

# ЭПУ

АКАДЕМИЯ

СОВРЕМЕННЫХ

ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ

ТЕХНОЛОГИЙ

**ЭПУ** Электропитающие устройства  
**ЭПУ.3** Режимы работы одноктактных  
импульсных преобразователей  
напряжения с обратным включением  
диода  
(количество частей – 1, число страниц -7)

# ЭПУ.3

Однотактные импульсные преобразователи напряжения ОИПН с гальванической развязкой между источником электрической энергии и нагрузкой находят широкое применение для построения систем и устройств электропитания радиоэлектронной и телекоммуникационной аппаратуры, вычислительных комплексов, бытовой техники, средств автоматики, защиты и сигнализации. Причем наибольшее применение находят так называемые ОИПН с прямым и ОИПН с обратным включением диода [1 – 5]. При мощности в нагрузке до 200 Вт часто используются ОИПН с обратным включением диода, схема которого приведена на рис.1.

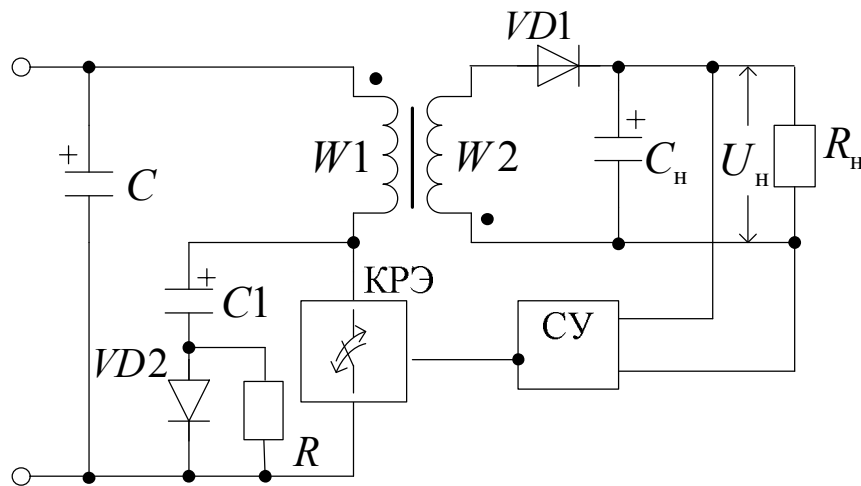


Рис. 1. Схема ОИПН с обратным включением

Ключевой регулирующий элемент КРЭ в схеме рис.1 может быть выполнен, например, на биполярном или полевом транзисторе. В таком ключевом регулирующем элементе преобладающими потерями мощности Работу преобразователя (рис.1) можно пояснить с помощью являются потери на включение–выключение, а не в открытом состоянии [4].

эквивалентной схемы, представленной на рис.2.

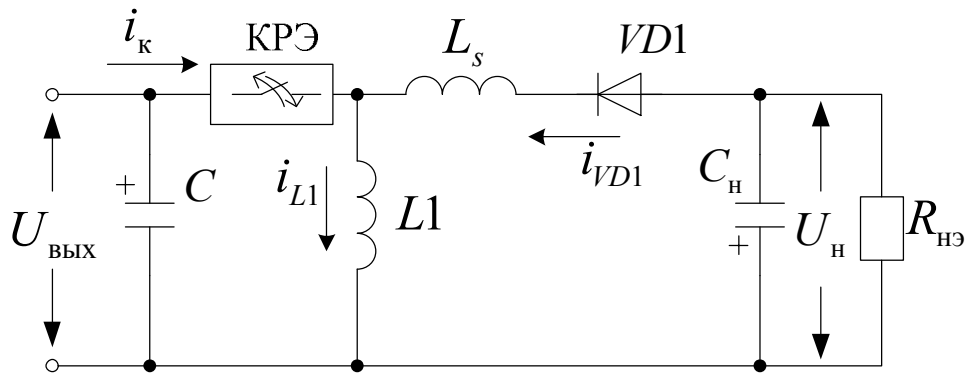


Рис. 2. Эквивалентная схема ОИПН с обратным включением диода

Нагрузка ОИПН на схеме рис.2 приведена к первичной обмотке  $w_1$  трансформатора  $T1$ , поэтому напряжение на эквивалентном сопротивлении нагрузки будет равно:  $U'_i = n U_i$ , где  $n = w_1/w_2$  – коэффициент трансформации трансформатора.

Упрощенные диаграммы токов и напряжений, поясняющие работу ОИПН при различных значениях индуктивности намагничивания трансформатора  $L1$ , приведены на рис.3 а, б, в., где:  $t_{\text{з}} = \gamma T$  – длительность замкнутого состояния КРЭ;  $t_{\text{р}} = (1 - \gamma) T$  – длительность разомкнутого состояния КРЭ;  $T$  – период работы ключевого регулирующего элемента.

