

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное  
учреждение высшего профессионального образования  
«Волгоградский государственный технический университет»  
Факультет электроники и вычислительной техники  
Кафедра физики

## ОТЧЕТ

О научно-исследовательской практике на \_\_\_\_\_  
наименование организации

Руководитель практики  
от организации

\_\_\_\_\_

должность

\_\_\_\_\_

подпись

Виснер С. В.

Руководитель практики  
от университета

доцент

\_\_\_\_\_

подпись

Поляков И. В.

Студент группы Ф-369

\_\_\_\_\_

подпись

Чечеткин И. А.

Отчет защищен с оценкой \_\_\_\_\_

Волгоград, 2014

## **Аннотация**

В данной работе приведены цели и задачи научно-исследовательской практики, а также описаны принципы проектирования импульсного источника питания (за основу взят источник питания на 12 вольт). Приведено краткое описание прохождения практики (электрическая схема блока питания, описание практической части).

## **Список ключевых понятий**

Трансформатор, *vipec*, диодный мост, SMD-монтаж, дроссель, индуктивность, рассеиваемая мощность, накопительный конденсатор.

## Содержание

<b>Введение</b>	<b>5</b>
<b>1 Принцип действия обратноходового преобразователя и основные соотношения для расчета</b>	<b>6</b>
<b>2 Схема и выбор компонентов</b>	<b>13</b>
<b>3 Практическая часть</b>	<b>14</b>
<b>Список литературы</b>	<b>15</b>

## Введение

Прохождение практики студентами на предприятии подразумевает собой ознакомление студентов с реальным технологическим процессом и закреплением теоретических знаний, полученных в ходе обучения.

На протяжении долгого времени остается актуальным вопрос о производстве различных источников питания, ведь от них зависит нормальное функционирование бытовых электроприборов. Каждый год рынок предлагает большое разнообразие подобной продукции, имеющую различные входные и выходные характеристики, соответствующие спросу потребителей. К ним относятся источники питания для мобильных устройств, силовая электроника, различные инверторы напряжения и т. п. На основе изученной литературы и рынка выпускаемой продукции, была проведена подготовительная работа, связанная с решением поставленной задачи. За основу блока питания была использована схема обратноходового преобразователя.

Преобразователь с передачей энергии на обратном ходу (обратноходовой преобразователь, *Flyback*, флайбэк) можно назвать одной из самых популярных топологий импульсных источников питания.

Основное преимущество обратноходовой топологии – дешевизна и малое количество деталей. Поэтому практически все сетевые источники питания до мощностей 30–50 Вт строятся именно по этой топологии. Флайбэк прекрасно справляется с формированием нескольких выходных напряжений с неплохой стабильностью дополнительных напряжений, не требуя при этом практически никаких схемотехнических изысканий.

# 1 Принцип действия обратноходового преобразователя и основные соотношения для расчета

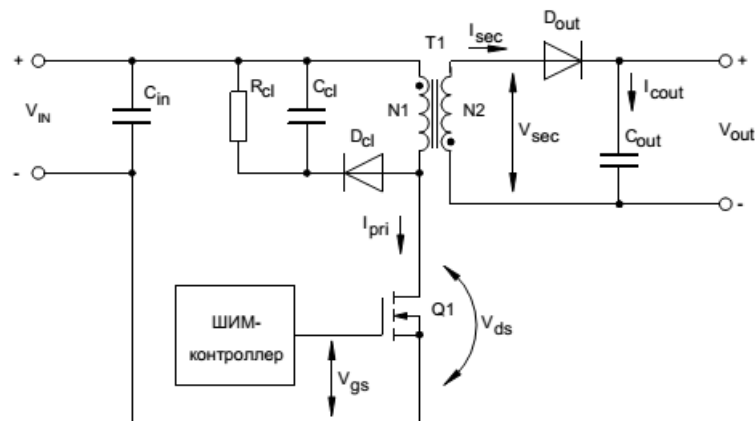


Рисунок 1 — Силовая часть обратноходового преобразователя

На рис. 1 изображена силовая часть обратноходового преобразователя, а на рис. 2 – диаграммы его основных токов и напряжений.

