

## Расчет обратноходового преобразователя напряжения в установившемся режиме

**Ненахов С.М.,**  
генеральный директор ИЦ «Апельсинн»  
E-mail: [info@apelsinn.ru](mailto:info@apelsinn.ru)

Опубликованная в предыдущих номерах журнала статья [1], посвященная анализу процессу запуска обратноходового преобразователя напряжения (ОПН), неожиданно вызвала у читателей живой интерес к расчету последнего в установившемся (статическом) режиме работы. В своей многолетней деятельности в области силовой электроники автор сталкивался с различными подходами к решению этой задачи. И все они, безусловно, имеют право на существование, если в итоге дают результаты, достаточно хорошо подтверждающиеся на практике.

Излагаемая ниже методика автора (хотя ничего такого, что он мог бы приписать лично себе, в ней нет), этому критерию, можно сказать, отвечает, правда, с той оговоркой, что речь идет (и пойдет) о довольно низких частотах преобразования – порядка 100 кГц, типичных для сетевых преобразователей.

Упрощенная электрическая схема силовой части однотактного ОПН показана на рис.1 ( $R_{дт}$  – сопротивление датчика тока,  $R_T$  и  $R_d$  – соответственно сопротивления транзистора VT1 и диода VD1 в открытом состоянии, а  $R_1$  и  $R_2$  – активные сопротивления обмоток I и II трансформатора T1).

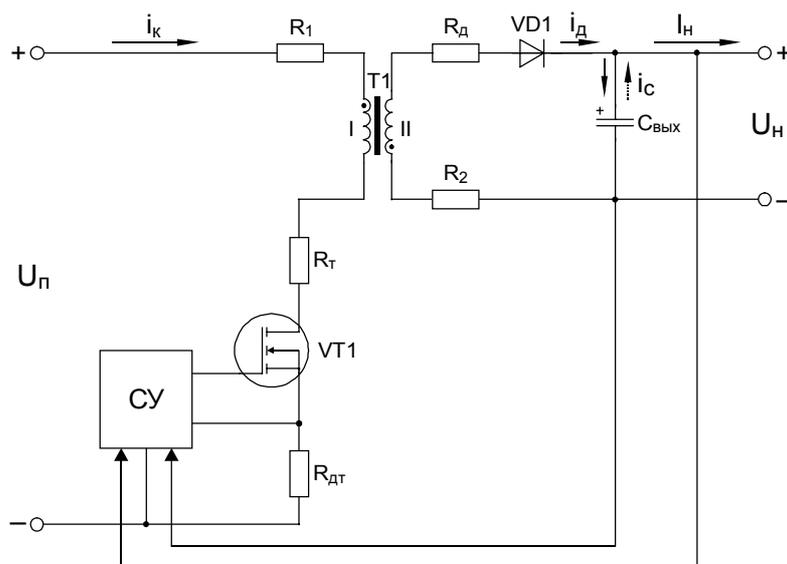


Рис. 1.

Принцип действия такого преобразователя заключается в накоплении энергии в трансформаторе-дросселе T1 во время открытого состояния транзистора VT1 (прямой ход) и последующей передаче ее в нагрузку во время запертого состояния транзистора VT1 (обратный ход) через открывающийся диод VD1. Если к моменту очередного включения транзистора еще не вся энергия из трансформатора передана (на обратном ходу) в нагрузку, то говорят о непрерывном режиме работы преобразователя, имея в виду непрерывность магнитного потока в сердечнике трансформатора в течение всего периода переключений. Если же к моменту включения транзистора вся накопленная на прямом ходу энергия передается из трансформатора в нагрузку, то такой режим работы называют прерывным. В последнем случае транзистор включается на полностью «размагниченный» трансформатор, в сердечнике которого магнитный поток отсутствует.

Из-за ограниченности статьи по объему рассмотрим только прерывный режим работы на фиксированной частоте. Идеализированные эпюры напряжений и токов для этого случая показаны на рис.2.