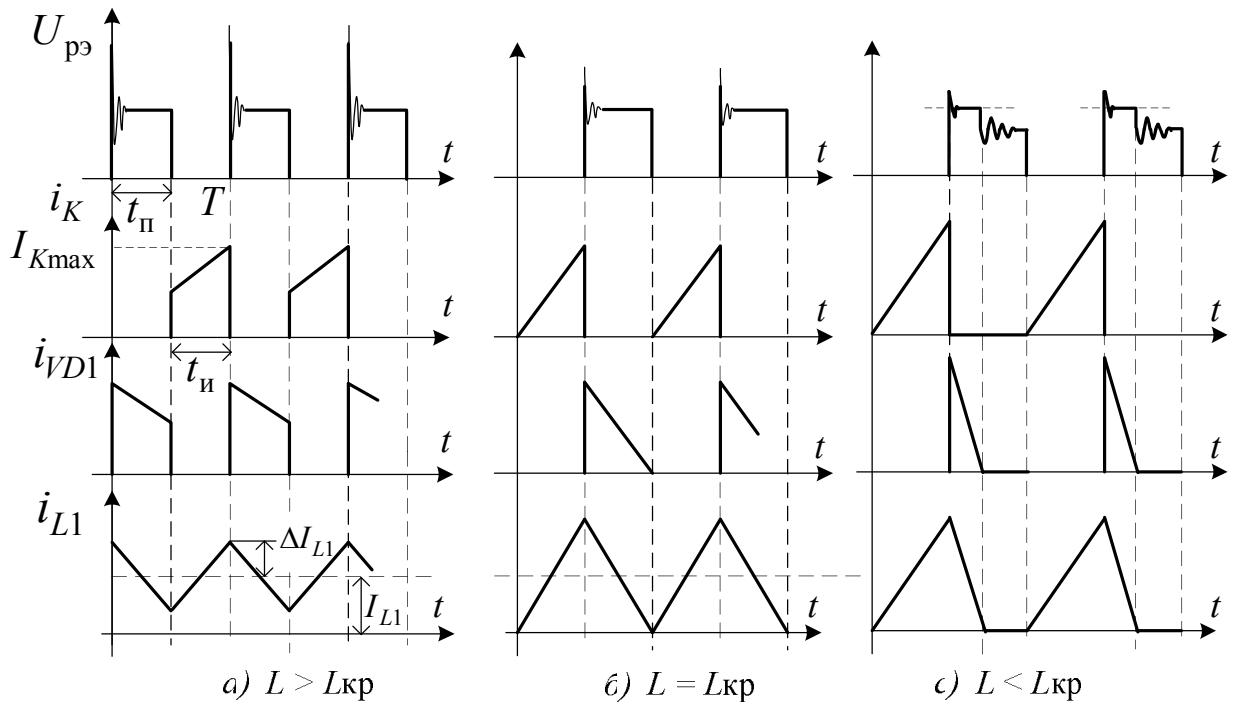


Рис. 3. Диаграммы токов и напряжений ОИПН при различных значениях индуктивности намагничивания трансформатора

В интервале времени  $\gamma T$ , когда КРЭ замкнут, через индуктивность  $L1$  первичной обмотки трансформатора протекает линейно нарастающий ток. Когда КРЭ размыкается, полярность напряжения на  $L1$  изменяется и накопленная в ней энергия передается в нагрузку через диод  $VD1$ . При этом постоянная составляющая тока индуктивности будет равна:

$$I_{L1} = I_1 / n(1 - \gamma).$$

Амплитуда пульсации тока индуктивности  $\Delta I_{L1}$ , а также величина импульсов тока через КРЭ и диод  $VD1$  зависят от индуктивности  $L1$ :

$$\Delta I_{L1} = U_{\hat{a}\hat{o}} \gamma T / L1.$$

В режиме непрерывных токов для максимальных значений тока  $I_{\hat{e} \max}$  ключевого регулирующего элемента и тока диода  $VD1$  можно записать:

$$I_{\hat{e}\max} = I_{L1} + \frac{1}{2}\Delta I_{L1}; \quad I_{VD1\max} = I_{\hat{e}\max} n.$$

При  $L1 = L1_{\hat{e}\delta}$  (Рис. 3 б.) ток через диод  $VD1$  прекращается как раз в момент замыкания КРЭ. При этом максимальный ток через индуктивность  $L1$  вдвое превышает средний ток через нее.