ключ  $Q_1$  открывается и ток в трансформаторе начинает нарастать.

То есть в идеализированной схеме включение силового транзистора происходит при нулевом токе. В реальных же условиях происходит некоторый бросок тока, связанный с зарядом паразитных емкостей трансформатора, что при больших входных напряжениях приводит к существенным потерям в ключе и возникновению паразитных высокочастотных колебаний. Для уменьшения последних стремятся несколько замедлить процесс открывания транзистора для уменьшения паразитных токов. Выходной диод также полностью закрыт к этому времени, и нет необходимости в быстром его перезаряде/восстановлении.

Ток в индуктивности первичной обмотки трансформатора  $L_{PRI}$  будет нарастать до тех пор, пока ШИМ-контроллер не даст команду на выключение силового транзистора. ШИМ-контроллер рассчитывает (исходя из сигнала рассогласования обратной связи) количество энергии, которую необходимо запасти для поддержания постоянной мощности в нагрузке плюс потери в самом источнике. Если мощность в нагрузке обозначить как  $P_{OUT}$ , то за время прямого хода мы должны запасти следующее количество энергии:

$$A = \frac{P_{OUT}}{\eta \cdot f}, \quad (1.1)$$

где  $\eta$  – коэффициент полезного действия (КПД),  $f$  – частота преобразования.

Будем анализировать самый распространенный режим работы – режим разрывных токов (*discontinuous*). Это значит, что к началу следующего цикла вся энергия из трансформатора передана в нагрузку, и следующий цикл начинается с нулевого тока в трансформаторе. Режим безразрывных токов (*continuous*) распространен гораздо меньше.

Для анализа разобьем рабочий цикл на отдельные периоды. Пусть схема работает на частоте  $f$ , при этом период будет  $T = 1/f$ . Интервал  $t_0 - t_1$  – время включенного состояния силового ключа  $Q_1$  (время прямого хода) – обозначим как  $t_{ON}$ , соответственно рабочий цикл (*Duty Circle*, в дальнейшем  $D$ ) будет определяться как  $D = t_{ON}/T$ .

**Интервал  $t_0 - t_1$ .** К моменту  $t_0$  сердечник трансформатора полностью размагничен, и ток в нем отсутствует. В момент, когда с ШИМ-контроллера подается управляющий сигнал, силовой

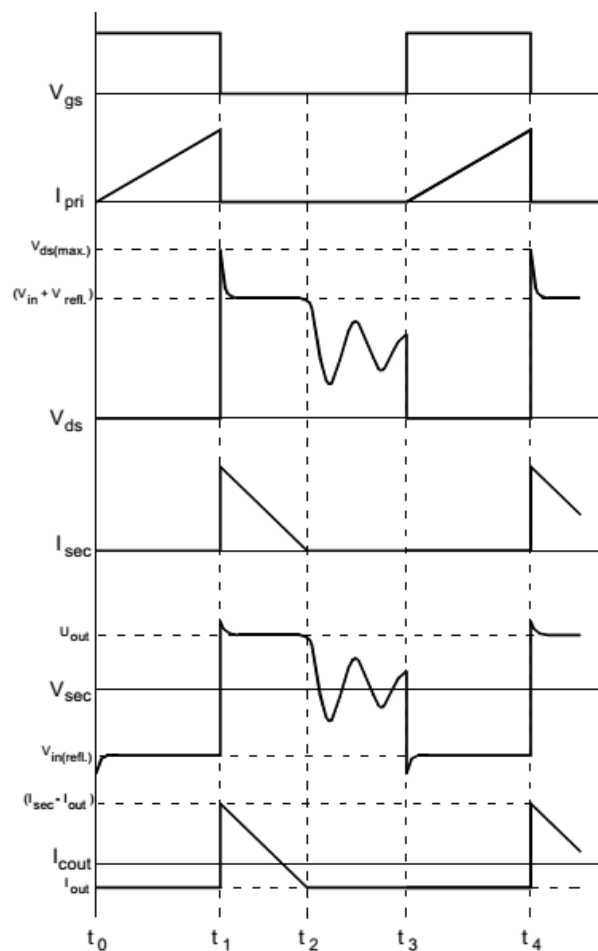


Рисунок 2 — Диаграммы токов и напряжений обратноходового преобразователя

Энергия, запасаемая в индуктивности есть

$$A = \frac{L \cdot I_{PRI}^2}{2}, \quad (1.2)$$

и можно найти ток, который нарастет в первичной обмотке трансформатора за время прямого хода:

$$I = \sqrt{\frac{2 \cdot A}{L_{PRI}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{OUT}}{\eta \cdot f \cdot L_{PRI}}}. \quad (1.3)$$

Для определения необходимой индуктивности первичной обмотки будет использоваться это соотношение совместно с формулой:

$$U = L \cdot \frac{dI}{dt}. \quad (1.4)$$

Величина импульсного тока не зависит от входного напряжения – это позволяет строить прекрасно работающие на практике схемы ограничения выходного тока (точнее, выходной мощности).

Теперь следует узнать среднеквадратичное значение первичного тока – это необходимо для расчета потерь в силовом ключе и в обмотке трансформатора. Для тока пилообразной формы среднеквадратичное его значение будет:

$$I_{RMS} = I_{PRI} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}}. \quad (1.5)$$

Соответственно, статические потери в силовом ключе будут:

$$P_{DC} = I_{RMS}^2 \cdot R_{DC}, \quad (1.6)$$

где  $R_{DC}$  – сопротивление канала открытого транзистора.

Потери в первичной обмотке в общем случае считаются с учетом эффекта близости.

На вторичной обмотке во время этого интервала ток нагрузки поддерживается исключительно выходным конденсатором. К выходному диоду  $D_{OUT}$  приложено трансформированное входное напряжение. Если первичная обмотка содержит  $N_1$  витков, а вторичная –  $N_2$ , то коэффициент трансформации

$$K = \frac{N_1}{N_2}, \quad (1.7)$$

и обратное напряжение на диоде  $D_{OUT}$  есть:

$$V_{D_{OUT}} = \frac{V_{IN}}{K} + (V_{OUT} + V_D), \quad (1.8)$$

где  $V_D$  – прямое падение напряжения на выходном диоде.

При использовании диодов Шоттки с недостаточным запасом по напряжению в этом интервале могут возникнуть проблемы – при большом напряжении обратный ток диода Шоттки может достигать существенных значений – единиц и даже десятков миллиампер, что вкупе с большим обратным напряжением создает большую рассеиваемую мощность, особенно при повышенной температуре – здесь можно легко получить потери превышающие даже потери от протекания прямого тока.

### **Интервал $t_1 - t_2$ .**

Силовой транзистор выключается, ток в нем резко спадает от  $I_{PRI}$  до нуля, а напряжение начинает быстро расти и достигает  $V_{MAX}$ . Можно ожидать, что в этот момент происходит большое выделение энергии от динамических потерь. К сожалению, оценить их достаточно сложно, слишком много параметров

влияет на скорость этого процесса, и влияние времени переключения весьма и весьма высоко. В общем случае:

$$P_{SW} = \frac{I_{PRI} \cdot V_{MAX} \cdot t_{SW} \cdot f}{2}. \quad (1.9)$$

Интервал времени  $t_{SW}$  зависит от энергии переключения силового транзистора, суммарного сопротивления в цепи его затвора, напряжения питания выходного каскада драйвера, индуктивности в цепи истока. Но первичный ток также начинает перезаряжать паразитную емкость трансформатора, снижая скорость нарастания напряжения на ключе. Этот эффект снижает динамические потери (а иногда вообще может свести их влияние к нулю). Поэтому влияние динамических потерь оказывается гораздо более существенным для *DC-DC* конверторов с их низкими входными напряжениями, большими первичными токами и высокими частотами преобразования, а в сетевых источниках становятся существенными потери от перезаряда паразитной емкости:

