

АНАЛИЗ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ С УЧЕТОМ ВЛИЯНИЯ ТРАКТА МОДУЛЯТОР — ДЕМОДУЛЯТОР КАК РЕАЛЬНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕМЕНТА

В. И. Гостев

Киев

Анализу систем переменного тока посвящено много работ. В большинстве из них считается, что демодулятор является идеальным и при помощи эквивалентных передаточных функций производится анализ обычными методами, развитыми для систем постоянного тока. В некоторых случаях такой подход приводит к существенным погрешностям и не может быть оправдан. Дело в том, что сигнал после демодулятора представляет собой последовательность модулированных импульсов, которые затем сглаживаются фильтром демодулятора и последующими звеньями системы. Тракт модулятор — демодулятор, который является определяющим в системах переменного тока, строго нужно рассматривать как реальный импульсный элемент. Влияние тракта модулятор — демодулятор как импульсного элемента начинает сказываться значительно в системах с большим коэффициентом усиления, работающих на промышленной (50 гц) несущей частоте. Наличие тракта модулятор — демодулятор при определенных параметрах систем переменного тока и соотношении частот спектра входного сигнала и несущей может весьма влиять на динамику систем и даже приводить к их неустойчивости. В этих случаях системы переменного тока уже нельзя рассчитывать как системы постоянного тока. Требуются новые, более точные, чем метод эквивалентной передаточной функций, методы анализа таких систем, которые должны учитывать импульсный характер сигнала после демодулятора.

Поскольку всякую непрерывную систему, находящуюся под воздействием модулированной последовательности импульсов, можно рассматривать как импульсную систему, несмотря на то, что в явном виде в ней импульсный элемент отсутствует, и поскольку на выходе демодулятора (без учета фильтров) получаются модулированные импульсы, которые воздействуют на непрерывную часть, то можно систему переменного тока рассмотреть как импульсную систему и исследовать ее, используя аппарат теории линейных импульсных систем. Возможность анализа систем переменного тока как импульсных отмечена в работах [2—4].

Ниже приводится анализ систем переменного тока методом дискретного преобразования Лапласа.

1. АНАЛИЗ ТРАКТА МОДУЛЯТОР — ДЕМОДУЛЯТОР

Сначала проведем точный анализ на основе теории импульсных систем [1] тракта с модуляцией (рис. 1), состоящего из модулятора, безынерционного усилительного блока и демодулятора. Такой

тракт является определяющим в системах, работающих на несущей частоте.

На вход тракта поступает сигнал $x(t)$. На выходе модулятора вырабатывается гармонический сигнал на несущей частоте ω_n , промодулированный сигналом $x(t)$, который подается на вход модулятора. Сигнал на выходе модулятора имеет вид

$$e(t) = K_m x(t) \sin \omega_n t, \quad (1)$$

где K_m — коэффициент передачи модулятора. Такая модуляция называется «модуляцией с подавленной несущей». Результаты, полученные нами, легко могут быть распространены и для «модуляции с присутствующей несущей», которая определяется уравнением

$$e(t) = K_m [1 + m x(t)] \sin \omega_n t,$$

где m — постоянная модуляции.

Амплитудно-модулированный сигнал $e(t)$, проходя через безынерционный усилительный блок, усиливается в K_y раз (K_y — коэффициент усиления блока). Сигнал на выходе усилительного блока обозначим $e_1(t)$:

$$e_1(t) = K x(t) \sin \omega_n t, \quad (2)$$

где $K = K_m K_y$. Демодулятор осуществляет выделение реверсивной огибающей.

В демодуляторе будем различать собственно демодулятор, или прерыватель (ключ), и фильтр нижних частот (сглаживающий фильтр). Фильтр нижних частот на выходе демодулятора представим звеном первого порядка (инерционным звеном). Коэффициент передачи собственно демодулятора примем равным единице. Сигнал на выходе фильтра демодулятора обозначим через $z(t)$.

Рассмотрим теперь три случая, наиболее часто встречающиеся на практике.

