

УСТАНОВИВШИЕСЯ ПРОЦЕССЫ В ИМПУЛЬСНОМ СТАБИЛИЗАТОРЕ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

О. С. ВАДУТОВ

(Представлена научно-техническим семинаром кафедры автоматики и телемеханики)

Импульсный стабилизатор постоянного напряжения (рис. 1, а), в котором широтно-импульсной модулятор состоит из генератора пилообразного напряжения (ГПН), схемы сравнения и формирующего устройства, может рассматриваться как релейная система, работающая в режиме вынужденных колебаний [1].

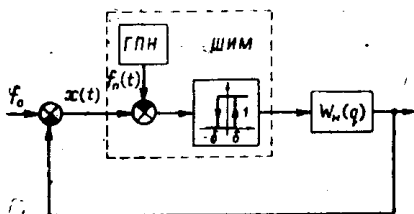
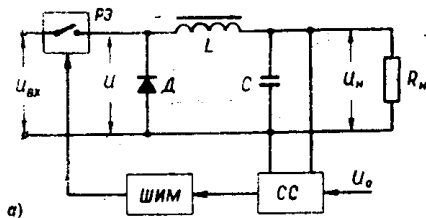


Рис. 1.

В этой релейной системе (рис. 1, б) релейный элемент объединяет формирующий элемент самого модулятора и регулирующий элемент (РЭ) стабилизатора, работающий в ключевом режиме. Внешним периодическим сигналом для системы является выходной сигнал ГПН $f_n(t)$.

В [1] найдены условия устойчивости установившегося режима, при котором РЭ переключается с периодом T выходного сигнала ГПН и постоянной скважностью его замкнутого состояния γ_0 . В настоящей статье будут определены условия существования этого установившегося режима.

Для удобства, как и в [1], все переменные будем записывать в относительных единицах:

$$\begin{aligned} z &= U_n / U_{вх} && \text{— выходное напряжение стабилизатора;} \\ y &= U / U_{вх} && \text{— выходной сигнал модулятора;} \\ x &= (U_0 - U_n) / U_{вх} && \text{— входной сигнал модулятора;} \\ f_0 &= U_0 / U_{вх} && \text{— опорный сигнал (уставка).} \end{aligned}$$

При допущении, что сопротивления РЭ и диода Д в непроводящем состоянии равны бесконечности, а в проводящем состоянии удовлетворяют условию $R_{рЭ} \approx R_n$, непрерывная часть стабилизатора в режиме непрерывных токов описывается уравнением

$$T_0^2 \frac{d^2 z}{dt^2} + 2\zeta T_0 \frac{dz}{dt} + z = \kappa_n y, \quad (1)$$

где

$$\kappa_n = R_n / (R + R_n);$$

$$T_0 = \sqrt{LC\kappa_n};$$

$$\xi = (L + RR_n C) / 2\sqrt{LCR_n(R + R_n)};$$

$$R = R_L + R_{p3} \approx R_L + R_d;$$

R_L — активное сопротивление дросселя.

Передаточная функция непрерывной части, записанная через безразмерный параметр преобразования Лапласа $q = pT$, равна

$$W_n(q) = \frac{\kappa_n P_n(q)}{Q_n(q)} = \frac{\kappa_n \beta^2}{q^2 + 2\xi\beta q + \beta^2}, \quad (2)$$

где $\beta = T/T_0$.

Выходной сигнал модулятора в схеме рис. 1б определяется выражением

$$y = \begin{cases} 1 & \text{при } x_1 - \delta > 0, \quad \dot{x}_1 > 0 \text{ и} \\ & x_1 + \delta > 0, \quad \dot{x}_1 < 0; \\ 0 & \text{при } x_1 - \delta < 0, \quad \dot{x}_1 > 0 \text{ и} \\ & x_1 + \delta < 0, \quad \dot{x}_1 < 0, \end{cases} \quad (3)$$

где $x_1 = f_0 - z \doteq f_n$.

Для исследования установившихся процессов в стабилизаторах рассматриваемого класса могут быть использованы методы, развитые в теории релейных систем [2].

При наличии внешнего периодического воздействия в релейной системе возможны следующие режимы:

- 1) режим вынужденных колебаний с частотой внешнего воздействия (синхронный режим);
- 2) режим субгармонических колебаний с частотой, в целое число раз меньшей частоты внешнего воздействия;
- 3) режим биений между автоколебаниями и вынужденными колебаниями.

Рабочим режимом для стабилизатора является первый режим, характеризующийся минимальными энергетическими потерями и минимальными пульсациями выходного напряжения. Определим условия существования этого режима.

Предположим, что в системе имеет место периодический режим с частотой внешнего воздействия (рис. 2). В этом случае на вход непрерывной части поступает последовательность прямоугольных импульсов с периодом T и относительной длительностью $\gamma_0 T$ и все величины изменяются периодически с периодом T . Обозначим периодически изменяющиеся величины через $\tilde{x}(t)$, $\tilde{y}(t)$ и $\tilde{z}(t)$.