$$P_{SW,CAP} = \frac{C_p \cdot V_{SW}^2 \cdot f}{2}. \quad (1.10)$$

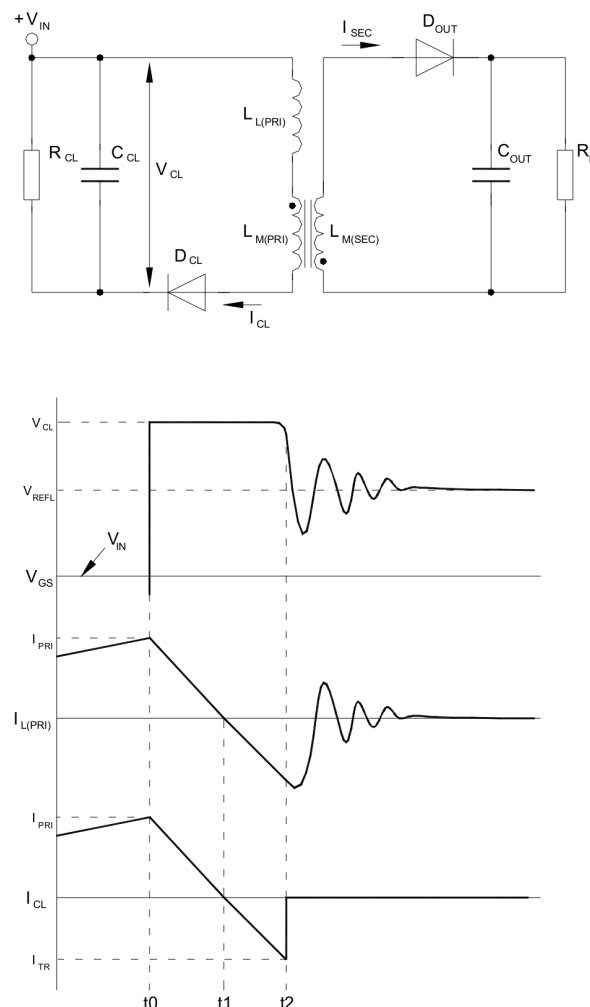


Рисунок 3 — Часть схемы и ее диаграммы токов и напряжений, участвующей в выключении транзистора

Если бы трансформатор был бы идеальным, то напряжение  $V_{DS(MAX)}$  равнялось бы выходному напряжению умноженному на коэффициент трансформации ( $V_{REFL}$ ). Но, к сожалению, наличие паразитных элементов схемы, в основном индуктивности рассеяния трансформатора, приводит к существенному выбросу напряжения на разомкнувшемся силовом ключе. Механизм образования этого выброса неочевиден, и заслуживает подробного рассмотрения.

Рассмотрим вариант использования наиболее распространенного *RCD* демпфера. Возможен вариант, когда элементы  $R_{CL}$  и  $C_{CL}$  заменяются на *TVS* (*Transient Voltage Suppressor*) – разновидность стабилитрона с высоким напряжением и большой поглощаемой энергией.



В трансформаторе обратного преобразователя существуют две паразитные индуктивности, не связанные с основным потоком, и, строго говоря, правильнее будет рассматривать процессы на модели идеального трансформатора с вынесенными индуктивностями рассеяния первичной и вторичной стороны.

Ограничимся тем, что приведем их к одной индуктивности  $L_{L(PRI)}$  на первичной стороне – математические выражения для описания работы демпфера будут теми же самыми. На рис. 3 показана часть схемы, участвующая в процессе выключения силового транзистора с диаграммами токов и напряжений в некоторых точках. Мы считаем, что емкость конденсатора демпфера  $C_{CL}$  достаточно велика, чтобы пренебречь пульсациями напряжения на нем.