а) Демодулятор однополупериодный и сглаживающий фильтр имеет переменные параметры, изменяющиеся скачком. При однополупериодном демодуляторе сигнал на выходе собственно демодулятора определяется:

$$y(t) = \begin{cases} e_1(t) = K x(t) \sin \omega_n t & \text{при } 2\pi n \leq \omega_n t \leq (2n+1)\pi \\ 0 & \text{при } (2n+1)\pi \leq \omega_n t \leq (2n+2)\pi, \end{cases} \quad (3)$$

т. е. представляет собой последовательность полусинусоид, промодулированных сигналом $x(t)$.

Введем относительное время $\bar{t} = t/T = n + \epsilon$, где T — период следования модулированных полусинусоид на выходе собственно демодулятора, равный периоду несущей частоты, $T = 2\pi/\omega_n$, $n = 0, 1, 2, \dots$, $0 \leq \epsilon \leq 1$. Тогда уравнение (3) перепишем в виде:

$$y(\bar{t}) = \begin{cases} e_1(\bar{t}) = K x(\bar{t}) \sin 2\pi \bar{t} & \text{при } n \leq \bar{t} \leq n + \gamma \\ 0 & \text{при } n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1, \end{cases} \quad (4)$$

где $\gamma = 0,5$ — относительная длительность каждой модулированной полусинусоиды.

Звено первого порядка (сглаживающий фильтр) на выходе демодулятора имеет различные параметры во время действия модулированных



Рис. 1.

полусинусоид и в промежутках между ними, т. е. обычная передаточная функция такого звена определяется

$$K(q) = \begin{cases} -\frac{k_1 q_1}{q - q_1} & \text{при } 0 \leq \epsilon \leq \gamma \\ -\frac{k'_1 q'_1}{q - q'_1} & \text{при } \gamma \leq \epsilon \leq 1, \end{cases} \quad (5)$$

где $q = pT$ — параметр обычного преобразования Лапласа, k_1 и q_1 — параметры сглаживающего фильтра во время действия полусинусоид, т. е. при $n \leq \bar{t} \leq n + \gamma$, k'_1 и q'_1 — параметры сглаживающего фильтра в промежутках между модулированными полусинусоидами, т. е. при $n + \gamma < \bar{t} \leq n + 1$. Примером такого однополупериодного демодулятора со сглаживающим фильтром, имеющим передаточную функцию (5), может служить обычный синхронный детектор, состоящий из инерционного звена, параметры которого коммутируются ключом.

Таким образом, процессы в рассматриваемом тракте с модуляцией описываются следующими уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dz(\bar{t})}{d\bar{t}} - q_1 z(\bar{t}) &= -k_1 q_1 e_1(\bar{t}), & n \leq \bar{t} \leq n + \gamma \\ \frac{dz(\bar{t})}{d\bar{t}} - q'_1 z(\bar{t}) &= 0, & n + \gamma < \bar{t} \leq n + 1 \end{aligned} \right\}. \quad (6)$$

где $e_1(\bar{t}) = Kx(\bar{t}) \sin 2\pi \bar{t}$, $\gamma = 0,5$.

В результате решения этих уравнений получаем:

$$\begin{aligned} Z^*(q, \epsilon) &= -k_1 q_1 K \left[\int_0^{\epsilon} e^{-q_1 \lambda} X^*(q, \lambda) \sin 2\pi \lambda d\lambda + \right. \\ &\quad \left. + \frac{e^{q_1 \gamma}}{e^q - e^{q_1 \gamma}} \int_0^1 e^{-q_1 \lambda} X^*(q, \lambda) \sin 2\pi \lambda d\lambda \right] e^{q_1 \epsilon} \end{aligned} \quad (7)$$

при $0 \leq \epsilon \leq \gamma$,

$$Z^*(q, \epsilon) = -k_1 q_1 K \left[e^{q_1 \gamma} \frac{e^q}{e^q - e^{q_1 \gamma}} \int_0^1 e^{-q_1 \lambda} X^*(q, \lambda) \sin 2\pi \lambda d\lambda \right] e^{q_1 (\epsilon - \gamma)} \quad (8)$$

при $\gamma \leq \epsilon \leq 1$,

где $q_{1cp} = q_1 \gamma + q'_1 (1 - \gamma)$, а $Z^*(q, \epsilon)$ и $X^*(q, \epsilon)$ — соответственно изображения в смысле дискретного преобразования Лапласа выходной $z(\bar{t})$ и входной $x(\bar{t})$ величин тракта с модуляцией.