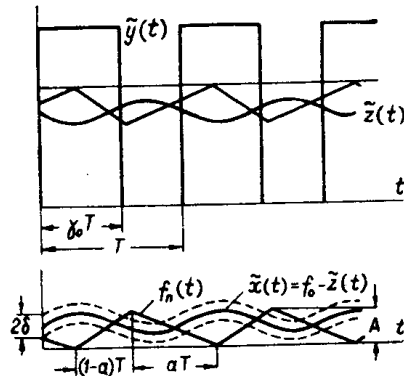


Рис. 2.

Внешний периодический сигнал при условии, что отсчет времени ведется от начала импульса, поступающего на вход непрерывной части, определяется выражением:

$$f_n(t) = \begin{cases} f_2(t) = \frac{A}{aT}(\varphi - t) & \text{при } 0 \leq t \leq \varphi; \\ f_1(t) = \frac{A}{(1-a)T}(t - \varphi) & \text{при } \varphi \leq t \leq \varphi + (1-a)T; \\ f_2(t) = \frac{A}{aT}(T + \varphi - t) & \text{при } \varphi + (1-a)T \leq t \leq T, \end{cases} \quad (4)$$

где φ — фаза синхронизации.

Согласно [2] в системе будет существовать синхронный режим, когда выполнены следующие условия:

1) моментов переключения

$$\tilde{x}_1(0) = f_0 - f_n(0) - \tilde{z}(0) = \delta, \quad (5)$$

$$\tilde{x}_1(\gamma_0 T) = f_0 - f_n(\gamma_0 T) - \tilde{z}(\gamma_0 T) = -\delta;$$

2) направления переключения

$$\dot{\tilde{x}}_1(0) = -\dot{f}_n(0) - \dot{\tilde{z}}(0) > 0, \quad (6)$$

$$\dot{\tilde{x}}_1(\gamma_0 T) = -\dot{f}_n(\gamma_0 T) - \dot{\tilde{z}}(\gamma_0 T) < 0;$$

3) отсутствия дополнительных переключений внутри периода

$$\tilde{x}_1(t) = f_0 - f_n(t) - \tilde{z}(t) > -\delta \quad \text{при } 0 \leq t \leq \gamma_0 T, \quad (7)$$

$$\tilde{x}_1(t) = f_0 - f_n(t) - \tilde{z}(t) < \delta \quad \text{при } \gamma_0 T \leq t \leq T.$$

Значения выходной координаты системы $\tilde{z}(t)$ и ее производной, входящие в эти условия, можно найти, просуммировав реакции непрерывной части на бесконечную последовательность импульсов, предшествовавших моменту времени $t=0$:

$$\tilde{z}(0) = \kappa_n \sum_{v=1}^l C_{v0} \frac{e^{q_v} - e^{(1-\gamma_0)q_v}}{1 - e^{q_v}}; \quad (8)$$

$$\dot{\tilde{z}}(0) = \frac{\kappa_n}{T} \sum_{v=1}^l C_v \frac{e^{q_v} - e^{(1-\gamma_0)q_v}}{1 - e^{q_v}}; \quad (9)$$

$$\tilde{z}(\gamma_0 T) = \kappa_n \sum_{v=1}^l C_{v0} \frac{e^{\gamma_0 q_v} - 1}{1 - e^{q_v}}; \quad (10)$$

$$\dot{\tilde{z}}(\gamma_0 T) = \frac{\kappa_n}{T} \sum_{v=1}^l C_v \frac{e^{\gamma_0 q_v} - 1}{1 - e^{q_v}}. \quad (11)$$

Здесь

$$C_{v0} = \frac{P_n(q_v)}{Q_n'(q_v) q_v}; \quad C_v = \frac{P_n(q_v)}{Q_n'(q_v)};$$

q_v — полюса передаточной функции непрерывной части.

Подставляя в (5) значения $f_n(0)$ и $f_n(\gamma_0 T)$ согласно (4), получим выражения, определяющие моменты переключения релейного элемента в следующем виде:

$$f_0 - \frac{A\varphi}{aT} - \tilde{z}(0) = \delta, \quad (12)$$

$$f_0 - \frac{A}{(1-a)T} (\gamma_0 T - \varphi) - \tilde{z}(\gamma_0 T) = -\delta.$$

Исключая отсюда f_0 , найдем

$$\varphi = a\gamma_0 T - \frac{a(1-a)}{A} (D + \delta), \quad (13)$$

где

$$D = \tilde{z}(0) - \tilde{z}(\gamma_0 T). \quad (14)$$

Синхронный режим в системе может существовать, если амплитуда сигнала $f_{\pi}(t)$ превышает некоторое критическое значение $A_{кр}$ [3, 4]. Значения $A_{кр}$ определим из очевидных необходимых условий:

$$0 \leq f_1(\gamma_0 T) \leq A; \quad (15)$$

$$0 \leq f_2(0) \leq A,$$

Эти условия с учетом (4) и (13) дают условия существования синхронного режима:

$$A \geq A_{1кр} = -\frac{a(D + \delta)}{\gamma_0}; \quad A \geq A_{2кр} = \frac{a(D + \delta)}{1 - \gamma_0}; \quad (16)$$

$$A \geq A_{3кр} = \frac{(1-a)(D + \delta)}{\gamma_0}; \quad A \geq A_{4кр} = -\frac{(1-a)(D + \delta)}{1 - \gamma_0}.$$