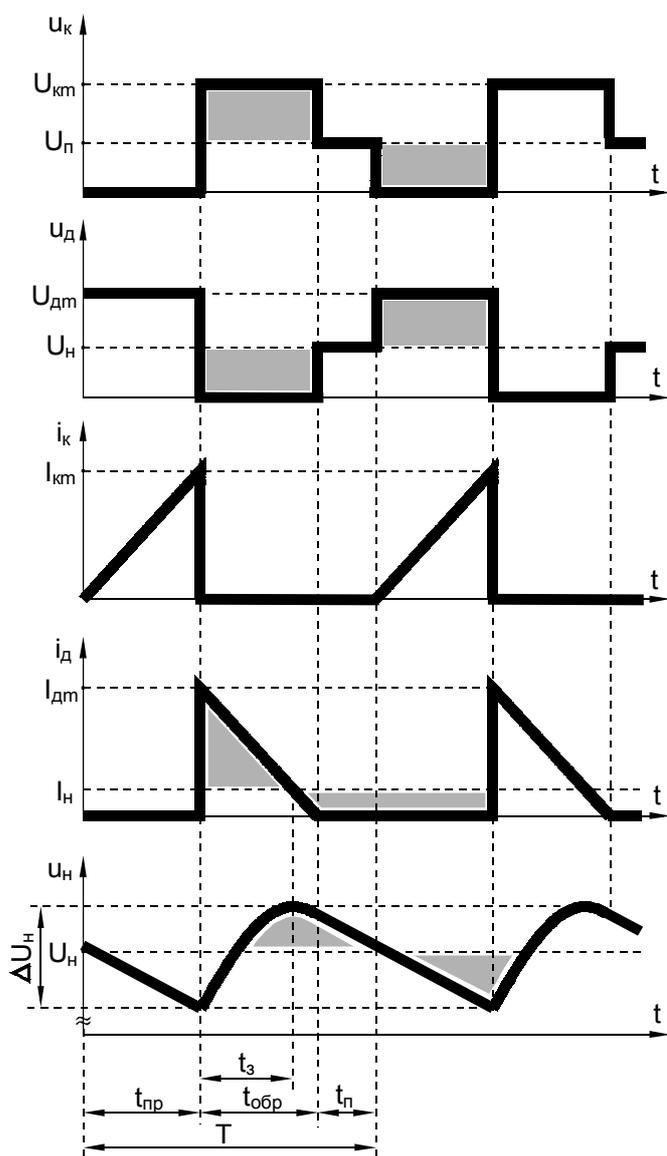


Рис. 2.

Пренебрегая падениями напряжений на активных сопротивлениях обмоток и полупроводниковых приборов, запишем очевидные соотношения.

1. Амплитуда напряжения на коллекторе (стоке) запертого транзистора VT1

$$U_{км} = U_n + \frac{U_n + U_{\partial 0}}{n},$$

где  $n = \frac{w_2}{w_1}$  - коэффициент трансформации ( $w_1$  и  $w_2$  - количества витков обмоток I и II

соответственно);

$U_n$  и  $U_n$  - соответственно напряжения питания (входное) и на нагрузке (выходное);

$U_{\partial 0}$  - падение напряжения на открытом диоде VD1.

Отсюда

$$n = \frac{U_{км} - U_n}{U_n - U_{\partial 0}}$$

и амплитуда напряжения на запертом диоде

$$U_{\partial м} = nU_{н макс} + U_n.$$

При выбранном транзисторе и заданном напряжении  $U_{км\max}$  последнее выражение является условием для выбора диода. Справедливо и наоборот.

2. Длительности прямого и обратного ходов ( $t_{np}$  и  $t_{обп}$ ) связаны между собой, с одной стороны, равенством соответствующих вольт-секундных интегралов

$$nU_n t_{np} = (U_n + U_{\partial 0}) t_{обп},$$

а с другой стороны – очевидным соотношением

$$t_{np} + t_{обп} + t_n = T,$$

где  $T$  - период переключений элементов преобразователя;

$t_n$  - длительность паузы.

Отсюда

$$t_{обп} = \frac{T - t_{n\min}}{1 + \frac{U_n + U_{\partial 0}}{nU_n}} \text{ и } t_{np} = \frac{U_n + U_{\partial 0}}{nU_n} t_{обп}.$$

3. Мощность в нагрузке

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T U_n i_{\partial}(t) dt = \frac{U_n I_{\partial m}}{T} \int_0^{t_{обп}} \left(1 - \frac{t}{t_{обп}}\right) dt = \frac{U_n I_{\partial m} t_{обп}}{2T}.$$

Отсюда – амплитуда тока через диод

$$I_{\partial m} = \frac{2TP_n}{U_n t_{обп}}.$$

4. Далее, казалось бы, можно воспользоваться законом полного тока для расчета амплитуды тока коллектора (стока)  $I_{км} = nI_{\partial m}$  и, соответственно, индуктивности

первичной обмотки  $L_1 = \frac{U_n t_{np}}{I_{км}} = \mu \frac{w_1^2 S}{l}$ , где  $\mu$  - магнитная проницаемость материала

сердечника трансформатора, а  $S$  и  $l$  - соответственно его площадь сечения и длина средней линии. Однако при этом не будут учтены неизбежные потери мощности  $\Delta P = P_n - P_n$  (в транзисторе, диоде, трансформаторе и прочие), к калькуляции которых обратимся позже.

Поэтому представляется более правильным прежде определить индуктивность  $L_1$  из выражения для потребляемой мощности

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^T U_n i_{\kappa}(t) dt = \frac{U_n^2 t_{np}}{TL_1} \int_0^{t_{np}} t dt = \frac{U_n^2 t_{np}^2}{2TL_1}, \text{ то есть } L_1 = \frac{U_n^2 t_{np}^2}{2T(P_n + \Delta P)},$$

а затем уже рассчитать амплитуду коллекторного тока  $I_{км} = \frac{U_n t_{np}}{L_1}$ . Закон полного тока

при этом нарушен не будет, если схему преобразователя представить как состоящую из идеальных элементов, а потери мощности учесть путем введения дополнительной обмотки, нагруженной на некий эквивалентный резистор потерь  $R_n$  (рис. 3).

5. Теперь, выбрав сердечник, можем рассчитать количества витков обмоток  $w_1 = \sqrt{\frac{L_1 l}{\mu S}}$

и  $w_2 = nw_1$ , а также амплитуды напряженности поля  $H_m = \frac{I_{км} w_1}{l}$  и индукции

$B_m = \frac{U_n t_{np}}{w_1 S} = \frac{U_n + U_{\partial 0}}{nw_1 S} t_{обп}$  в сердечнике трансформатора. При этом необходимо уточнить

значение магнитной проницаемости материала сердечника, поскольку она зависит от напряженности поля (указывается изготовителем). Например, для отечественных пресс-

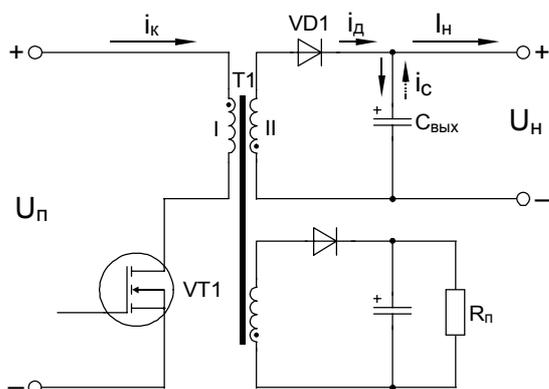


Рис. 3.