б) Демодулятор однополупериодный и сглаживающий фильтр имеет постоянные параметры. Этот случай отличается от рассмотренного тем, что звено первого порядка (сглаживающий фильтр) на выходе демодулятора имеет одни и те же параметры во время действия модулированных полусинусоид и в промежутках между ними, т. е. обычная передаточная функция такого звена определяется

$$K(q) = -\frac{k_1 q_1}{q - q_1} \quad \text{при } 0 \leq \epsilon \leq 1. \quad (9)$$

В данном случае можно получить следующие уравнения, связывающие изображения выходной и входной величин тракта с модуляцией:

$$Z^*(q, \epsilon) = -k_1 q_1 K \left[\int_0^{\epsilon} e^{-q_1 \lambda} X^*(q, \lambda) \sin 2\pi \lambda d\lambda + \right. \\ \left. + \frac{e^{q_1}}{e^q - e^{q_1}} \int_0^1 e^{-q_1 \lambda} X^*(q, \lambda) \sin 2\pi \lambda d\lambda \right] e^{q_1 \epsilon} \quad (10)$$

при $0 < \epsilon < \gamma$,

$$Z^*(q, \epsilon) = -k_1 q_1 K \left[e^{q_1 \gamma} \frac{e^q}{e^q - e^{q_1}} \int_0^1 e^{-q_1 \lambda} X^*(q, \lambda) \sin 2\pi \lambda d\lambda \right] e^{q_1 (\epsilon - \gamma)} \quad (11)$$

при $\gamma < \epsilon < 1$.

в) Демодулятор двухполупериодный и сглаживающий фильтр имеет постоянные параметры. При двухполупериодном демодуляторе сигнал на выходе собственно демодулятора (ключа) определяется

$$y(t) = \begin{cases} e_1(t) = Kx(t) \sin \omega_n t & \text{при } 2\pi n < \omega_n t < (2n+1)\pi \\ -e_1(t) = -Kx(t) \sin \omega_n t & \text{при } (2n+1)\pi < \omega_n t < (2n+2)\pi, \end{cases} \quad (12)$$

т. е. представляет собой последовательность следующих одна за другой полусинусоид, промодулированных сигналом $x(t)$.

Введем в рассмотрение относительное время $\bar{t} = t/T = n + \epsilon$, где T — период следования модулированных полусинусоид на выходе собственно демодулятора, равный половине периода несущей частоты, $T = \pi/\omega_n$ (т. е. период следования полусинусоид в два раза меньше в этом случае, чем в рассмотренных предыдущих), $n = 0, 1, 2, \dots$

Тогда уравнение (12) можно переписать в виде

$$y(\bar{t}) = \begin{cases} Kx(\bar{t}) \sin \pi \bar{t} & \text{при } 2n < \bar{t} < 2n+1 \\ -Kx(\bar{t}) \sin \pi \bar{t} & \text{при } 2n+1 < \bar{t} < 2n+2. \end{cases} \quad (13)$$

Отметим, что относительная длительность каждой модулированной полусинусоиды в этом случае равна $\gamma = 1$. Переходя к смещенным решетчатым функциям, выражение (13) можно записать проще:

$$y(\bar{t}) = y[n, \epsilon] = Kx[n, \epsilon] \sin \pi \epsilon, \quad 0 < \epsilon < 1. \quad (14)$$

Сглаживающий фильтр имеет передаточную функцию, определяемую формулой (9).

