

СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

А. И. ЗАЙЦЕВ, Б. А. ЛАПИН

(Представлена научным семинаром электромеханического факультета)

Усилители мощности, использующие принцип широтно-импульсной модуляции напряжения первичного источника и последующей демодуляции с помощью сглаживающего фильтра (рис. 1), находят широкое применение в преобразовательной технике, в частности, как источники питания радиоэлектронной аппаратуры. Ключевой режим регулирующего элемента и отсутствие звена переменного тока обуславливают высокие технико-экономические показатели импульсных преобразователей. Несмотря на большое число публикаций, посвященных разработке принципиальных схем таких устройств [1, 2, 3], их теория разработана слабо [2]. В данной статье исследуются характеристики преобразователя в режиме непрерывного и прерывистого тока сглаживающего дросселя при работе от источника с нулевым внутренним сопротивлением.

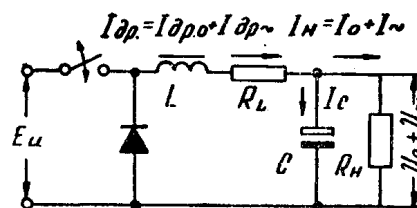


Рис. 1.

Внешние характеристики преобразователя в области непрерывного тока

Для вывода уравнения внешней характеристики воспользуемся известным в теории импульсных систем [4] способом определения среднего значения установившегося процесса через передаточную функцию приведенной непрерывной части:

$$u_0 = \lim_{q \rightarrow 1} \frac{1 - e^{-\gamma q}}{q} \frac{\beta_1 \beta_2 r_H}{q^2 + (\beta_1 + \beta_2) q + (1 + r_H) \beta_1 \beta_2} \quad (1)$$

$$i_0 = \frac{u_0}{r_H} = \gamma \frac{1}{1 + r_H} \quad (2)$$

Здесь $u_0 = \frac{U_0}{E_n}$; $i_0 = \frac{I_0}{E_n} R_L$; $r_n = \frac{R_n}{R_L}$ — напряжение, ток и сопротивление в относительных единицах, q — безразмерный параметр преобразования Лапласа.

Из (1) и (2) может быть получено уравнение внешней характеристики преобразователя, справедливое в области непрерывного тока дросселя (рис. 2):

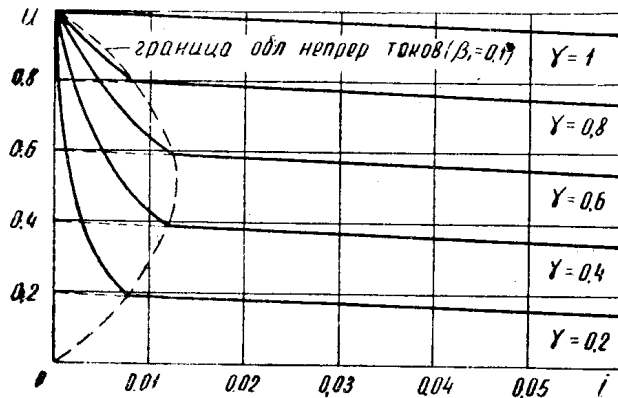


Рис. 2.

$$u_0 = \gamma - i_0 \quad (3)$$

Умножив (3) на E_n получим в абсолютных единицах:

$$U_0 = \gamma E_n - I_0 R_L. \quad (4)$$

Если учесть падение напряжения на управляемом (ΔU_1) и неуправляемом (ΔU_2) вентилях преобразователя, уравнение (4) преобразуется к виду:

$$U_0 = \gamma (E_n - \Delta U_1) - (1 - \gamma) \Delta U_2 - I_n R_L. \quad (5)$$

Анализ выражений (3) — (5) показывает, что в области непрерывного тока возможно плавное регулирование выходного напряжения в пределах от 0 до напряжения источника питания, причем жесткость характеристик во всем диапазоне регулирования неизменна и равна

$$G = \frac{di}{du} = -1$$

Радикальным способом увеличения жесткости является применение обратных связей по напряжению и току. В первом случае уравнение характеристики имеет вид:

$$U_0 \cong \frac{1}{K_u} \left(U_y - I_0 \frac{R_L}{k_y \cdot k_{ш} \cdot E_n} \right). \quad (6)$$

Здесь U_y — напряжение управления,
 k_u — коэффициент обратной связи по напряжению,
 k_y — коэффициент усиления усилителя,
 $k_{ш}$ — коэффициент преобразования широтного модулятора.