пермаллоев [2] зависимость  $\mu(H)$  в первом приближении можно считать линейно спадающей, поэтому при уточнении имеет смысл положить  $\mu = \mu(0,5H_m)$ .

Рассмотрим составляющие потерь мощности  $\Delta P$ .

1. Потери мощности в датчике тока  $R_{\text{ом}}$ :

$$\Delta P_{\text{ом}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{\kappa}^2(t) R_{\text{ом}} dt = \frac{R_{\text{ом}}}{T} \int_0^{t_{\text{np}}} \left( I_{\text{км}} \frac{t}{t_{\text{np}}} \right)^2 dt = \frac{I_{\text{км}}^2 R_{\text{ом}} t_{\text{np}}}{3T}.$$

Сопротивление датчика тока определяется из условия создания на нем падения напряжения, необходимого для функционирования схемы управления СУ.

2. Потери мощности в транзисторе складываются из потерь статических и динамических (на переключение):

$$\begin{aligned} \Delta P_m &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{\kappa}^2(t) R_m dt + \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u_{C_m}^2(t)}{R_m} dt = \frac{R_m}{T} \int_0^{t_{\text{np}}} \left( I_{\text{км}} \frac{t}{t_{\text{np}}} \right)^2 dt + \frac{1}{TR_m} \int_0^{t_{\text{np}}} \left( U_n e^{-\frac{t}{K_m C_m}} \right)^2 dt = \\ &= \frac{I_{\text{км}}^2 R_m t_{\text{np}}}{3T} + \frac{U_n^2 C_m}{2T} \left( 1 - e^{-\frac{2t_{\text{np}}}{R_m C_m}} \right), \end{aligned}$$

где  $C_m$  - выходная емкость транзистора.

3. Потери мощности в трансформаторе складываются из потерь в активных сопротивлениях обмоток

$$\begin{aligned} \Delta P_{1,2} &= \frac{1}{T} \int_0^T i_{\kappa}^2(t) R_1 dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{д}}^2(t) R_2 dt = \frac{R_1}{T} \int_0^{t_{\text{np}}} \left( I_{\text{км}} \frac{t}{t_{\text{np}}} \right)^2 dt + \frac{R_2}{T} \int_0^{t_{\text{опр}}} \left[ I_{\text{ом}} \left( 1 - \frac{t}{t_{\text{опр}}} \right) \right]^2 dt = \\ &= \frac{I_{\text{км}}^2 R_1 t_{\text{np}} + I_{\text{ом}}^2 R_2 t_{\text{опр}}}{3T} \end{aligned}$$

и потерь на перемагничивание  $\Delta P_{\text{пер}}$ .

Первые зависят от длины и диаметра проводов обмоток (см. приложение), а вторые – от материала и объема (массы) сердечника, амплитуды индукции и рабочей частоты

$f = \frac{1}{T}$  (указываются изготовителем).

4. Потери мощности в диоде:

$$\begin{aligned} \Delta P_{\text{д}} &= \frac{1}{T} \int_0^T [U_{\text{д0}} i_{\text{д}}(t) + i_{\text{д}}^2(t) R_{\text{д}}] dt = \frac{U_{\text{д0}} I_{\text{ом}}}{T} \int_0^{t_{\text{опр}}} \left( 1 - \frac{t}{t_{\text{опр}}} \right) dt + \frac{I_{\text{ом}}^2 R_{\text{д}}}{T} \int_0^{t_{\text{опр}}} \left( 1 - \frac{t}{t_{\text{опр}}} \right)^2 dt = \\ &= \frac{I_{\text{ом}} t_{\text{опр}}}{T} \left( \frac{U_{\text{д0}}}{2} + \frac{I_{\text{ом}} R_{\text{д}}}{3} \right). \end{aligned}$$

5. Прочие потери мощности (на управление, в демпфирующих цепях, «подгрузки» и т.д.)  $\Delta P_{np}$ . В первом приближении их можно считать фиксированными.

Приступая к расчету, в формуле для индуктивности  $L_1$  можно положить  $\Delta P = 0$ , после чего, рассчитав потери мощности, уточнить полученное значение. Как показывает практика, для получения приемлемых результатов бывает достаточно 3-5 итераций.

Наконец, если заданы пульсации напряжения на нагрузке  $\Delta U_n$  можно определить емкость идеального выходного конденсатора  $C_{вых}$ . Для этого достаточно проинтегрировать его зарядный ток:

$$C_{вых} = \frac{1}{\Delta U_n} \int_0^{t_3} [i_o(t) - I_n] dt = \frac{I_{\partial m} t_{обp}}{2 \Delta U_n} \left( 1 - \frac{I_n}{I_{\partial m}} \right)^2,$$

где  $t_3 = \left( 1 - \frac{I_n}{I_{\partial m}} \right) t_{обp}$  - время заряда (см. рис. 2).