Рассматривая систему с передаточной функцией (9), на которую воздействует смещенная решетчатая функция (14), можно определить связь между выходной $z(\bar{t})$ и входной $x(\bar{t})$ величинами тракта с моду-

лящей. Уравнение, связывающее изображения в смысле дискретного преобразования Лапласа выходной и входной величин, будет следующим:

$$Z^*(q, \epsilon) = -k_1 q_1 K \frac{e^{q_1 \epsilon}}{e^q - e^{q_1}} \left[e^q \int_0^\epsilon e^{-q_1 \lambda} X^*(q, \lambda) \sin \pi \lambda d\lambda + \right. \\ \left. + e^{q_1} \int_\epsilon^1 e^{-q_1 \lambda} X^*(q, \lambda) \sin \pi \lambda d\lambda \right] \quad (15)$$

при $0 \leq \epsilon \leq 1$.

Из выражений (7), (8), (10), (11) и (15) видно, что во всех трех случаях для тракта с модуляцией, состоящего из модулятора, безынерционного усилительного блока и демодулятора с фильтром, невозможно ввести понятие передаточной функции как отношения изображений в смысле дискретного преобразования Лапласа выходной и входной величин тракта, т. е. нельзя определить в явном виде отношение

$$K^*(q, \epsilon) = \frac{Z^*(q, \epsilon)}{X^*(q, \epsilon)}. \quad (16)$$

Нетрудно видеть, что рассмотренный тракт с модуляцией является в общем случае разомкнутой импульсной системой с амплитудно-импульсной модуляцией второго рода (АИМ II рода). Однако в случае, когда частота входного сигнала значительно меньше несущей частоты, тракт с модуляцией может быть представлен разомкнутой импульсной системой с амплитудно-импульсной модуляцией первого рода (АИМ I рода). Другими словами, когда огибающая в тракте с модуляцией изменяется незначительно за один период несущей, т. е. $x[n, \epsilon] \cong x[n]$ при $0 \leq \epsilon \leq 1$ и, следовательно, $X^*(q, \epsilon) = X^*(q)$, можно определить передаточные функции тракта с модуляцией как отношение изображений $Z^*(q, \epsilon)/X^*(q)$. На основании формул (7), (8), (10), (11), (15) для случаев а, б и в соответственно получим:

а)

$$K^*(q, \epsilon) = -\frac{k_1 q_1 K}{q_1^2 + 4\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \left[-q_1 \sin 2\pi\epsilon - 2\pi \cos 2\pi\epsilon + 2\pi \frac{e^q + e^{q_1(1-\gamma)}}{e^q - e^{q_{1cp}}} e^{q_1\epsilon} \right] \\ & \text{при } 0 \leq \epsilon \leq \gamma \\ & \left[2\pi \frac{e^q (1 + e^{q_1\gamma})}{e^q - e^{q_{1cp}}} e^{q_1(1-\gamma)} \right] \\ & \text{при } \gamma \leq \epsilon \leq 1; \end{aligned} \right. \quad (17)$$

б)

$$K^*(q, \epsilon) = -\frac{k_1 q_1 K}{q_1^2 + 4\pi^2} \left\{ \begin{aligned} & \left[-q_1 \sin 2\pi\epsilon - 2\pi \cos 2\pi\epsilon + 2\pi \frac{e^q + e^{q_1(1-\gamma)}}{e^q - e^{q_1}} e^{q_1\epsilon} \right] \\ & \text{при } 0 \leq \epsilon \leq \gamma \\ & \left[2\pi \frac{e^q (e^{-q_1\gamma} + 1)}{e^q - e^{q_1}} e^{q_1\epsilon} \right] \\ & \text{при } \gamma \leq \epsilon \leq 1; \end{aligned} \right. \quad (18)$$

в)

$$K^*(q, \epsilon) = -\frac{k_1 q_1 K}{q_1^2 + \pi^2} \left[-q_1 \sin \pi\epsilon + \pi \cos \pi\epsilon + \pi \frac{(e^q + 1)}{e^q - e^{q_1}} e^{q_1\epsilon} \right] \quad (19)$$

при $0 \leq \epsilon \leq 1$.

