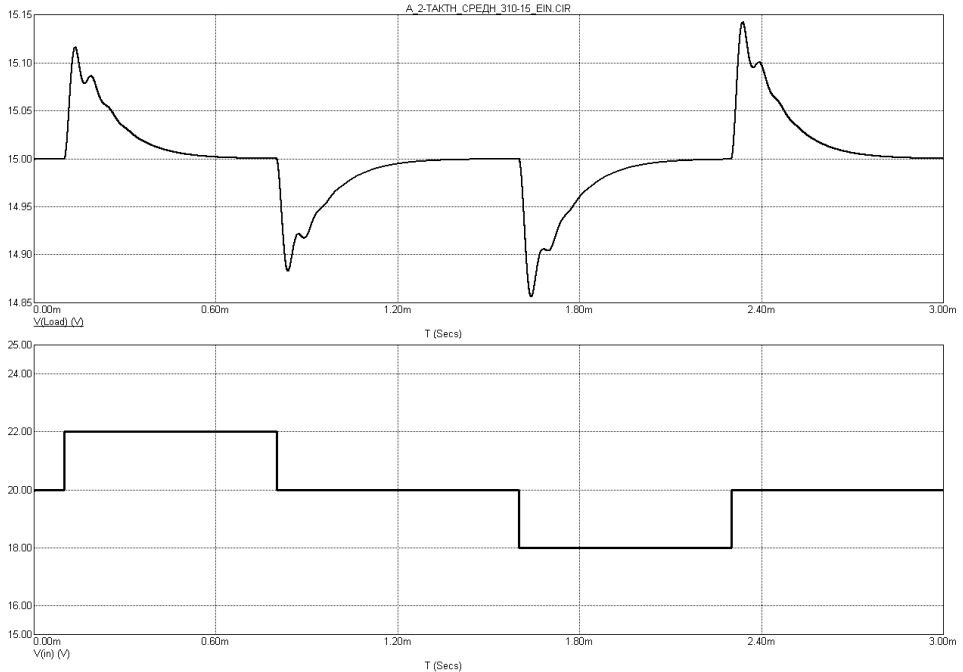
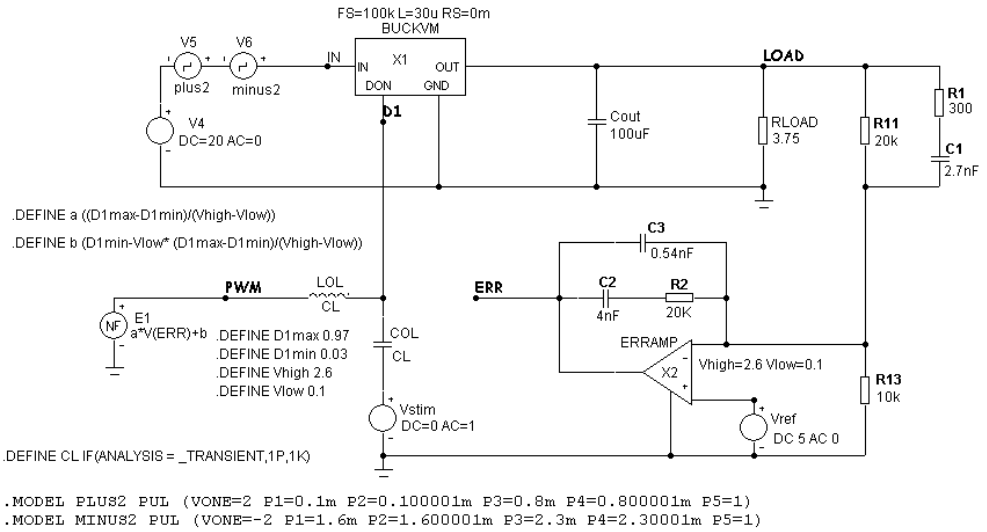
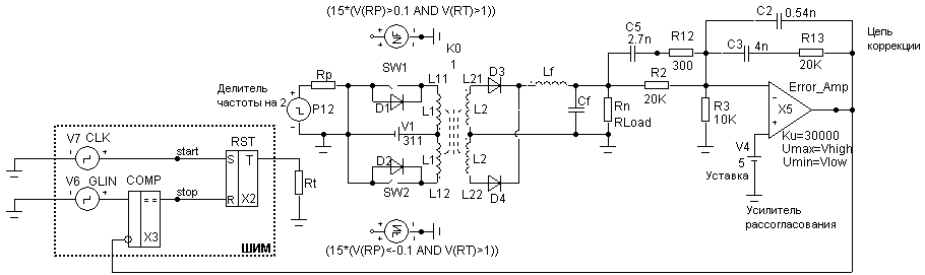


Рис. 2.6. Моделирование реакции на возмущение напряжения питания

Теперь необходимо проверить работу полной имитационной модели импульсного источника питания. Полная имитационная модель стабилизатора представлена на рис. 2.7. На рис. 2.8 представлены кривые переменных состояния при выходе на режим. На рис. 2.9, 2.10 представлены реакции на возмущение нагрузки и напряжения питания в пределах технического задания.

