

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТАНОВИВШЕГОСЯ РЕЖИМА В ПОВЫШАЮЩЕМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

А. И. ЗАЙЦЕВ, Б. А. ЛАПИН, А. Т. МИХАЛЕВ

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ)

Для получения регулируемого постоянного напряжения, превышающего напряжение первичного источника питания, применяются, как правило, преобразователи, содержащие звено переменного тока и регулятор напряжения, стоящий на стороне постоянного или переменного тока. В тех случаях, когда не требуется гальваническая развязка между выходом и входом, более целесообразно выполнять повышающие преобразователи по схеме с непосредственной связью, приведенной на рис. 1. В этой схеме превышение выходного напряжения над напряжением первичного источника достигается за счет периодически повторяющихся процессов заряда индуктивности от источника питания в интервалах замкнутого положения ключа K и разряда через диод D на емкость C в интервалах разомкнутого положения этого ключа. Величина выходного напряжения преобразователя регулируется изменением относительной продолжительности включения ключа K .

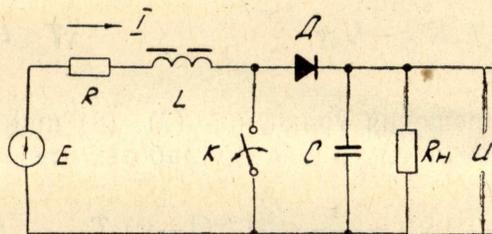


Рис. 1

В отличие от обычных преобразователей с непосредственной связью, выходное напряжение которых не превышает напряжения источника питания, повышающие преобразователи с непосредственной связью сравнительно слабо изучены.

В настоящей работе проводится исследование квазиустановившегося режима в схеме преобразователя рис. 1 при допущении, что диод D и ключ K обладают идеальными свойствами.

Ниже рассматривается наиболее типичный случай, когда переменная составляющая выходного напряжения пренебрежимо мала по сравнению со средним напряжением. Уравнения электрического равновесия схемы для обоих интервалов периода имеют вид:

$$L \frac{dI_{\sim}}{dt} + (I_0 + I_{\sim})R = E \quad 0 \leq t \leq \gamma T; \quad (1)$$

$$L \frac{dI_{\sim}}{dt} + (I_0 + I_{\sim})R = E - (U_0 + U_{\sim}) \quad \gamma T \leq t \leq T; \quad (2)$$

$$C \frac{dU_{\sim}}{dt} + \frac{U_0 + U_{\sim}}{R_H} = 0 \quad 0 \leq t \leq \gamma T; \quad (3)$$

$$C \frac{dU_{\sim}}{dt} + \frac{U_0 + U_{\sim}}{R_H} = I_0 + I_{\sim} \quad \gamma T \leq t \leq T, \quad (4)$$

где

T — период повторения;

γ — относительная продолжительность включения ключа K ;

I_0 , U_0 , I_{\sim} , U_{\sim} — соответственно постоянные и переменные составляющие тока дросселя и выходного напряжения. Составляющие I_{\sim} , U_{\sim}

удовлетворяют условию $\int_0^T I_{\sim} dt = \int_0^T U_{\sim} dt = 0$. (5)

Составляющая I_0 находится по среднему напряжению на дросселе по закону Ома:

$$I_0 = \frac{1}{RT} \left\{ \int_0^T E dt + \int_{\gamma T}^T [E - (U_0 + U_{\sim})] dt \right\} \approx \frac{E\gamma + (E - U_0)(1 - \gamma)}{R}. \quad (6)$$

При нахождении выражения для переменной составляющей тока дросселя целесообразно пренебречь переменной составляющей выходного напряжения.

При этом условии уравнения для определения I_{\sim} после подстановки (6) в (1) и (2) принимают вид

$$L \frac{dI_{\sim}}{dt} + I_{\sim}R = U_0(1 - \gamma), \quad 0 \leq t \leq \gamma T; \quad (7)$$

$$L \frac{dI_{\sim}}{dt} + I_{\sim}R = -U_0\gamma, \quad \gamma T \leq t \leq T. \quad (8)$$

Приближенные решения уравнений (7), (8) при условии (5), соответствующем установившемуся режиму работы, имеют вид

$$I_{\sim}(t) = \frac{U_0}{L}(1 - \gamma)t - \frac{1}{2} \frac{U_0}{L} \gamma(1 - \gamma) T, \quad 0 \leq t \leq \gamma T, \quad (9)$$

$$I_{\sim}(t) = -\frac{U_0}{L} \gamma(t - \gamma T) + \frac{1}{2} \frac{U_0}{L} \gamma(1 - \gamma) T, \quad \gamma T \leq t \leq T. \quad (10)$$

Форма тока дросселя показана на рис. 2.

Зная выражение для полного тока дросселя ($I_0 + I_{\sim}$), нетрудно определить составляющую U_0 выходного напряжения.

В установившемся режиме работы получаемый конденсатором в течение периода заряд равен нулю. Поэтому, учитывая, что конденсатор разряжается током $\frac{U_0 + U_{\sim}}{R_H}$ в течение всего периода, а заряжается током $I_0 + I_{\sim}$ только в интервале периода $\gamma T \leq t \leq T$, можно записать следующее равенство:

$$\int_{\gamma T}^T (I_0 + I_{\sim}) dt - \int_0^T \frac{U_0 + U_{\sim}}{R_H} dt = 0, \quad (11)$$

где I_{\sim} определяется выражением (10).