При отсутствии сглаживающего фильтра демодулятора тракт с модуляцией необходимо рассматривать как реальный импульсный элемент типа ключ или, при условии медленного изменения входного сигнала по сравнению с несущей частотой, как соединение простейшего импульсного элемента (ПИЭ) и формирующего элемента (ФЭ), который имеет обычную передаточную функцию

$$K_{\Phi}(q) = \frac{2\pi}{q^2 + 4\pi^2} (1 + e^{-q/2}) \quad (20)$$

при однополупериодном демодуляторе и

$$K_{\Phi}(q) = \frac{\pi}{q^2 + \pi^2} (1 + e^{-q}) \quad (21)$$

при двухполупериодном демодуляторе.

2. РАССМОТРЕНИЕ СИСТЕМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Как показывает анализ тракта с модуляцией, при строгом рассмотрении система переменного тока, имеющая тракт передачи, который состоит из модулятора, безынерционного усилительного блока переменного тока и демодулятора, структурно представляется соединением реального импульсного элемента (ИЭ) и непрерывной части (НЧ) (рис. 2), т. е. является импульсной системой автоматического управления.

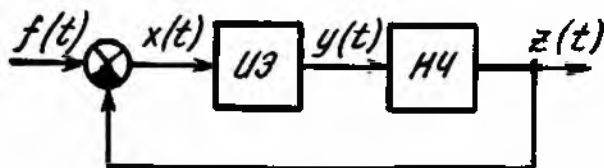


Рис. 2.

Замкнутая система переменного тока представляется замкнутой АИС II рода, точный анализ которой очень сложен. Однако приближенно, с достаточной степенью точности, такую систему нужно представить импульсной системой первого рода с формирующим элементом, передаточная функция которого определяется формулой (20), при однополупериодном демодуляторе, и формирующим элементом, передаточная функция которого определяется формулой (21), при двухполупериодном демодуляторе. АИС I рода с такими формирующими элементами довольно просто могут быть проанализированы на основе теории линейных импульсных систем. Ниже изложена методика анализа систем переменного тока как импульсных систем и те качественно новые результаты, которые получаются при рассмотрении систем переменного тока как импульсных.

Определим передаточную функцию системы переменного тока как импульсной системы первого рода, если система содержит безынерционный тракт модулятор — однополупериодный демодулятор и непрерывную часть с постоянными параметрами, передаточная функция которой имеет вид

$$K_{\text{н}}(q) = \frac{P(q)}{qQ(q)} \quad (22)$$

(в передаточную функцию непрерывной части входит и коэффициент усиления тракта с модуляцией). Приведенную непрерывную часть такой системы можно определить так:

$$K(q) = K_{\Phi}(q) K_{\text{н}}(q) = \frac{2\pi P(q)}{q(q^2 + 4\pi^2)Q(q)} (1 + e^{-q/2}) = K_1(q) + K_2(q), \quad (23)$$

где $K_1(q) = \frac{2\pi P(q)}{q(q^2 + 4\pi^2)Q(q)}$; $K_2(q) = K_1(q) e^{-q/2}$

На основании формул разложения можно записать:

$$K_1(q) = \frac{2\pi P(q)}{q(q^2 + 4\pi^2)Q(q)} = 2\pi c_{00} \cdot \frac{1}{q} + 2\pi \sum_{v=1}^{l-1+2} c_{v0} \frac{1}{q - q_v}, \quad (24)$$

где

$$\left. \begin{aligned} c_{00} &= \frac{P(q)}{Q(q)(q^2 + 4\pi^2)} \Big|_{q=0} \\ c_{v0} &= \frac{P(q)}{q[Q(q)(q^2 + 4\pi^2)]} \Big|_{q=q_v} \\ q_{l-1+1} &= j2\pi \\ q_{l-1+2} &= -j2\pi \end{aligned} \right\}. \quad (25)$$

Здесь l — число полюсов $K_n(q)$.