Если индуктивность  $L1$  слишком мала ( $L1 < L1_{\hat{e}\delta}$ ), то ток через диод может прекратиться раньше окончания периода  $T$  работы преобразователя (рис. 3 в.) и такой режим называют режимом прерывистых токов. В режиме прерывистых токов импульсные токи через КРЭ и диод  $VD1$  можно определить так:

$$I_{\hat{e}\max} = U_{\hat{a}\delta} (1 - \gamma) T / L1; \quad I_{D1\max} = I_{\hat{e}\max} n.$$

При заданной мощности в нагрузке импульсные токи через КРЭ и диод  $VD1$  в режиме прерывистых токов будут больше, чем в режиме непрерывных токов, что делает режим прерывистых токов с экономической и энергетической точек зрения менее выгодным.

К тому же в рассматриваемом одноконтурном преобразователе весь ток КРЭ является током намагничивания магнитопровода трансформатора и, чтобы избежать насыщения трансформатора в магнитопровод вводят воздушный зазор, величину которого  $\Delta l$  можно определить следующим образом:

$$\Delta l = \frac{0,4\pi L1 I_{\hat{e}\max}^2}{S_c B_{\max}^2},$$

где:  $S_c$  – площадь поперечного сечения сердечника ( $i^2$ );

$B_{\max}$  – максимальная индукция материала магнитопровода.

В тоже время введение воздушного зазора требует увеличения сечения  $S_c$  магнитопровода для сохранения расчетного значения индуктивности  $L1$ .

С увеличением индуктивности  $L1$  импульсные токи КРЭ и диода  $VD1$  уменьшаются. Однако с увеличением  $L1$  растет индуктивность рассеяния  $L_s$ , в которой в интервале времени  $t_{\hat{e}}$  запасается энергия  $L_s I_{\hat{e} \max}^2 / 2$ . Эта энергия вызывает на ключевом регулирующем элементе, при его размыкании (выключении), дополнительный выброс напряжения, что увеличивает динамические потери мощности при выключении КРЭ.

Поэтому в режиме непрерывных токов, когда  $L1 > L1_{\hat{e} \delta}$ , выброс напряжения на КРЭ при его выключении больше, чем в режиме прерывистых токов и соответственно выше уровень высокочастотных помех.

Следует отметить и то, что в непрерывном режиме схема ОИПН с обратным включением диода очень нестабильна и склонна к автогенерации, поэтому преобразователь этого типа часто проектируется для работы в режиме прерывистых токов.

Паразитные характеристики трансформатора – индуктивность рассеяния  $L_s$  и паразитная емкость также являются причиной возникновения в первичной обмотке трансформатора свободных колебаний напряжения на КРЭ, в момент времени, когда ток во вторичной обмотке становится равным нулю (рис. 3 б.). В зависимости от амплитуды этих колебаний, включение КРЭ можно осуществить в момент времени, когда напряжение на регулирующем элементе будет минимальным. При этом динамические потери на включение КРЭ будут существенно ниже.

Современные интегральные микросхемы управления (контроллеры) импульсных преобразователей способны отслеживать любой момент (перехода через "0") колебательного процесса напряжения на КРЭ. ОИПН,

построенные с использованием подобных контроллеров в схемах управления, получили название квазирезонансных преобразователей. На рис.4, в качестве примера, приведена схема электрическая принципиальная квазирезонансного ОИПН с обратным включением диода, реализованная на базе микросхемы ICE2QS01, разработанной фирмой Infineon.

Таким образом, относительно невысокие потери на переключении ключевого регулирующего элемента, меньший уровень помех (чем в режиме непрерывных токов), и несклонность к автогенерации (лучшая устойчивость схемы), определили в настоящее время широкое применение для радиоэлектронной и телекоммуникационной аппаратуры ОИПН с обратным включением диода, работающих в режиме разрывных токов индукции намагничивания трансформатора.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Митрофанов А.В., Щеголев А.И. Импульсные источники вторичного электропитания в бытовой радиоаппаратуре.- М.: Радио и связь, 1985.- 72с. ил.
2. Гейтенко Е.Н. Источники вторичного электропитания. Схемотехника и расчет. Учебное пособие.- М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2008.-488 с. ил.
3. Краус Л.А., Колканов М.Ф., Захаров Л.Ф. Резонансные одноконтные импульсные преобразователи напряжения.- М.: ЦНТ «Информсвязь», вып.2, 1989.-40 с.ил.
4. Захаров Л.Ф., Колканов М.Ф. Электропитание устройств связи: Учебник для студентов техникумов и колледжей ж.-д. транспорта/Под ред. М.Ф.Колканова.- М.:ГОУ «Учебно - методический центр по образованию на железнодорожном транспорте», 2007.- 240 с.ил.
5. Компоненты для построения источников питания. - М.: Инженерный центр группы компаний «Симметрон», 2008.- 80 с.ил.