Для примера рассчитаем преобразователь со следующими исходными данными:

- вход:  $U_n = (170...370)B$ ;
- выход:  $U_n = 5B$  с пульсацией  $\Delta U_n = 0,05B$ ,  $I_n = 2A$  ( $P_n = 10Bm$ );
- частота преобразования –  $100кГц$  ( $T = 10 \cdot 10^{-6} C$ );
- транзистор: IRFRC20 ( $U_{к max} \leq 600B$ ,  $I_{к max} \leq 1,3A$ ,  $R_m = 4,4Om$ ,  $C_m = 50 \cdot 10^{-12} \Phi$ );
- диод: два параллельно включенных MBRS240 ( $U_{\partial 0} = 0,333B$ ,  $R_o = 0,013Om$ );
- сердечник трансформатора: 77120-A7 Magnetics (материал - KoolMμ,  
 $\mu = (1,5625 - 2,2135 \cdot 10^{-4} H) \cdot 10^{-4} m \cdot M / A$ ,  $S = 19,2 \cdot 10^{-6} m^2$ ,  $l = 42,3015 \cdot 10^{-3} m$ ,  
 $V_c = 812 \cdot 10^{-9} m^3$ ,  $\Delta P_{nep} = 1,042175 B_m^2 f^{1,46} V_c Bm / m^3$ );
- сопротивление датчика тока  $R_{\partial m}$  - из условия падения напряжения на нем  $1B$  при токе  $i_k = I_{к m}$ .

Положив  $U_{к m max} = 451B$  и  $t_{n min} = 0$ , получаем:

$$n = \frac{U_n + U_{\partial 0}}{U_{к m max} - U_{n max}} = \frac{5 + 0,333}{451 - 370} = 0,06584,$$

$$U_{\partial m max} = n U_{n max} + U_n = 0,06584 \cdot 370 + 5 \approx 29,361[B],$$

$$t_{обp} = \frac{T - t_{n min}}{1 + \frac{U_n + U_{\partial 0}}{n U_{n min}}} = \frac{10 - 0}{1 + \frac{5 + 0,333}{0,06584 \cdot 170}} \cdot 10^{-6} \approx 6,77 \cdot 10^{-6} [C],$$

$$t_{np max} = \frac{U_n + U_{\partial 0}}{n U_{n min}} t_{обp} = \frac{5 + 0,333}{0,06584 \cdot 170} \cdot 6,77 \cdot 10^{-6} \approx 3,23 \cdot 10^{-6} [C],$$

$$I_{\partial m} = \frac{2TP_n}{U_n t_{обp}} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 10}{5 \cdot 6,77 \cdot 10^{-6}} \approx 5,906 [A],$$

$$\Delta P_{\partial} = \frac{I_{\partial m} t_{обp}}{T} \left( \frac{U_{\partial 0}}{2} + \frac{I_{\partial m} R_{\partial}}{3} \right) = \frac{5,906 \cdot 6,77 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-6}} \left( \frac{0,333}{2} + \frac{5,906 \cdot 0,013}{3} \right) \approx 0,768 [Bm]$$

Далее – несколько итераций для определения количеств витков обмоток, потерь мощности и КПД. При этом полагалось следующее:

- $U_n = U_{n min}$  и, соответственно,  $t_{np} = t_{np max}$ ;
- обмотки трансформатора – однослойные;
- диаметр провода обмоток – не более  $0,355mm$ ;
- толщина изоляции между обмотками I и II, включая обмотку питания СУ –  $0,28mm$ .
- прочие потери составляют  $0,8Bt$ .

Таблица

Шаг	0	1	2	3
$L_1 \cdot 10^{-6}, \Gamma H$	1504,8	1208,7	1191,9	1190,5
$I_{км}, A$	0,365	0,454	0,460	0,461
$w_1$	153	138	137	137
$w_2$	10	9	9	9
$H_m, A/м$	1318	1481	1492	1493
$\mu \cdot 10^{-4}, m \cdot м/A$	1,4166	1,3986	1,3974	1,3973
$B_m, m$	0,1868	0,2071	0,2086	0,2086
$R_{ом}, Ом$	2,7430	2,2032	2,1726	2,1700
$R_1, Ом$	3,917	2,715	2,695	2,695
$R_2, Ом$	0,008	0,007	0,007	0,007
$\Delta P_{ом}, Вт$	0,039	0,049	0,050	0,050
$\Delta P_m, Вт$	0,135	0,170	0,173	0,173
$\Delta P_{1,2}, Вт$	0,119	0,115	0,116	0,116
$\Delta P_{неп}, Вт$	0,589	0,724	0,734	0,734
$\Delta P, Вт$	2,450	2,625	2,641	2,641
КПД	0,803	0,792	0,791	0,791

Наконец, емкость идеального выходного конденсатора

$$C_{вых} = \frac{I_{ом} t_{обп}}{2\Delta U_n} \left(1 - \frac{I_n}{I_{ом}}\right)^2 = \frac{5,906 \cdot 6,77 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,05} \left(1 - \frac{2}{5,906}\right)^2 \approx 175 \cdot 10^{-6} [\Phi].$$

Представляет интерес получить зависимости КПД от мощности в нагрузке  $P_n$  и питающего напряжения  $U_n$  при теперь уже известных количествах витков обмоток и других параметрах схемы. Это можно сделать, например, следующим образом.