Дискретное преобразование Лапласа от $K_1(q)$ определяется

$$K_1^*(q, \varepsilon) = 2\pi c_{00} \frac{e^q}{e^q - 1} + 2\pi \sum_{v=1}^{l-1+2} c_{v0} \frac{e^q}{e^q - e^{q_v}} e^{q_v \varepsilon}. \quad (26)$$

Дискретное преобразование Лапласа от $K_2(q)$ можно найти на основании теоремы умножения $K_1(q)$ на $e^{-q\tau}$ (см. [1], теорема 28, стр. 230). В результате получим:

$$K_2^*(q, \varepsilon) = \begin{cases} 2\pi c_{00} \frac{1}{e^q - 1} + 2\pi \sum_{v=1}^{l-1+2} c_{v0} \frac{e^{q_v(1-\tau)}}{e^q - e^{q_v}} e^{q_v \varepsilon} \\ \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \tau \\ 2\pi c_{00} \frac{e^q}{e^q - 1} + 2\pi \sum_{v=1}^{l-1+2} c_{v0} \frac{e^q}{e^q - e^{q_v}} e^{q_v(\varepsilon - \tau)} \\ \text{при } \tau \leq \varepsilon < 1. \end{cases} \quad (27)$$

Складывая $K_1^*(q, \varepsilon)$ и $K_2^*(q, \varepsilon)$, окончательно находим формулу, определяющую передаточную функцию импульсной системы, эквивалентной системе с модулятором и однополупериодным демодулятором:

$$K^*(q, \varepsilon) = \begin{cases} 2\pi c_{00} \frac{e^q + 1}{e^q - 1} + 2\pi \sum_{v=1}^{l-1+2} c_{v0} \frac{e^q + e^{q_v(1-\tau)}}{e^q - e^{q_v}} e^{q_v \varepsilon} \\ \text{при } 0 \leq \varepsilon < \tau \\ 2\pi c_{00} \frac{2e^q}{e^q - 1} + 2\pi \sum_{v=1}^{l-1+2} c_{v0} \frac{e^q(1 + e^{q_v \tau})}{e^q - e^{q_v}} e^{q_v(\varepsilon - \tau)} \\ \text{при } \tau \leq \varepsilon < 1. \end{cases} \quad (28)$$

Аналогично определяются передаточные функции систем переменного тока, имеющих другие передаточные функции непрерывной части. Исследование систем с двухполупериодным демодулятором изложено в [5].

Проведем анализ простой следящей системы переменного тока, включающей в себя сельсины (модулятор), безынерционный усилительный блок, однополупериодный демодулятор и двигатель постоянного тока. Постоянная времени двигателя $T_d = 0,1$ сек, несущая частота $f_n = 50$ гц ($T = 0,02$ сек). Непрерывная часть системы определяется так:

$$K_n(p) = \frac{K}{p(T_d p + 1)} \quad \text{или} \quad K_n(q) = -\frac{KTq_1}{q(q - q_1)},$$

где $q_1 = -1/T_d$, $q = jT$, в коэффициент K входит и коэффициент усиления тракта с модуляцией. Отметим, что рассчитанная обычными

методами как система постоянного тока, данная следящая система устойчива при любом коэффициенте усиления K .

На основании формулы (28), в которой коэффициенты c_n определяются из формулы (25), находим передаточную функцию данной системы

$$K^*(q, \varepsilon) = \begin{cases} \frac{KT}{2\pi} \frac{e^\varepsilon + 1}{e^\varepsilon - 1} - \frac{2\pi KT}{q_1^2 + 4\pi^2} \frac{e^\varepsilon + e^{q_1(1-\gamma)}}{e^\varepsilon - e^{q_1}} e^{q_1\varepsilon} - \\ - \frac{KTq_1^2}{2\pi(q_1^2 + 4\pi^2)} \cos 2\pi\varepsilon + \frac{KTq_1}{q_1^2 + 4\pi^2} \sin 2\pi\varepsilon \\ \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \gamma \\ \frac{KT}{\pi} \frac{e^\varepsilon}{e^\varepsilon - 1} - \frac{2\pi KT}{q_1^2 + 4\pi^2} \cdot \frac{e^\varepsilon(1 + e^{q_1\gamma})}{e^\varepsilon - e^{q_1}} e^{q_1(\varepsilon-\gamma)} \\ \text{при } \gamma \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (29)$$