В наиболее часто встречающихся частных случаях формулы (16) запишутся:

1) при $a = 0$ (модуляция заднего фронта импульса)

$$A \geq A_{3кр} = \frac{D + \delta}{\gamma_0}; \quad A \geq A_{4кр} = -\frac{D + \delta}{1 - \gamma_0}; \quad (17)$$

2) при $a = 1$ (модуляция переднего фронта импульса)

$$A \geq A_{1кр} = -\frac{D + \delta}{\gamma_0}; \quad A \geq A_{2кр} = \frac{D + \delta}{1 - \gamma_0}. \quad (18)$$

Нетрудно видеть, что чем меньше значение амплитуды пилообразного напряжения A , тем больше крутизна характеристики широтно-импульсного модулятора, а следовательно, выше относительный коэффициент стабилизации стабилизатора. Поэтому желательно получить значения $A_{кр}$ как можно меньшие.

Рассмотрим влияние основных параметров стабилизатора на величину $A_{кр}$. На рис. 3 и 4 представлены зависимости критических значений амплитуд, рассчитанные по выражениям (17) для $a = 0$ и различных значениях β и δ . Аналогичные зависимости при $a = 1$, как легко заметить, сравнивая выражения (17) и (18), являются зеркальным отображением относительно линии $\gamma_0 = 0,5$ зависимостей, построенных для $a = 0$.

В практике чаще всего $\gamma_0 \approx f_0 > 0,5$. В этих случаях при наличии петли гистерезиса в формирующем элементе широтно-импульсного модулятора целесообразно использовать модуляцию заднего фронта ($a = 0$), при которой условия существования синхронного режима дают

меньшее, чем при других значениях a , критическое значение амплитуды пилообразного напряжения.

Полученные формулы позволяют рассчитать точные статические характеристики стабилизаторов рассматриваемого типа. В частности, исключая из уравнений (12) величину φ , найдем зависимость установив-

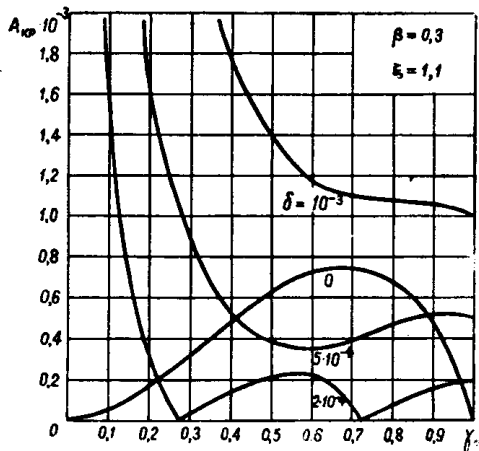


Рис. 3.

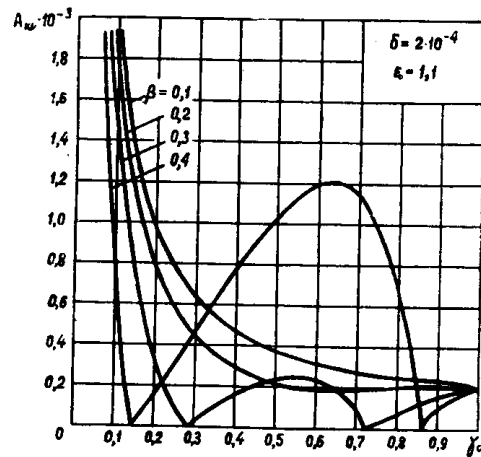


Рис. 4.

шейся относительной длительности импульсов γ_0 от уставки f_0 и параметров системы:

$$f_0 = (2a - 1)\delta + a\tilde{z}(0) + (1 - a)\tilde{z}(\gamma_0 T) + A\gamma_0. \quad (19)$$

Поскольку связь между γ_0 и постоянной составляющей выходного напряжения z_0 легко устанавливается, формула (19) позволяет получить точные статические характеристики широтно-импульсных стабилизаторов постоянного напряжения.

Выводы

1. Для импульсного стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией, который может рассматриваться как релейная система, работающая в режиме вынужденных колебаний, найдены условия существования синхронного режима и формула для расчета точных статических характеристик.

2. Показано, что в стабилизаторах этого типа целесообразнее использовать модуляцию заднего фронта импульсов.

ЛИТЕРАТУРА

1. О. С. Вадутов. Устойчивость установившегося режима в импульсном стабилизаторе постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией. В сб.: «Электротехническая аппаратура». Том. I. Устройства управления и контроля. М., «Энергия», 1971.
2. Я. З. Цыпкин. Теория релейных систем автоматического регулирования. М., Гостехиздат, 1955.
3. Г. С. Поспелов. Динамика релейных систем автоматического управления. В кн.: Современные методы проектирования систем автоматического управления. М., «Машиностроение», 1967.
4. Е. Г. Орлов, И. В. Булин-Соколов. Установившиеся процессы в импульсной системе регулирования электрических машин. «Электричество», 1970, № 4.