Итак, в момент  $t_0$  силовой ключ разомкнулся, и ток в первичной цепи начинает спадать. Это вызывает мгновенный реверс напряжения на всех обмотках трансформатора, напряжение на первичной обмотке идеального трансформатора оказывается зафиксированным на уровне выходного напряжения, т.е.  $V_{REFL}$ , соответственно, к индуктивности рассеяния приложено напряжение  $V_{CL} - V_{REFL}$ . В момент  $t_0$  ток в индуктивности рассеяния равен току намагничивания, т.е.  $I_{PRI}$ , и спадает до нуля за время  $t_{CH}$ :

$$t_{CH} = \frac{L_{L(PRI)} \cdot I_{PRI}}{V_{CL} - V_{REFL}}. \quad (1.11)$$

Этот линейно спадающий ток втекает в конденсатор демпфера  $C_{CL}$ , заряжая его. Удобно оперировать средним его значением:

$$I_{CH} = I_{PRI} \cdot \frac{D}{2} = \frac{I_{PRI} \cdot t_{CH} \cdot f}{2} = \frac{I_{PRI}^2 \cdot L_{L(PRI)} \cdot f}{2 \cdot (V_{CL} - V_{REFL})}. \quad (1.12)$$

Как только ток в паразитной индуктивности спал до нуля, напряжение на ней пропало и, соответственно, напряжение на силовом ключе тоже пытается опуститься до уровня  $V_{REFL}$ . Если бы диод  $D_{CL}$  был идеальным, переходный процесс оказался бы законченным – энергия в индуктивности рассеяния первичной обмотки равна нулю, а в индуктивности рассеяния вторичной обмотки – току намагничивания, и демпфер полностью отключен от остальных цепей. Но высоковольтные диоды обладают весьма существенным временем восстановления, обычно начиная от десятков наносекунд, и здесь мы вынуждены с ним считаться. К счастью, в данном случае это время играет положительную роль – на практике даже часто стараются использовать диоды с относительно большим временем восстановления, это значительно снижает напряжение на

демпфере и, соответственно, потери в нем.

Итак, в момент  $t_1$  напряжение на индуктивности рассеяния через не закрывшийся диод все еще поддерживается на уровне  $V_{CL} - V_{REFL}$ , и ток в ней начинает нарастать по закону:

$$I_{LL(PRI)} = \frac{(V_{CL} - V_{REFL}) \cdot t}{L_{L(PRI)}}. \quad (1.13)$$

Если приведенные индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток равны, то этот ток, через магнитное поле трансформатора складывающийся с током вторичной обмотки, в точности компенсирует уменьшение тока намагничивания, и ток, поступающий в нагрузку и в конденсатор  $C_{OUT}$ , оказывается постоянным на время восстановления обратного сопротивления диода демпфера. То есть в интервале  $t_1 - t_2$  происходит передача энергии из конденсатора демпфера в нагрузку.

К сожалению, время восстановления обратного сопротивления диода мы можем только оценить – в документации эта величина приводится для постоянного обратного тока. В нашем случае линейно нарастающего тока она будет несколько больше, и «медленный» диод восстанавливает свое сопротивление достаточно медленно, но для оценки будем оперировать заявленной величиной.

За время  $t_{RR}$  ток в индуктивности рассеяния достигнет величины

$$I_{LL(PRI)} = \frac{(V_{CL} - V_{REFL}) \cdot t_{RR}}{L_{L(PRI)}}, \quad (1.14)$$

и среднее его значение за период составит:

$$I_{RR} = \frac{I_{LL(PRI)} \cdot D}{2} = \frac{(V_{CL} - V_{REFL}) \cdot t_{RR}^2 \cdot f}{2 \cdot L_{L(PRI)}}. \quad (1.15)$$

В момент  $t_2$  диод  $D_{CL}$  восстановил свое сопротивление, ток в индуктивности  $L_{L(PRI)}$  начинает осциллировать по спадающей синусоиде в резонансном контуре, образованному индуктивностью рассеяния первичной обмотки и паразитной емкостью трансформатора, и на процессы в демпфере уже никакого влияния не оказывает. Теперь конденсатор  $C_{CL}$  разряжается лишь током через резистор  $R_{CL}$ , а поскольку пульсации на нем пренебрежимо малы, то:

$$I_{DCH} = \frac{V_{CL}}{R_{CL}}. \quad (1.16)$$

Теперь известны все токи через конденсатор  $C_{CL}$ , и из условия постоянного на нем напряжения можем сказать что:

$$I_{CH} = I_{DCH} + I_{RR}. \quad (1.17)$$

При использовании «быстрого» диода демпфера влияние времени его восстановления не очень существенно, а при использовании «медленного» диода даже оценить время его восстановления очень сложно, поэтому пренебрежем током  $I_{RR}$ :

$$\frac{I_{PRI}^2 \cdot L_{L(PRI)} \cdot f}{2 \cdot (V_{CL} - V_{REFL})} = \frac{V_{CL}}{R_{CL}}, \quad (1.18)$$

откуда можно найти необходимое значение сопротивления резистора  $R_{CL}$  для получения желаемого напряжения на демпфере:

$$R_{CL} = \frac{2 \cdot V_{CL} \cdot (V_{CL} - V_{REFL})}{I_{PRI}^2 \cdot L_{L(PRI)} \cdot f}. \quad (1.19)$$

На практике это означает, что вычисленное значение будет минимальным, и влияние времени восстановления диода демпфера только увеличит его значение. При использовании «медленного» диода приходится эмпирически подбирать значение  $R_{CL}$ . Мощность, рассеиваемая на резисторе демпфера будет:

$$P_{RCL} = \frac{V_{CL}^2}{R_{CL}}. \quad (1.20)$$

Если мы используем TVS в качестве демпфера, то время восстановления диода демпфера уже не помогает – TVS не способен запасать энергию и, соответственно, отдавать ее в нагрузку. Поэтому мощность на нем будет равна произведению среднего тока, втекающего в демпфер, на напряжение  $V_{CL}$  (и, соответственно, напряжению срабатывания TVS):

$$P_{TVS} = \frac{I_{PRI}^2 \cdot L_{L(PRI)} \cdot f}{2 \cdot (V_{CL} - V_{REFL})} \cdot V_{CL}. \quad (1.21)$$

Поскольку в момент  $t_1$  ток в индуктивности рассеяния оказался равным нулю, и TVS мгновенно закрылся, не происходит дальнейшего накопления энергии, и осцилляции напряжения на индуктивности рассеяния гораздо ниже, чем в RCD демпфере.

## 2 Схема и выбор компонентов

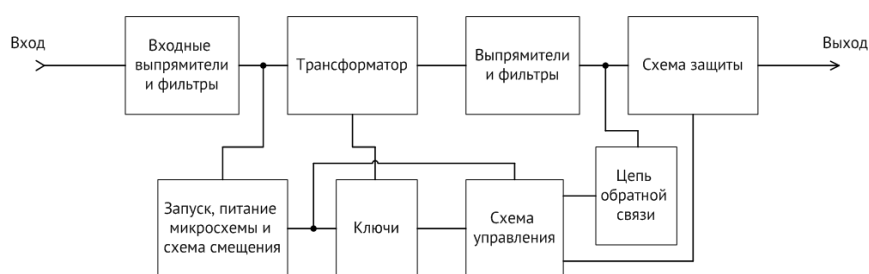


Рисунок 4 — Функциональная блок-схема

На рис. 4 приведена функциональная блок-схема импульсного источника питания, на основе которой было проведено дальнейшее построение электрической схемы обратноходового преобразователя (рис. 5), базируемого на микросхеме *Viper53*. Данная схема очень удобна для рассмотрения общих схемотехнических принципов, которые легко могут быть применены и в большинстве других случаев.

Таблица 1 — Входные и выходные характеристики

Входное напряжение	Выходное напряжение	Выходной ток	Выходная мощность	Частота преобразования	КПД
220 VAC $\pm 20\%$	12 VDC	0,6 A	7,2 Вт	100 кГц	80 %

На основе предыдущего параграфа, а также с помощью использования следующих программ: *Flyback*, *Viper Flyback* и *Lite-CalcIT* (2000), имея входные и выходные данные была разработана и рассчитана схема импульсного блока питания на 12 В, применяемого для светодиодной схемы мощностью 7 Вт. Номиналы и наименования всех элементов приведены в таблице 2.