При $\varepsilon = 0$ из формулы (29) получаем:

$$K^*(q) = \frac{KT}{\pi} \frac{1}{e^q - 1} - \frac{2\pi KT}{q_1^2 + 4\pi^2} \cdot \frac{e^{q_1} + e^{q_1(1-\gamma)}}{e^q - e^{q_1}}. \quad (30)$$

Отсюда можно определить, что система имеет предельный коэффициент усиления, который можно вычислить, подставляя в выражение (30) $q = j\pi$ и приравнивая это выражение к единице. Для значений $q_1 = -0,2$ и $T = 0,02$, получаем $K = K_{пр} = 6,3 \cdot 10^3$.

Рассмотрим эту же систему с корректирующим звеном:

$$K_n(p) = \frac{K(T_n p + 1)}{p(T_n p + 1)} \quad \text{или} \quad K_n(q) = \frac{KTq_1(q - q_k)}{q_k q(q - q_1)}.$$

Примем $T_k = 0,04$, т. е. $q_k = -T/T_k = -0,5$.

В этом случае получаем:

$$K^*(q, \varepsilon) = \begin{cases} \frac{KT}{2\pi} \frac{e^\varepsilon + 1}{e^\varepsilon - 1} + \frac{2\pi KT(q_1 - q_k)}{q_k(q_1^2 + 4\pi^2)} \cdot \frac{e^\varepsilon + e^{q_1(1-\gamma)}}{e^\varepsilon - e^{q_1}} e^{q_1\varepsilon} - \\ - \frac{KTq_1(q_1 q_k + 4\pi^2)}{2\pi q_k(q_1^2 + 4\pi^2)} \cos 2\pi\varepsilon - \frac{KTq_1(q_1 - q_k)}{q_k(q_1^2 + 4\pi^2)} \sin 2\pi\varepsilon \\ \text{при } 0 \leq \varepsilon \leq \gamma, \\ \frac{KT}{\pi} \frac{e^\varepsilon}{e^\varepsilon - 1} + \frac{2\pi KT(q_1 - q_k)}{q_k(q_1^2 + 4\pi^2)} \cdot \frac{e^\varepsilon(1 + e^{q_1\gamma})}{e^\varepsilon - e^{q_1}} e^{q_1(\varepsilon-\gamma)} \\ \text{при } \gamma \leq \varepsilon \leq 1. \end{cases} \quad (31)$$

При $\varepsilon = 0$ из формулы (31) получаем:

$$K^*(q) = \frac{KT}{\pi} \frac{1}{e^q - 1} + \frac{2\pi KT(q_1 - q_k)}{q_k(q_1^2 + 4\pi^2)} \cdot \frac{e^{q_1} + e^{q_1(1-\gamma)}}{e^q - e^{q_1}}. \quad (32)$$

Подставляя в выражение (32) $q = j\pi$ и приравнивая это выражение к единице, вычисляем при значениях $q_1 = -0,2$ и $q_k = -0,5$ предельный коэффициент усиления: $K = K_{пр} = 7,3 \cdot 10^3$.