Разрешая (11) относительно U_0 , учитывая при этом соотношения (5), (6) и (10), получим уравнение регулировочной характеристики преобразователя

$$u_0 = \frac{1 - \gamma}{\frac{1}{r_H} + (1 - \gamma)^2}, \quad (12)$$

где $u_0 = \frac{U_0}{E}$; $r_H = \frac{R_H}{R}$ — относительные значения напряжения и сопротивления.

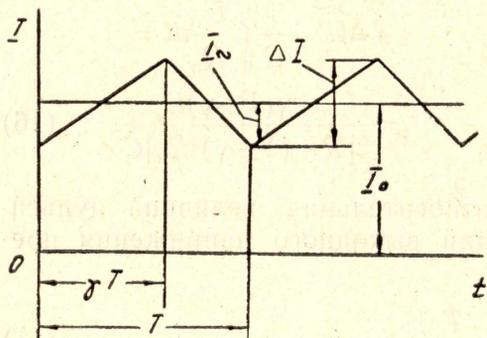


Рис. 2. Ток в цепи дросселя

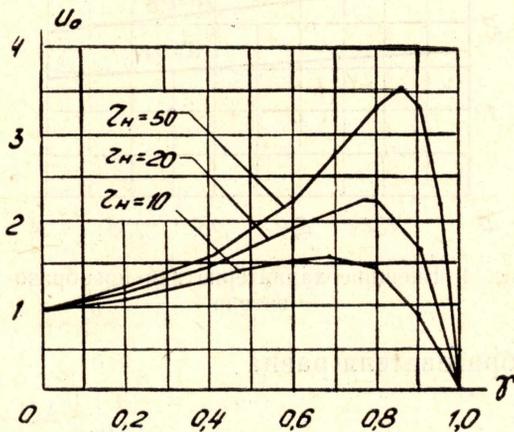


Рис. 3. Регулировочные характеристики преобразователя

На рис. 3 приведено семейство регулировочных характеристик, построенное согласно (12) для трех значений параметра r_H .

Исследование (12) показывает, что при $\gamma = 1 - \sqrt{\frac{1}{r_H}}$ выходное напряжение максимально и равно

$$u_{0\text{макс}} = \frac{1}{2} \sqrt{r_H}. \quad (13)$$

Уравнение внешней характеристики преобразователя получается из уравнения (12) заменой $r_H = \frac{u_0}{i_H}$.

$$u_0 = \frac{1}{1 - \gamma} - \frac{i_H}{(1 - \gamma)^2}, \quad (14)$$

где $i_H = \frac{I_H}{E} R$ — относительный ток.

Семейство внешних характеристик преобразователя для ряда значений γ , построенное согласно (14), представлено на рис. 4.

Соотношения (6) и (12) позволяют получить приближенное выражение для к. п. д. преобразователя, не учитывающее потери в дросселе, ключе К и диоде Д:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{1}{(1-\gamma)^2 r_n}} \quad (15)$$

Уравнение переменной составляющей выходного напряжения U_{\sim} может быть найдено путем интегрирования исходных уравнений (3),

(4). Однако больший интерес представляют выражения для размаха пульсаций выходного напряжения. Размах пульсаций напряжения ΔU равен уменьшению напряжения в интервале периода $0 \leq t \leq \gamma T$, когда конденсатор разряжается током $\frac{U_0}{R_n}$. На

основании сказанного

$$\begin{aligned} \Delta U &= \frac{1}{C} \int_0^{\gamma T} \frac{U_0}{R_n} dt = \\ &= \frac{\gamma(1-\gamma)E}{[R + (1-\gamma)^2 R_n]C} \quad (16) \end{aligned}$$

относительная величина пульсаций выходного напряжения пре-

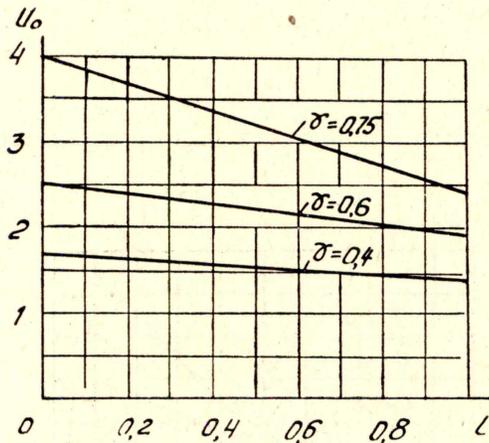


Рис. 4. Внешние характеристики преобразователя

образователя равна

$$\Delta u = \frac{\Delta U}{U_0} = \gamma \frac{T}{R_n C} \quad (17)$$

Проверка на макете преобразователя подтвердила правильность полученных теоретических результатов.

Выводы

1. Преобразователь по схеме рис. 1 позволяет регулировать выходное напряжение вверх от напряжения первичного источника, причем диапазон регулирования пропорционален сопротивлению нагрузки;
2. Внешние характеристики преобразователя линейные, причем их наклон возрастает с увеличением выходного напряжения.
3. Размах пульсаций выходного напряжения не зависит от индуктивности дросселя и обратно пропорционален постоянной времени выходной цепи преобразователя и частоте коммутации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ш. М. Размадзе. Преобразовательные схемы и системы. «Высшая школа», 1967.
2. Б. Бедфорд, Р. Хофт. Теория автономных инверторов. «Энергия», 1969.
3. О. И. Хасаев. Транзисторные преобразователи напряжения и частоты. «Наука», 1966.