

Модулятор с использованием высокоомных монокристаллов GaAs может быть с успехом применен для модуляции ИК-излучения в диапазоне длин волн 0,9—16 мк при частотах модуляции от нуля по крайней мере до 400 МГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Walsh T. E. RCA Rev., 27, 323, 1966.
2. Yariv A., Mead C. A., Parker J. V. IEEE Journ. of Quant. Electr., QE-2, 243, 1966.
3. Багаев В. С., Берозашвили Ю. Н., Келдыш Л. В. Письма в ЖЭТФ, 4, 364, 1966.
4. Николаев И. В., Засовин Э. А., Коблова М. М. «Радиотехника и электроника», 13, 2265, 1968.
5. Ho L., Bucher C. Appl. Opt., 2, 647, 1963.

Поступила в редакцию
28.9 1970 г.

Кафедра
физики колебаний

УДК 62—50

О. Д. АХМАТОВА, А. С. ПШЕННИКОВ

РАСЧЕТ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМАХ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

Исследование замкнутых линейных систем, содержащих элемент с передаточной функцией $e^{-\sqrt{pT}/T}$ (время распределенного запаздывания), может быть эффективно выполнено на плоскости комплексных частот $p = \delta + j\omega$.

Вычисление переходной характеристики (реакции системы на единичный скачок) с помощью обратного преобразования Лапласа осложняется тем, что функция $e^{-\sqrt{pT}}$ является неоднозначной функцией p . Поэтому при вычислении функции — оригинала $h(t)$ необходимо выбрать ту ветвь изображения $H(p)$, которая удовлетворяет достаточным условиям существования оригинала.

В работе [1] получено выражение для переходной характеристики системы, представленной на рис. 1, а в виде

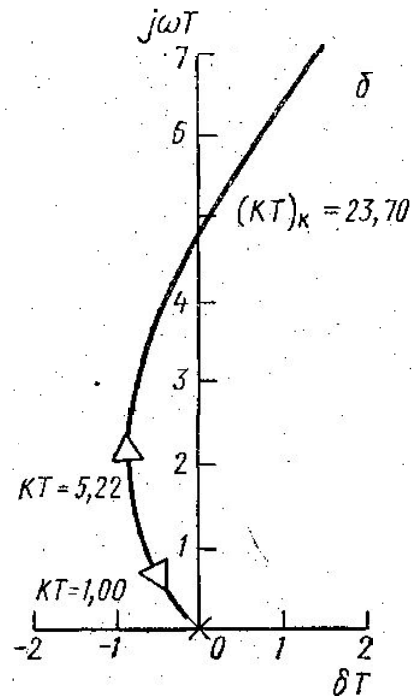
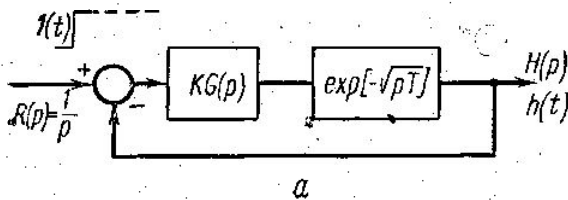


Рис. 1

$$h(t) \approx h_0 + \sum_k \text{Res} [H(p) e^{pt}, pk] - I(t). \quad (1)$$

Здесь h_0 — установившееся значение $h(t)$ при $t \rightarrow \infty$. Во втором члене использованы обозначения $H(p) = \frac{W(p)}{p}$, где $W(p) = \frac{kG(p) e^{-\sqrt{pT}}}{1 + kG(p) e^{-\sqrt{pT}}}$ — передаточная функция

замкнутой системы, $G(p) = \Psi_m(p)/\Phi_n(p)$ ($\Psi_m(p)$, $\Phi_n(p)$ — целые полиномы p , $n > m$), p_k — корни характеристического уравнения

$$1 + kG(p) e^{-\sqrt{pT}} = 0. \quad (2)$$

Третий член выражения (1)

$$I(t) = \frac{k}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\Phi_n(-\xi) \Psi_m(-\xi) \sin \sqrt{\xi T} e^{-\xi t} d\xi}{\xi [\Phi_n(-\xi) + 2k\Phi_n(-\xi) \Psi_m(-\xi) \cos \sqrt{\xi T} + k^2 \Psi_m^2(-\xi)]}$$

есть убывающая функция времени, появление которого обусловлено неоднозначностью изображения $H(p)$.