Из (6) следует, что в замкнутой системе жесткость существенно возрастает, причем теоретическим пределом являются абсолютно жесткие характеристики при

$$k_y \cdot k_{ш} \rightarrow \infty$$

Характеристики преобразователя с положительной обратной связью по току имеют вид:

$$U_0 = U_y \cdot k_{ш} \cdot E_n - I_0 (R_L - k_I \cdot k_{ш} \cdot E_n). \quad (7)$$

Здесь k_I — коэффициент обратной связи по току.

Очевидно, что выбором k_I можно добиться абсолютной жесткости и даже получить восходящие характеристики.

Пульсации тока и напряжения

Исследование пульсаций выходного напряжения и тока дросселя в точной дискретной форме для данной системы трудоемко и неоправдано из-за громоздкости конечного результата. Эту задачу можно существенно упростить, если пренебречь влиянием пульсаций напряжения на величину и форму тока дросселя. Возникающую при этом погрешность оценим позднее с помощью второго приближения. С целью упрощения выкладок целесообразно оперировать лишь с переменными составляющими тока и напряжения, отделив их средние значения, определяемые (1), (2). С учетом сказанного имеем:

$$-\frac{di_{др.\sim}}{dt} + \beta_1 i_{др.\sim} = \beta_1 (1 - \gamma - u_{\sim}) \cong \beta_1 (1 - \gamma) \quad 0 \leq \bar{t} \leq \gamma \quad (8)$$

$$-\frac{di_{др.\sim}}{dt} + \beta_1 i_{др.\sim} = -\beta_1 (\gamma + u_{\sim}) \cong -\beta_1 \gamma \quad \gamma \leq \bar{t} \leq 1 \quad (8a)$$

Здесь \bar{t} — относительное время.

Решениями (8) и (8a) и их линейными приближениями будут:

$$i_{др.\sim} = (1 - \gamma) - \frac{1 - e^{-\beta_1(1-\gamma)}}{1 - e^{-\beta_1}} e^{-\beta_1 \bar{t}} \cong (1 - \gamma) \beta_1 \bar{t} - \frac{\beta_1 \gamma (1 - \gamma)}{2} \quad 0 \leq \bar{t} \leq \gamma \quad (9)$$

$$i_{др.\sim} = -\gamma + \frac{1 - e^{-\beta_1 \gamma}}{1 - e^{-\beta_1}} e^{-\beta_1(\bar{t}-\gamma)} \cong -\beta_1 \gamma (\bar{t} - \gamma) + \frac{\beta_1 \gamma (1 - \gamma)}{2} \quad \gamma \leq \bar{t} \leq 1 \quad (9a)$$

Из (9), (9a) находится размах пульсаций тока:

$$\Delta i_{др.} = \frac{(1 - e^{-\beta_1 \gamma}) [1 - e^{-\beta_1(1-\gamma)}]}{[1 - e^{-\beta_1}]} \cong \beta_1 \gamma (1 - \gamma) \quad (10)$$

и коэффициент пульсаций:

$$k_i = \frac{i_{др. m}}{i_0} = \frac{1}{2} \beta_1 (1 - \gamma) (1 + r_n) \quad (11)$$

Простые и достаточно точные выражения для выходного напряжения u_{\sim} можно получить, если пренебречь проводимостью нагрузки для переменной составляющей тока. Это допущение является общепринятым в теории сглаживающих фильтров и выполняется достаточно точно. С учетом этого исходные уравнения запишутся в виде:

$$\frac{du_{\sim}}{dt} = \beta_1 \beta_2 r_n (1 - \gamma) \bar{t} - \frac{1}{2} \beta_1 \beta_2 r_n \gamma (1 - \gamma) \quad 0 \leq \bar{t} \leq \gamma \quad (12)$$

$$\frac{du_{\sim}}{dt} = -\beta_1 \beta_2 r_n \gamma (\bar{t} - \gamma) + \frac{1}{2} \beta_1 \beta_2 r_n \gamma (1 - \gamma) \quad \gamma \leq \bar{t} \leq 1 \quad (12a)$$