Задав значение амплитуды тока коллектора, определяем длительности прямого и обратного ходов:

$$t_{np} = L_1 \frac{I_{км}}{U_n} \text{ и } t_{обп} = \frac{nU_n}{U_n + U_{д0}} t_{np} \text{ (здесь так же, как и ранее, при расчете индуктивности } L_1$$

следует положить  $\mu = \mu(0,5H_m)$ , где  $H_m = \frac{I_{км} w_1}{l}$ ).

Далее можем рассчитать потребляемую мощность  $P_n$  и мощности потерь в датчике тока  $\Delta P_{ом}$ , транзисторе  $\Delta P_m$ , в активном сопротивлении первичной обмотки  $\Delta P_1$  и на перемагничивание  $\Delta P_{неп}$ . В результате баланс мощностей  $P_n = P_n + \Delta P$  превращается в квадратное уравнение относительно амплитуды тока через диод  $I_{ом}$ :

$$\frac{t_{обп}}{T} \left( \frac{R_2 + R_d}{3} I_{ом}^2 + \frac{U_n + U_{д0}}{2} I_{ом} \right) + \Delta P_{ом} + \Delta P_m + \Delta P_1 + \Delta P_{неп} + \Delta P_{np} = P_n,$$

решением которого является

$$I_{ом} = \sqrt{\left( \frac{3}{4} \cdot \frac{U_n + U_{д0}}{R_2 + R_d} \right)^2 + \frac{3T(P_n - \Delta P_{ом} - \Delta P_m - \Delta P_1 - \Delta P_{неп} - \Delta P_{np})}{t_{обп}(R_2 + R_d)} - \frac{3}{4} \cdot \frac{U_n + U_{д0}}{R_2 + R_d}}.$$

Теперь можем рассчитать мощность в нагрузке  $P_n$  и КПД.

На рис. 4 показаны расчетные зависимости КПД от мощности в нагрузке и питающего напряжения для рассмотренного выше примера.

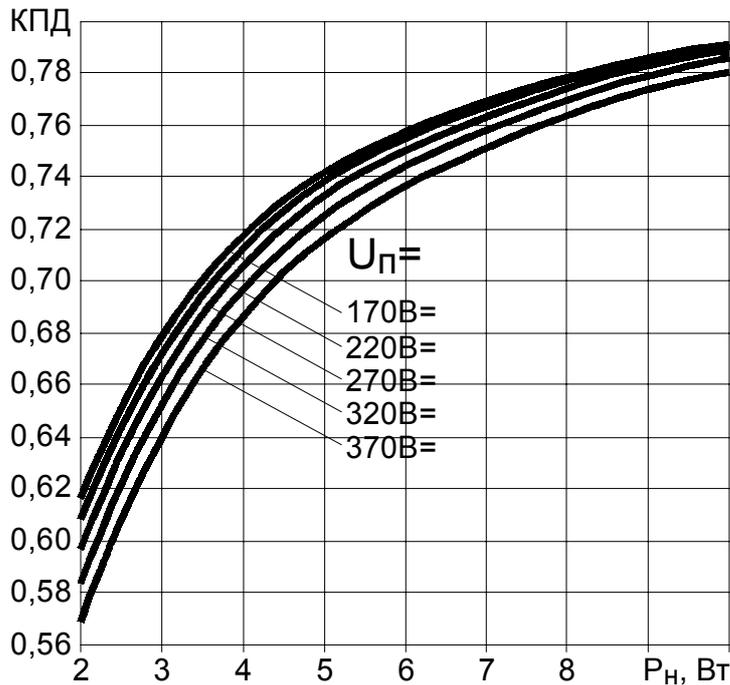


Рис. 4.

#### Приложение

Активные сопротивления обмоток трансформатора, необходимые для расчета потерь мощности, зависят от длины провода, его диаметра и марки (удельного сопротивления). Например, активное сопротивление 1мм провода марки ПЭВ-2 [3] составляет

$$R_{1мм} \approx \frac{22}{D_{np}^2} \cdot 10^{-6} \text{ Ом},$$

где  $D_{np}$  - диаметр провода «по меди» (здесь и далее все размеры – в мм).

Длина провода и его диаметр зависят от конструкции трансформатора – типа сердечника, наличия и размеров каркаса, допустимого количества слоев провода в обмотках, количества проводов в них и т. д.

Продemonстрируем подход к определению активных сопротивлений обмоток на примере трансформатора на кольцевом сердечнике (торе).

Если кольцевой сердечник имеет внутренний диаметр  $D_{внутр}$ , то, как следует из рис. 5 (вид сверху), на него можно намотать в один слой  $w$  витков провода с диаметром «по изоляции»  $D_{np.из}$ :