Таблица 2 — Номиналы и наименования элементов электрической схемы

C1	C2	C4	C5	C6	C7	C9	C11	C12	R2	R3	R4
22 мкФ – 1 кВ	10 мкФ	4,7 мкФ	2,2 нФ	47 нФ	2,2 нФ – 2 кВ	22 нФ	0,33 мФ	56 мкФ	6,8 кОм	820 Ом	10 Ом
L1	L11	T1	D1	D2	D3	D11	BR1				
6,8 мкГн	10 мкГн	1,35 мГн	BYT11	BZW04-188	BAS21	STPS1H100	KC407A				

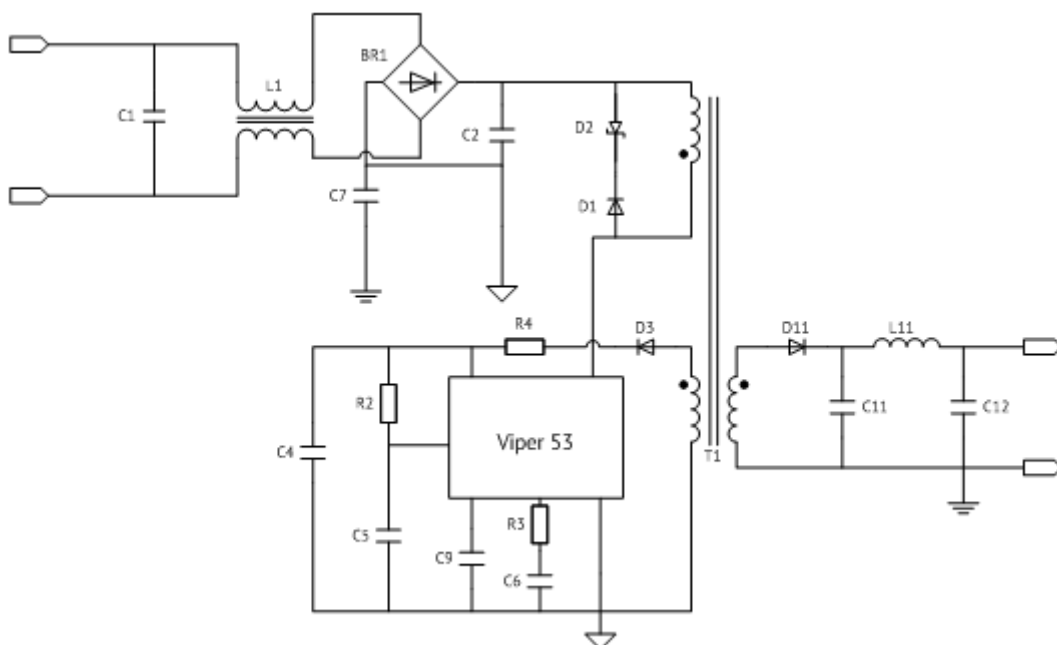


Рисунок 5 — Электрическая схема

### 3 Практическая часть

В данной работе был собран импульсный блок питания для светодиодной схемы. В работе была использована печатная плата, нелинейные элементы (конденсаторы, резисторы и т. п.), трансформатор (расчет трансформатора осуществлен через приведенные ранее программы).

Помимо сборки электрической схемы была поставлена задача проверки и отладка блока питания. Подобная работа осуществлялась с помощью мультиметров и осциллографа (на рисунке 2 показан выход диаграммы на осциллографе при правильной работе схемы). В результате проверки отклонений в работе блока питания выявлено не было.

## Список использованных источников

1. Макашов, Д. Обратноходовый преобразователь [Электронный ресурс] / Д. Макашов – 2005-2006. – Режим доступа: <http://www.bludger.narod.ru/smps/Flyback-R01.pdf>
2. Фролов, В. В. Язык радиосхем [Текст] / В. В. Фролов – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с.
3. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование [Текст] / М. Браун; пер. с англ. С. Л. Попова – К.: «МК-Пресс», 2007. – 288 с.