Наличие в решении $h(t)$ наряду с суммой вычетов, относительно полюсов, находящихся внутри контура интегрирования, вещественного интеграла $I(t)$ является существенной особенностью применения обратного преобразования Лапласа к неоднозначным функциям. Ряд авторов при вычислении переходных процессов в системах с распределенным запаздыванием не учитывает это обстоятельство, ограничиваясь лишь исследованием корней характеристического уравнения [2—4].

В настоящей работе приводится метод расчета переходных процессов в системах с распределенным запаздыванием с использованием преобразования Лапласа по формуле (1).

Для нахождения корней p_k характеристического уравнения (2) при изменении значения параметра K используется метод траекторий корней [5]. Вещественный интеграл $I(t)$ вычисляется на ЦВМ. Применение метода траекторий корней позволяет проследить изменение свойств системы при изменении свободного параметра K и найти область устойчивости. Выделение однозначной ветви функции $H(p)$ приводит к необходимости исследовать корни уравнения (2), находящиеся внутри контура интегрирования (аргумент которых заключен между $-\pi$ и $+\pi$). Существенно, что в области устойчивости число таких корней конечно [5].

Покажем применение данного метода исследования переходных процессов на примере системы, состоящей из интегрирующего звена ($G(p) = \frac{1}{p}$) и звена с распределенным запаздыванием.

На рис. 1, б приведены траектории корней уравнения (2) в верхней полуплоскости, приведенной \tilde{p} -плоскости ($\tilde{p} = pT$). Параметром траекторий является произведение kT .

Рассматриваемая система устойчива в области $0 < kT < (kT)_* = 23,70$. Для заданных значений kT в области устойчивости уравнения (2) имеет на рассматриваемой \tilde{p} -плоскости только одну пару комплексно сопряженных корней. На рис. 1, б треугольниками отмечено положение корней для $kT=1$ и $kT=5,22$.

Выражение для переходной характеристики (1) в данном случае имеет вид

$$h\left(\frac{t}{T}\right) = 1 + \frac{2kT e^{-\delta t}}{A^2 + B^2} (A \cos \omega t + B \sin \omega t) + I\left(\frac{t}{T}\right). \quad (3)$$

Здесь

$$A = e^{\alpha} (-\delta T \cos \theta + \omega T \sin \theta) + \frac{kT \alpha}{2},$$

$$B = e^{\alpha} (\omega T \cos \theta - \delta T \sin \theta) - \frac{kT \theta}{2},$$

где

$$\alpha = \operatorname{Re} \sqrt{\tilde{p}} = \sqrt{\rho} \cos \frac{\varphi}{2}, \quad \theta = \operatorname{Im} \sqrt{\tilde{p}} = \sqrt{\rho} \sin \frac{\varphi}{2},$$

$$\theta = \operatorname{Im} \sqrt{\tilde{p}} = \sqrt{\rho} \sin \frac{\varphi}{2},$$

$$\rho = \sqrt{(\delta T)^2 + (\omega T)^2}, \quad \varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega}{\delta}.$$

$\tilde{p} = \delta T + j\omega T$ — корень характеристического уравнения, расположенный внутри контура интегрирования (каждому значению kT соответствует определенное значение p).