$$w = \frac{2\pi}{2 \arcsin \frac{0,5D_{np.из}}{0,5(D_{внутр} - D_{np.из})}}.$$

Отсюда

$$D_{np.из} = \frac{D_{внутр}}{1 + \frac{1}{\sin \frac{\pi}{w}}}.$$

Диаметр провода «по меди» для марок ПЭВ-2 и ПЭВТЛ-2 [3] составит

$$D_{пр} \approx \frac{D_{пр.из} - 0,025}{1,079}.$$

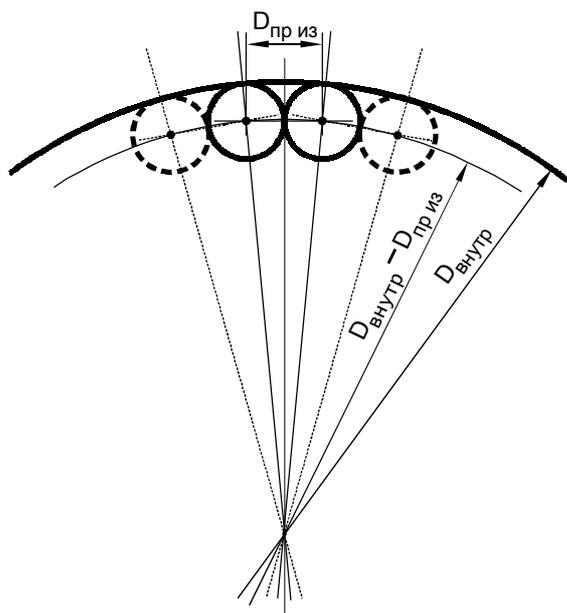


Рис. 5.

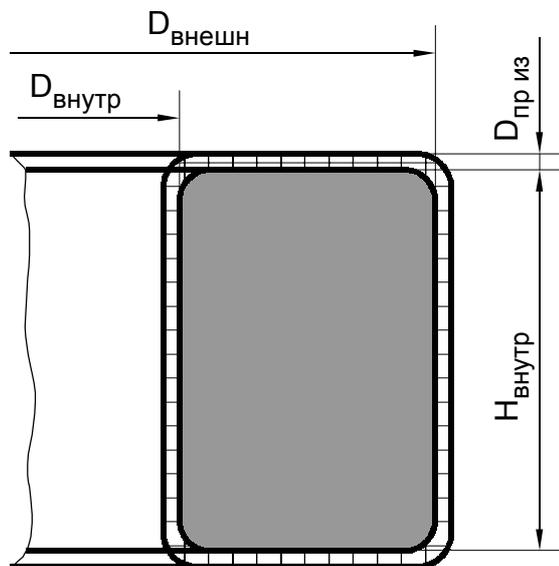


Рис. 6.

Следовательно, если необходимо намотать  $w$  витков в один слой на сердечник, имеющий внутренний диаметр  $D_{внутр}$ , и учитывая с помощью коэффициента укладки  $k_{укл} \leq 1$  то обстоятельство, что реально укладываемое количество витков всегда меньше расчетного, диаметр провода «по меди» должен быть не более

$$D_{пр} \approx 0,9268 \left( \frac{D_{внутр}}{1 + \frac{k_{укл} \pi}{w}} - 0,025 \right).$$

Длина провода обмотки в  $w$  витков в первом приближении (по средней линии), как следует из рис. 6 (вид спереди – в разрезе), составит

$$L_w \approx w [2(H_{внутр} + 2D_{пр.из}) + D_{внешн} - D_{внутр}].$$

Следовательно, активное сопротивление обмотки

$$R_w = 22 \cdot 10^{-6} \frac{L_w}{D_{пр}^2}.$$

Вторая обмотка, наматываемая поверх первой через слой изоляции толщиной  $S_{из}$ , рассчитывается таким же образом с учетом того, что внешний диаметр  $D_{внешн}$  и высота  $H_{внутр}$  сердечника увеличились, а его внутренний диаметр  $D_{внутр}$  уменьшился - на величину  $2(D_{пр.из} + S_{из})$ .

\*\*\*

Таким образом, рассмотрена работа и предложена методика расчета обратноходового преобразователя напряжения (ОПН) при номинальной мощности в нагрузке. Для полноты картины следует рассмотреть работу ОПН при превышении мощностью в нагрузке номинального значения, то есть формирование выходной характеристики ОПН в режиме перегрузки.

Очевидно, что с уменьшением сопротивления нагрузки  $R_n$  неизбежно наступит момент, когда тока коллектора достигнет уровня ограничения (допустим,  $I_{км}$ ). Следовательно, выходное напряжение (на нагрузке)  $U_n$ , стабилизируемое до того при помощи цепи обратной связи на номинальном уровне  $U_{н.ном}$ , начнет уменьшаться. Это, в свою очередь, приведет к увеличению длительности обратного хода  $t_{обр}$ . С момента,

когда  $T - t_{обр} = \frac{L_1 I_{км}}{U_n}$ , ОПН, рассчитанный на работу в прерывном режиме [при

номинальной мощности в нагрузке], перейдет в непрерывный режим ( $T$  - период переключений транзистора,  $L_1$  - индуктивность первичной обмотки трансформатора, а  $U_n$  - входное напряжение).

Рассмотрим эти два этапа подробно.

На первом из них (рис. 7), когда еще сохраняется прерывный режим, длительность прямого хода постоянна:

$$t_{пр} = \frac{L_1 I_{км}}{U_n}.$$

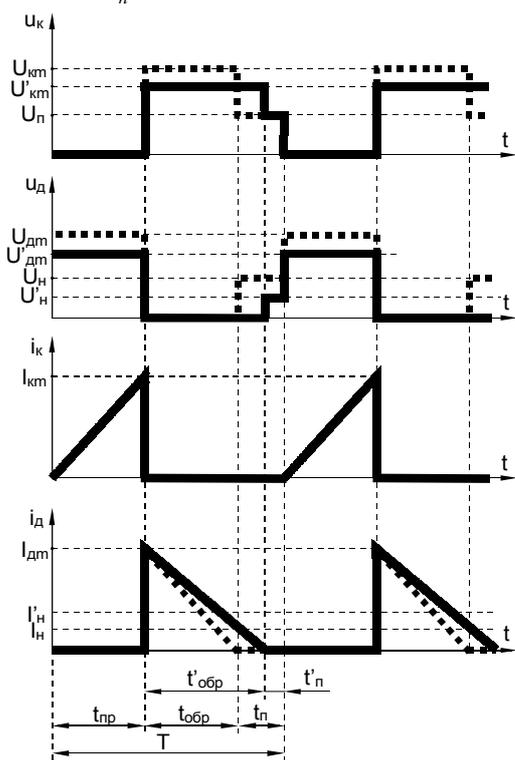


Рис. 7.