Импульсный стабилизатор напряжения на основе двухтактного прямоходового преобразователя со средней точкой с ШИМ. (Push Pull Buck) См. TRANSIENT analysis. Сетевой источник питания на вторичное напряжение 15В.



```

.Define L1 84mH .Define L2 0.377mH .Define Lf 30uH .Define Cf 100uF .Define Rn 3.75 .Define Vhigh 2.6
.Define Ntr SQRT(L2/L1) .Define Fs 100k .Define Vlow 0.1
.Define Per (1/Fs) .Define Vp ((Vlow*D1max-Vhigh*D1min+Vhigh-Vlow)/(D1max-D1min))
.Define Vv ((Vlow*D1max-Vhigh*D1min)/(D1max-D1min))
.MODEL GLIN PUL (VZERO=Vv VONE=Vp P1=0 P2=Per-ZN P3=Per-IN P4=Per P5=Per)
.MODEL CLK PUL (VONE=10 P1=0 P2=1n P3=10n P4=11n P5=Per)

```

Рис. 2.7. Имитационная модель импульсного стабилизатора

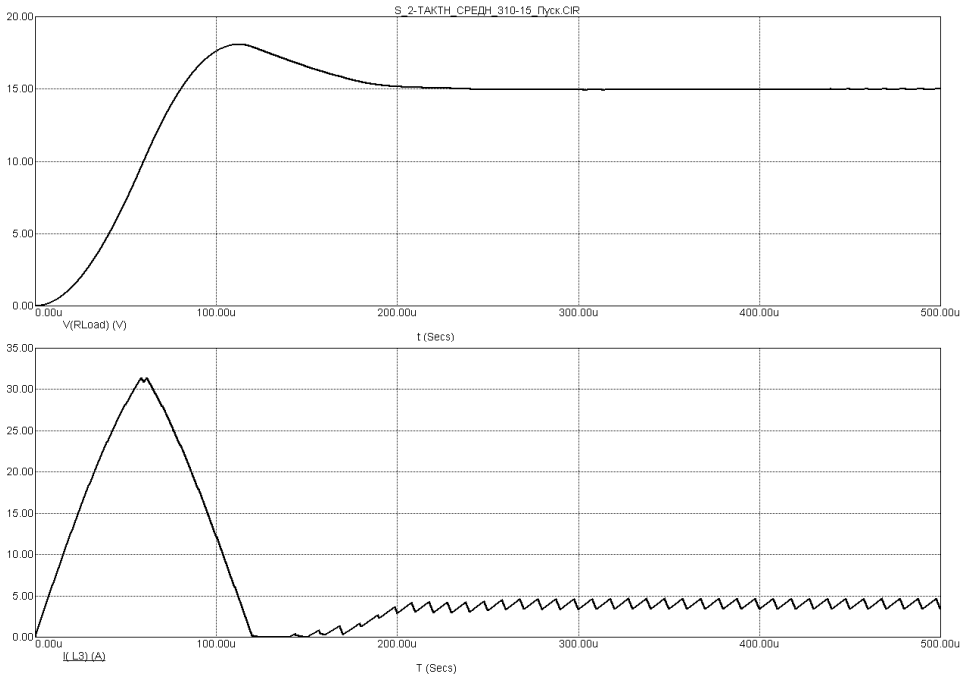


Рис. 2.8. Пусовая характеристика импульсного стабилизатора

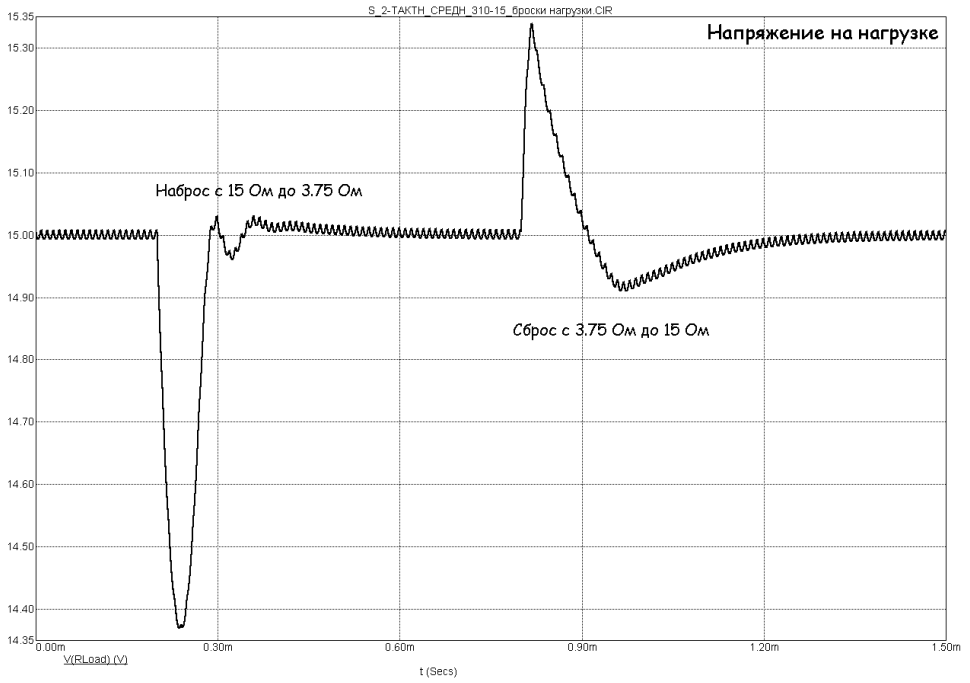


Рис. 2.9. Реакции на сброс-наброс нагрузки

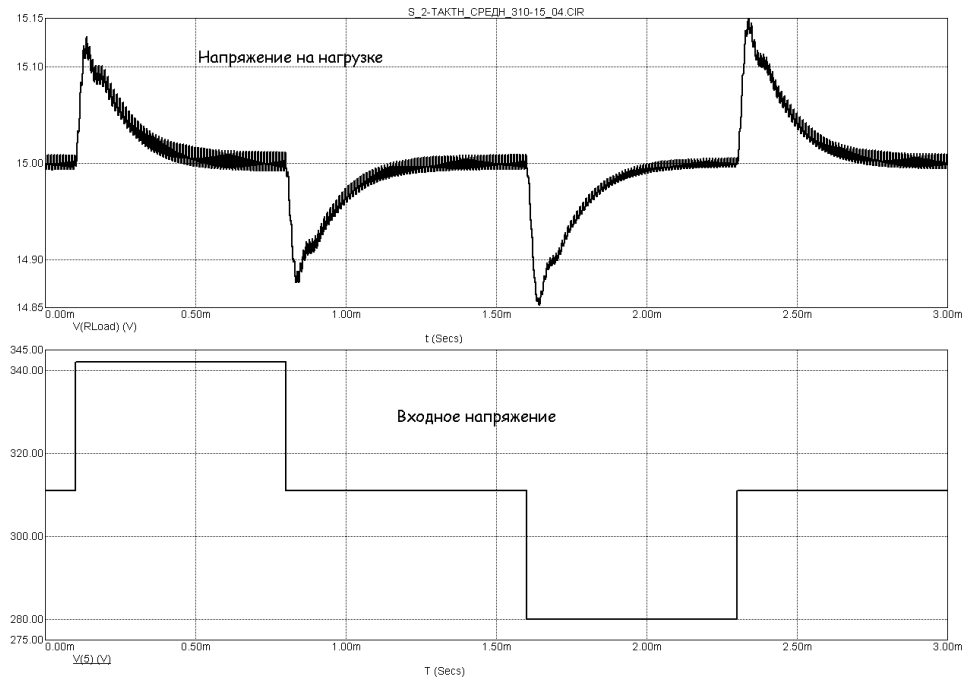


Рис. 2.10. Реакции на скачки первичного напряжения

Из приведенных рисунков видно, что замкнутая система обрабатывает возникающие возмущения, приводя напряжение на нагрузке в соответствии с заданием (уставкой). Перерегулирования, имеющие место во время переходных процессов, имеют приемлемые значения.

Представляют также интерес временные диаграммы работы стабилизатора в стационарном режиме. Они приведены на рис. 2.11.