Можно показать, что системы переменного тока, разность степеней знаменателя и числителя передаточной функции непрерывной части которых не превышает двух, имеют предельный коэффициент усиления, выше которого системы неустойчивы (хотя расчет этих систем, как систем постоянного тока, показывает абсолютную устойчивость их при любом коэффициенте усиления). Увеличение коэффициента усиления

приводит в этом случае к изменению кривой переходного процесса: появляется и возрастает перерегулирование, увеличивается время регулирования, процесс из апериодического может стать колебательным и т. д. Эти результаты подтверждает экспериментальное исследование. Проверка теоретических данных выполнена на электронной моделирующей установке ЭМУ-8 с помощью разработанной приставки «модулятор — демодулятор». Схема приставки показана на рис. 3. Приставка состоит из модулятора, демодулятора (на поляризованных реле РП-4)

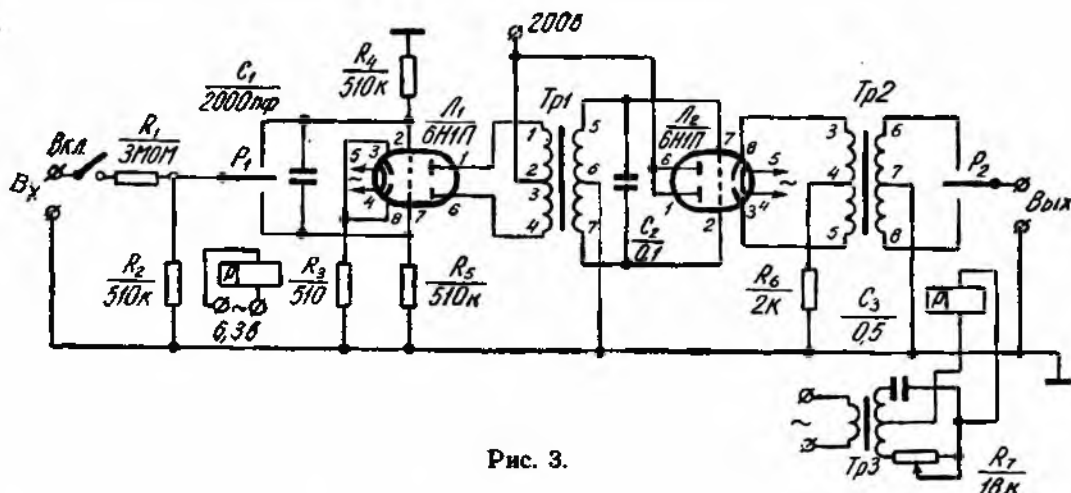


Рис. 3.

и безынерционного усилительного блока, собранного на электронных лампах Л1 и Л2. Приставка имеет большое входное сопротивление (более 3 мом), синусоидальную несущую на выходе модулятора (для выделения синусоидальной несущей служат подбороочные конденсаторы С1 и С2) и однополупериодный (при замыкании накоротко выводов 6—7 или 7—8 трансформатора Тр-2) или двухполупериодный выход демодулятора. Приставка обладает хорошей линейностью при изменении постоянного входного напряжения любой полярности от нуля до 10 вольт.

Анализ систем переменного тока как импульсных систем показывает, что наличие тракта модулятор — демодулятор при определенных параметрах систем и соотношении частот спектра входного сигнала и несущей может значительно влиять на динамику систем и даже приводить к их неустойчивости. Анализ сравнительно прост, имеет хорошую физическую интерпретацию и подтверждается экспериментальным исследованием.

ЛИТЕРАТУРА

1. Я. З. Цыпкин. Теория линейных импульсных систем. Физматгиз, 1963.
2. Н. П. Власов. Переходные процессы в некоторых фазовых детекторах. «Известия вузов. Электромеханика», 1960, № 2, стр. 24—37.
3. Е. Л. Львов. Передаточная функция системы автоматического регулирования, содержащей модулятор и однополупериодный демодулятор. «Автоматика и телемеханика», 1961, № 3, стр. 338—349.
4. Юлиус Т. Ту. Цифровые и импульсные системы автоматического управления. Изд-во «Машиностроение», 1964, стр. 12—13, 75—83.
5. В. И. Гостев. Анализ систем переменного тока методом дискретного преобразования Лапласа. «Известия вузов. Электромеханика», 1964, № 10.