Длительность же обратного хода зависит от выходного напряжения:

$$t_{обр} = \frac{n U_n t_{пр}}{U_n + U_{\partial 0}},$$

где  $n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}$  - коэффициент трансформации, а  $U_{\partial 0}$  - падение напряжения на выпрямительном диоде.

Отсюда – выходное напряжение  $U_n^*$ , соответствующее граничному режиму:

$$U_n^* = \frac{nU_n t_{np}}{T - t_{np}} - U_{\delta 0}.$$

Определение зависимости  $I_n(U_n)$  на этом этапе, то есть при выходных напряжениях  $U_n \in [U_{н.ном}; U_n^*]$ , сводится к определению мощности в нагрузке  $P_n = U_n I_n$ , которая, с другой стороны, есть постоянная (заданная) потребляемая мощность

$$P_n = \frac{U_n I_{км} t_{np}}{2T} = \frac{L_1 I_{км}^2}{2T} \text{ за вычетом мощности потерь } \Delta P.$$

Составляющие мощности потерь были подробно рассмотрены ранее. Подставив их выражения в уравнение баланса мощностей  $P_n = P_n + \Delta P$ , получим квадратное уравнение относительно амплитуды тока через диод  $I_{дм}$ , решив которое и найдем

$$\text{искомую зависимость } I_n(U_n) = \frac{t_{обр}}{2AT} \left( \sqrt{0,25B^2 + AC} - 0,5B \right),$$

$$\text{где } A = \frac{R_2 + R_\delta}{3}, \quad B = \frac{U_n + U_{\delta 0}}{2}, \quad C = \frac{P_n - \Delta P_{ном} T}{t_{обр}},$$

$\Delta P_{ном} = \Delta P_m + \Delta P_{дм} + \Delta P_1 + \Delta P_{пер} + \Delta P_{np}$  – мощность потерь, не зависящих от входного напряжения.

Далее следует второй этап - непрерывный режим (рис. 8).

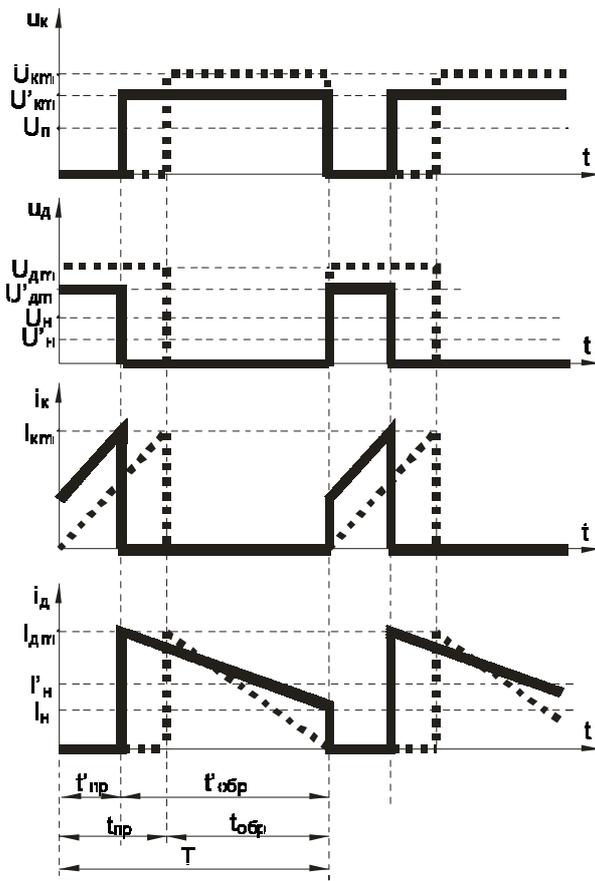


Рис. 8.

Установившийся режим работы ОПН на этом этапе описывается следующей системой уравнений:

$$T = t_{np} + t_{обр};$$

$$t_{np} = \frac{L_1 \Delta I_{\kappa}}{U_n};$$

$$t_{обп} = \frac{n U_n t_{np}}{U_n + U_{\partial 0}};$$

$$P_n = P_n + \Delta P;$$

$$P_n = \frac{U_n}{T} \int_0^{t_{np}} \left( I_{\kappa m} - \Delta I_{\kappa} + \Delta I_{\kappa} \frac{t}{t_{np}} \right) dt = \frac{U_n t_{np}}{T} \left( I_{\kappa m} - \frac{\Delta I_{\kappa}}{2} \right);$$

$$P_n = U_n I_n;$$

$$I_n = \frac{1}{T} \int_0^{t_{обп}} \left( I_{\partial m} - \Delta I_{\partial} \frac{t}{t_{обп}} \right) dt = \frac{t_{обп}}{T} \left( I_{\partial m} - \frac{\Delta I_{\partial}}{2} \right);$$

$$\Delta P = \Delta P_m + \Delta P_{\partial m} + \Delta P_1 + \Delta P_{nep} + \Delta P_2 + \Delta P_{\partial} + \Delta P_{np};$$