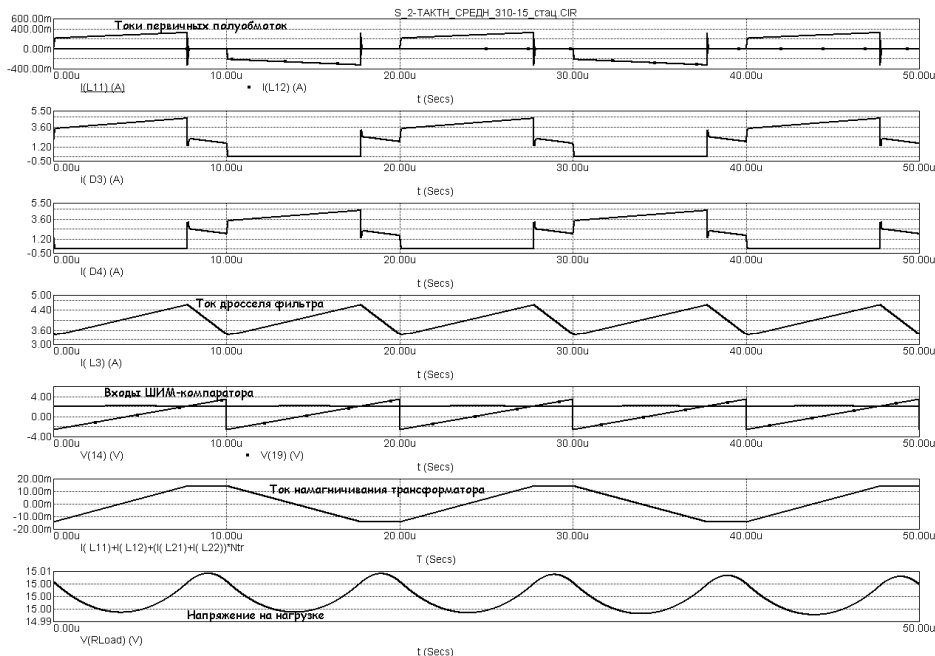


Рис. 2.11. Временные диаграммы работы двухтактного преобразователя напряжения со средней точкой (Push Pull Buck) в стационарном режиме.



## ЛИТЕРАТУРА

1. **Г. И. Волович** Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2007. — 528 с., ил.
2. **Миддлбрук Р.Д.** Малосигнальное моделирование ключевых преобразователей мощности с широтно-импульсным регулированием //ТИИЭР. 1988. Т. 76, N4. С. 46-59.
3. **Третьякова, М. А.** Разработка, исследование и моделирование одноконтных магнитно-связанных преобразователей в устройствах электропитания электронной аппаратуры [Текст] : дис. ... канд. техн. наук : 05.09.12 : защищена 10.03.1995 : утв. 15.06.1995 / Третьякова Марина Аркадьевна. — М., 1995. — 234 с. — Библиогр.: с. 220–230.
4. **Поликарпов, А.Г.,** Анализ динамических характеристик одноконтного магнитно-связанного преобразователя напряжения / А.Г. Поликарпов, М.А Третьякова //Электросвязь. 1996. N2. С. 40-43.
5. **Robert W. Erickson, Dragan Maksimovich** Fundamentals of Power Electronics. Second Edition. University of Colorado, Boulder Colorado USA: Kluwer Academic Publishers, 2000. — 883 p.
6. **Поликарпов А.Г., Сергиенко Е.Ф.** Одноконтные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. — М.: Радио и связь, 1989. — 160 с.: ил.
7. **Амелина М. А., Амелин С. А.** Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. — М.: Горячая линия-Телеком, 2007. — 464 с.: ил.
8. **В.И. Мелешин** Транзисторная преобразовательная техника Москва: Техносфера, 2005. — 632 с.
9. **Четти П.** Проектирование ключевых источников электропитания: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1990. — 240 с.: ил.
10. **Brown, Marty** Power supply cookbook / Marty Brown.— USA: Newnes, 2nd ed, 2001. — 265 p.
11. Practical Computer Analysis of Switch Mode Power Supplies /Johnny C. Bennett //Published in 2005 by CRC Press Taylor & Francis Group, USA. — 261 p.
12. **Christophe P. Basso** Switch-Mode Power Supply Spice Cookbook /Mcgraw-hill enterprise computing series. — 264 p.
13. **Б.Ю. Семенов** Силовая электроника: от простого к сложному. — М.: СОЛОН-пресс, 2005. — 416 с.: ил. (Серия «Библиотека инженера»).
14. **Костиков В.Г., Парфенов Е.М., Шахнов В.А.** Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для вузов. - 2-е изд. - М.: Горячая линия-Телеком, 2001. - 344 с.: ил.
15. **Воронов А.А.** Основы теории автоматического управления: Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем. — 2-е изд., перераб.

— М.: Энергия, 1980. - 312 с.

16. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение. Издание второе, исправленное и дополненное. - М.: ДОДЭКА, 1998 г., 400 с.: ил.
17. Интегральные микросхемы. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. — М.: ДОДЭКА, 1997 г., 221 с: ил.
- 18.