Решениями (12), (12a), описывающими вынужденный процесс в системе, являются выражения:

$$u_{\sim} = \frac{1}{2} \beta_1 \beta_2 r_n (1 - \gamma) \left[\bar{t}^2 - \gamma \bar{t} + \frac{1}{6} \gamma (2\gamma - 1) \right] \quad 0 \leq \bar{t} \leq \gamma \quad (13)$$

$$u_{\sim} = -\frac{1}{2} \beta_1 \beta_2 r_n \gamma \left[(\bar{t} - \gamma)^2 - (1 - \gamma)(\bar{t} - \gamma) - \frac{1}{6} (1 - \gamma) (2\gamma - 1) \right] \quad \gamma \leq \bar{t} \leq 1 \quad (13a)$$

Своих амплитудных значений кривая напряжения достигает при $\bar{t} = \frac{1}{2} \gamma$
и $\bar{t} = \frac{1+\gamma}{2}$:

$$u_{m\sim}^{(-)} = -\frac{1}{24} \beta_1 \beta_2 r_H \cdot (1-\gamma)(2-\gamma) \quad (14)$$

$$u_{m\sim}^{(+)} = -\frac{1}{24} \beta_1 \beta_2 r_H \gamma (1-\gamma)(1+\gamma) \quad (14a)$$

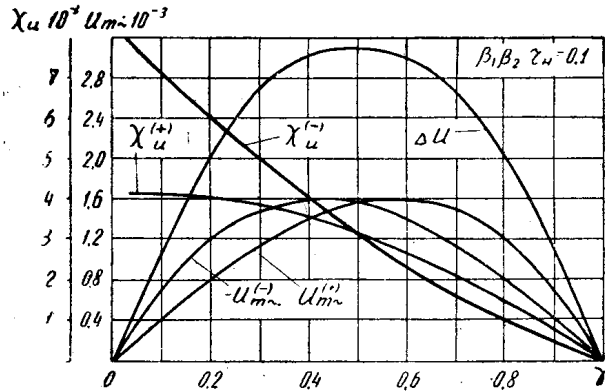


Рис. 3.

Из (14), (14a) следует, что положительная и отрицательная амплитуды u_{\sim} не равны друг другу и изменяются при изменении ширины импульсов (рис. 3). Отрицательная амплитуда имеет наибольшую величину при

$$\gamma = 1 - \frac{1}{\sqrt{3}};$$

$$u_{m\sim\text{макс}}^{(-)} = -\frac{\sqrt{3}}{108} \beta_1 \beta_2 r_H =$$

$$= -\frac{\sqrt{3}}{108} \cdot \frac{1}{LC \cdot f^2} \quad (15)$$

Положительная амплитуда u_{\sim} достигает своего максимума при $\gamma = \frac{1}{\sqrt{3}}$:

$$u_{m\sim\text{макс}}^{(+)} = \frac{\sqrt{3}}{108} \beta_1 \beta_2 r_H = \frac{\sqrt{3}}{108} \cdot \frac{1}{LC \cdot f^2} \quad (15a)$$

Помимо среднего значения u_0 и амплитуды пульсаций выходное напряжение характеризуется размахом пульсаций

$$\Delta u = u_{m\sim}^{(+)} - u_{m\sim}^{(-)} = \frac{1}{2} \beta_1 \beta_2 r_H \gamma (1-\gamma) = \frac{0,125}{LC \cdot f^2} \gamma (1-\gamma) \quad (16)$$

и коэффициентами пульсаций:

$$\begin{aligned} \chi_u^{(-)} &= \frac{|u_{m\sim}^{(-)}|}{u_0} = \frac{1}{24} \beta_1 \beta_2 (1+r_H)(1-\gamma)(2-\gamma) \cong \\ &\cong \frac{1}{24} \frac{(1-\gamma)(2-\gamma)}{LC \cdot f^2} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \chi_u^{(+)} &= \frac{|u_{m\sim}^{(+)}|}{u_0} = \frac{1}{24} \beta_1 \beta_2 (1+r_H)(1-\gamma)(1+\gamma) \cong \\ &\cong \frac{1}{24} \frac{(1-\gamma)(1+\gamma)}{LC \cdot f^2} \end{aligned} \quad (17a)$$

Как видно из рис. 3, оба коэффициента монотонно увеличиваются при изменении γ от 1 до 0, причем $\chi_u^{(-)} \geq \chi_u^{(+)}$ при $\gamma \leq 0,5$; $\chi_u^{(-)} \leq \chi_u^{(+)}$ при $\gamma \geq 0,5$.