После преобразований получим баланс мощностей в виде:

$$P_n = \bar{t}_{обп} (R_2 + R_{\partial}) I_{\partial, cp}^2 + \bar{t}_{обп} (U_n + U_{\partial 0}) I_{\partial, cp} + \bar{t}_{обп} \frac{R_2 + R_{\partial}}{3} \Delta I_{\partial, cp}^2 + \Delta P_{nocm},$$

$$\text{где } \bar{t}_{обп} = \frac{t_{обп}}{T}, I_{\partial, cp} = I_{\partial m} - \Delta I_{\partial, cp}, \Delta I_{\partial, cp} = \frac{\Delta I_{\partial}}{2}.$$

Таким образом, имеем квадратное уравнение

$$A I_{\partial, cp}^2 + B I_{\partial, cp} - C = 0,$$

$$\text{где } A = R_2 + R_{\partial}, B = U_n + U_{\partial 0} \text{ и } C \approx \frac{P_n - \Delta P_{nocm}}{\bar{t}_{обп}}.$$

$$\text{Его решение дает амплитуду тока через диод } I_{\partial, cp} = -\frac{B}{2A} + \sqrt{\left(\frac{B}{2A}\right)^2 + \frac{C}{A}} \text{ и,}$$

соответственно, ток нагрузки  $I_n$  в зависимости от выходного напряжения  $U_n$ .

Для рассмотренного выше примера ( $U_{н.ном} = 5B$ ;  $T = 10 \text{ мкс}$ ;  $I_{\kappa m} = 0,461A$ ; сердечник трансформатора - 77120-A7 Magnetics с объемом  $V_c = 812 \cdot 10^{-9} \text{ м}^3$ ;  $L_1 = 1190,5 \text{ мкГн}$ ; активные сопротивления обмоток -  $R_1 = 2,695 \text{ Ом}$  и  $R_2 = 0,007 \text{ Ом}$ ;  $n = 0,06584$ ; амплитудное значение индукции  $B_m = 0,2086 \text{ Тл}$ ; транзистор - IRFRC20 с сопротивлением в открытом состоянии  $R_m = 4,4 \text{ Ом}$  и выходной емкостью  $C_m = 50 \text{ нФ}$ ; диод - 2×MBRS240 с падением напряжения  $U_{\partial 0} = 0,333 \text{ В}$  и сопротивлением  $R_{\partial} = 0,013 \text{ Ом}$ , сопротивление датчика коллекторного тока -  $R_{\partial m} = 2,17 \text{ Ом}$ ) на рис. 9 представлены зависимости  $I_n(U_n)$  для разных значений входного напряжения  $U_n = (170 \dots 370) \text{ В}$ . Как видим, они практически совпадают друг с другом и довольно линейны на начальных участках, поэтому с достаточной для инженерной практики точностью могут быть аппроксимированы прямой линией, проходящей через точки, соответствующие, например,  $I_n(U_{н.ном})$  и  $I_n(U_n^*)$  для  $U_n = U_{н.макс}$ . Уравнение этой прямой и может быть использовано для формирования выходной характеристики ОПН в режиме перегрузки.

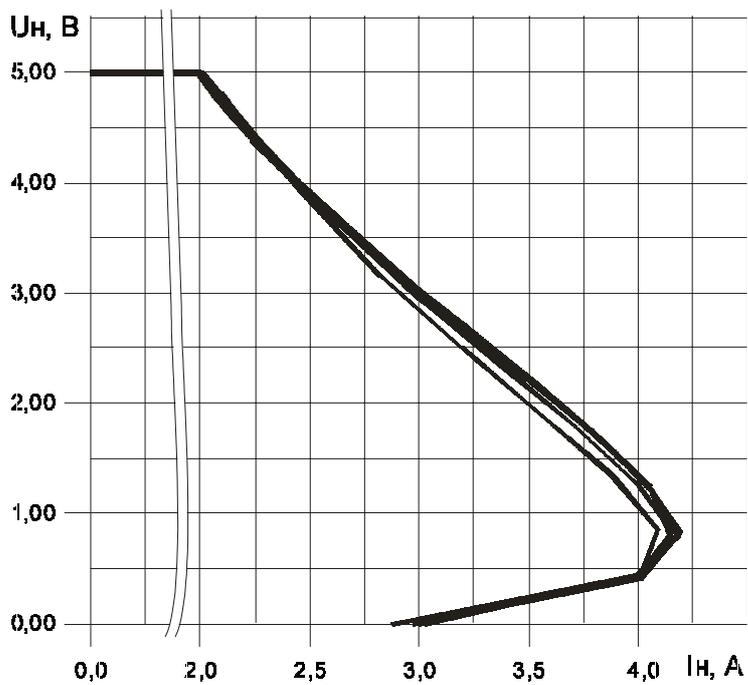


Рис. 9.

Литература

1. Ненахов С.М. Анализ процесса запуска обратноходового преобразователя напряжения. – «Электрическое питание», 2005 г., №1, с. 16-17 и №2, с. 15-17.
2. ПЯ0.707.180ТУ.
3. Белоруссов Н.И. и др. Электрические кабели, провода и шнуры / Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988 г.

*Опубликовано в журнале «Электрическое питание», 2005 г., №3, с. 10-13 и 2006 г., №2, с. ...-....*