Последний член в формуле (3)

$$I\left(\frac{t}{T}\right) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{kT \sin x e^{-x^2 \frac{t}{T}} x dx}{x^4 - 2kTx^2 \cos x + k^2T^2} \quad (4)$$

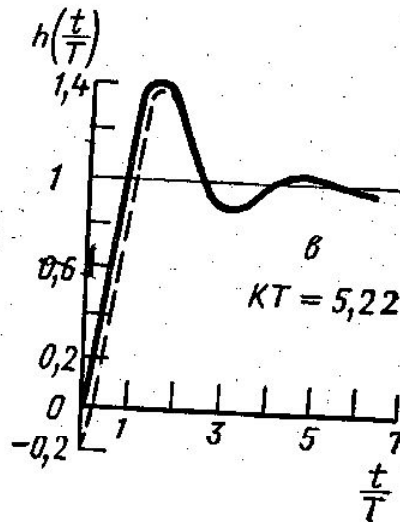
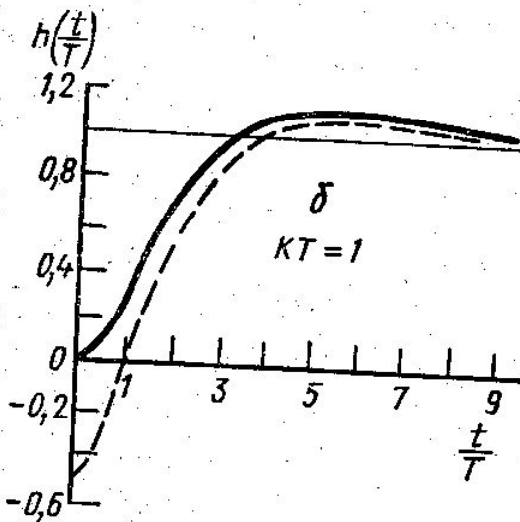
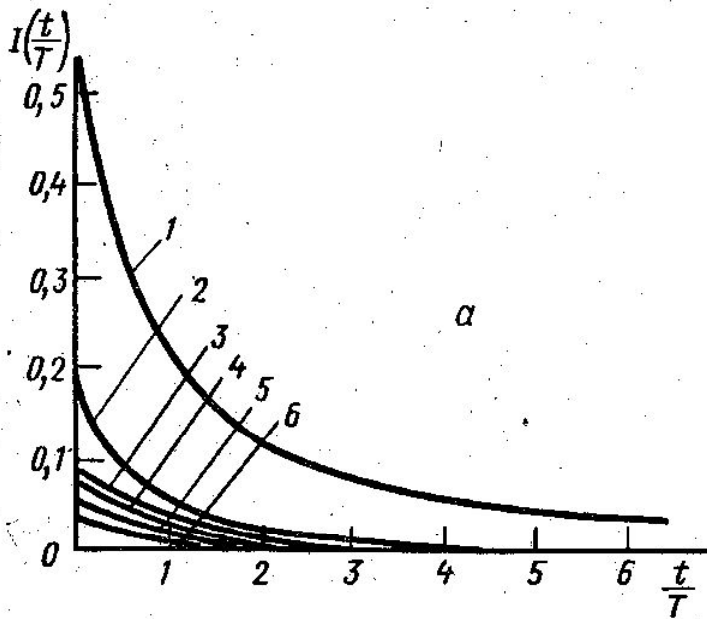


Рис. 2

Интеграл (4) можно записать для каждого момента времени

$$I\left(\frac{t}{T}\right) = \int_0^{\infty} f(x) \sin x e^{-x^2 \frac{t}{T}} dx = \int_0^{\pi} f(x) \sin x e^{-x^2 \frac{t}{T}} dx + \int_{\pi}^{2\pi} \dots + \int_{2\pi}^{3\pi} \dots = \sum_{r=0}^{\infty} I_r$$

$$I_r = \int_{r\pi}^{(r+1)\pi} \frac{2}{\pi} \frac{kT \sin x e^{-x^2 \frac{t}{T}} x dx}{x^4 - 2kTx^2 \cos x + k^2T^2}, \quad r = 0, 1, 2, \dots \quad (5)$$

т. е. представить знакочередующим рядом типа Лейбница.