Учитывая, что $\beta_1 \beta_2 r_H = \frac{1}{LC \cdot f^2}$, на основании (13)–(17a), можно сделать вывод, что пульсации выходного напряжения не зависят от среднего значения тока нагрузки.

Погрешность решения уравнений (8), (8a), возникающая при отбрасывании u_{\sim} , оценивается с помощью (13), (13a), (18). Можно по-

казать, что она не превосходит $\frac{1}{2} x_{и доп}$, где $x_{и доп}$ — допустимый по техническим условиям коэффициент пульсаций, не превосходящий обычно 1—2%.

Характеристики преобразователя в области прерывистого тока

Режим прерывистого тока дросселя характеризуется тем, что к концу паузы ток дросселя уменьшается до нуля. Исходя из этого, уравнение границы обеих областей найдется из условия:

$$i_0 + i_{др.}(\bar{t} = 1) = 0$$

Используя (9а), получаем:

$$i_{0 гр.} = -\frac{1}{2} \beta_1 \gamma (1 - \gamma) \quad (18)$$

Наибольший граничный ток имеет место при $\gamma = 0,5$ (рис. 2).

Приближенное выражение для внешней характеристики в области прерывистого тока имеет вид:

$$u_0 = 1 - \frac{2i_0}{\beta_1 \gamma^2 + 2i_0} \quad (19)$$

Жесткость характеристик определяется выражением

$$G = - \frac{(\beta_1 \gamma^2 - 2i_0)^2}{2\beta_1 \gamma^2} \quad (20)$$

Анализ (19), (20) показывает, что при переходе в область прерывистого тока жесткость характеристик значительно уменьшается. Внутри области жесткость максимальна на границе:

$$G_{\max} = - \frac{1}{\beta_1}$$

и минимальна в точке идеального холостого хода:

$$G_{\min.} = - \frac{1}{2} \beta \gamma^2$$

Плохие регулировочные свойства преобразователя в области прерывистого тока указывают на целесообразность работы в области непрерывного тока. Чтобы рабочая точка не выходила за ее пределы при уменьшении тока нагрузки, необходимо выбрать параметр β_1 по условию:

$$\beta_1 < 8i_{н мин.} \quad (21)$$

Если минимальный ток нагрузки настолько мал, что выполнить условие (21) затруднительно или нецелесообразно, к выходу преобразователя можно подключить балластное сопротивление, удовлетворяющее условию:

$$r_B \leq \frac{2 - \beta_1 (1 - u_{0 мин.})}{\beta_1 (1 - u_{0 мин.})} \quad (22)$$

Здесь $u_{0 мин.}$ — нижний предел регулирования.

Размах пульсаций выходного напряжения в области прерывистых токов приближенно определяется выражением

$$\Delta u = - \frac{\beta_2 r_{н} i_0}{4\beta_1^2 \gamma^2} [\beta_1 (2 - \gamma) - 2i_0]^2$$

Своего наибольшего значения Δu достигает на границе режимов

$$\Delta u_{\text{макс.}} = \frac{1}{2} \beta_{1,2} r_{\text{н}} \gamma (1 - \gamma)$$

и обращается в нуль в точке идеального холостого хода.

Сравнение (17), (23), (24) показывает, что размах пульсаций внутри области прерывистых токов меньше, чем в области непрерывного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. О. А. Коссов. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений, «Энергия», 1964.
2. В. М. Порсов. Ключевой стабилизированный выпрямитель на транзисторах, «Электричество», № 5, 1965.
3. В. И. Александрин. Импульсные стабилизаторы напряжения на транзисторах. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 7, 1961.
4. Я. Э. Цыпкин. Теория линейных импульсных систем, 1963.