Оценка такого ряда достаточно проста. Проведенная на ЦВМ оценка вычисления $I\left(\frac{t}{T}\right)$ по формуле (5) позволяет заключить, что для $t \neq 0$ достаточно ограничиться первыми двумя членами ряда (так, уже для $\frac{t}{T} = 0,2$ $I_3 \approx 10^{-5} I_1$). Зависимость $I(t/T)$ при различных значениях приведенная kT , вычисленная на ЦВМ, показана на рис. 2, а. При заданном значении kT функция $I(t/T)$ монотонно убывает при увеличении t/T .

Переходные процессы построены для $kT=1$ и $kT=5,22$ на рис. 2, б и 2, в соответственно сплошными линиями, а пунктиром показаны значения $h\left(\frac{t}{T}\right)$ без учета функции $I(t/T)$ при тех же kT . На рис. 2, а: 1 — $kT=1$, 2 — $kT=5$, 3 — $kT=8,55$, 4 — $kT=10$, 5 — $kT=15$, 6 — $kT=20$; б — $kT=1$; в — $kT=5,22$.

Из рис. 2, б, в следует, что для рассматриваемой системы с увеличением произведения kT увеличивается крутизна фронта отклика. При расчете переходного процесса вклад, обусловленный членом $I(t/T)$, уменьшается с ростом kT и почти не влияет на крутизну фронта отклика.

Аналогичная система рассматривалась в работе [6], где для расчета переходных процессов использовалось дискретное преобразование Лапласа. Полученные результаты совпадают с представленными на рис. 2 б, в.

Применение дискретного преобразования Лапласа требует предварительного анализа системы для выбора периода повторения импульсных элементов, величина которого влияет на точность метода.

В заключение авторы благодарят Г. А. Бендрикова за обсуждение результатов этой работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Конев Ф. Б., Конев Ю. Б. «Изв. вузов», радиофизика, 11, № 3, 477, 1968.
2. Смит О. Дж. М. Автоматическое регулирование, гл. X. М., Физматгиз, 1962.
3. Bull S. J. ISA Trans., 5, 146, 1966.
4. Elgerd O. J. IRE Intern. Convent. Record. part., 4, 61, 1961.
5. Ахматова О. Д., Бендриков Г. А. «Вестн. Моск. ун-та», физ., астроном., 12, № 2, 1971.
6. Pirre D. A., Higgins T. J. ISA Trans., 3, No. 3, 1964.

Поступила в редакцию
5.10 1970 г.

Кафедра
физики колебаний

В. В. ПОТЕМКИН, Н. Н. КУРДЮМОВ

ДЕПРЕССИЯ ШУМА В УСИЛИТЕЛЕ НА ТОНКОЙ МАГНИТНОЙ ПЛЕНКЕ

Повышение чувствительности магнитно-параметрических усилительных устройств значительно расширяет возможности их практического применения [1]. Поэтому изложенный ниже способ депрессии шумов в усилителях этого типа может представить для практики определенный интерес.

Настоящая работа посвящена методу повышения чувствительности инфранизкочастотных магнитно-параметрических усилителей на тонких магнитных пленках. Принципиальная схема и технические характеристики такого усилительного устройства описаны [2]. В основе метода, примененного для депрессии шумов в этом усилителе, лежат результаты экспериментальных работ по исследованию шумов анизотропных магнитных пленок [3].

Пороговая чувствительность усилителей на тонких магнитных пленках, как и их шумовые характеристики, в основном определяются шумовыми свойствами пленочных элементов, на основе которых они изготовляются. Собственные шумы этих элементов вызваны наличием в них трех одновременно существующих и переходящих из одного в другой процессов перемагничивания: смещения доменных границ некогерентного по времени, скорости и направлению (разностороннего) вращения намагниченности и однородного вращения намагниченности, при котором вся пленка перемагничивается как единый неразрушимый домен [4]. Динамика перемагничивания пленки под дей-