

Г. А. КАСПАРОВ, С. С. РОГОВ  
(Баку)

### ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМЫ НА ЭЛЕКТРОМОДЕЛИ ЭМУ-10

В статье рассмотрен вопрос о моделировании полупроводникового высокоомного автокомпенсатора постоянного тока, представляющего собой нелинейную импульсную систему. Найдена зависимость автоколебаний от параметров измерительной системы.

Моделирование импульсных систем на аналоговых вычислительных машинах (АВМ) позволяет достаточно простыми средствами производить исследование динамических характеристик систем, математический анализ которых в большинстве случаев либо практически нецелесообразен, либо приводит, при существенных допущениях, к недостаточно точному и полному описанию. В некоторых случаях исследование импульсных систем аналитическими методами оказывается принципиально невозможным.

Использование для этой цели широко распространенных универсальных АВМ эффективно решает указанные проблемы, при этом точное моделирование обеспечивается правильным составлением структурной схемы набора модели, использованием высококачественных решающих усилителей, учетом и нейтрализацией возможных погрешностей.

В данной работе рассматривается вопрос о моделировании полупроводникового высокоомного автокомпенсатора постоянного тока, представляющего собой нелинейную импульсную систему, и приводятся результаты исследований на электромодели ЭМУ-10.

#### Моделируемая система

Принцип действия автокомпенсатора поясняет схема, изображенная на рис. 1. Входным устройством автокомпенсатора является импульсный преобразователь ИП, осуществляющий амплитудно-импульсную модуляцию. Сигнал небаланса преобразуется в импульсы затухающих колебаний, первая полуволна которых по полярности и амплитуде пропорциональна сигналу. Период повторения ИП определяется частотой генератора, управляющего прерывателем П. Входное сопротивление прибора и посто-

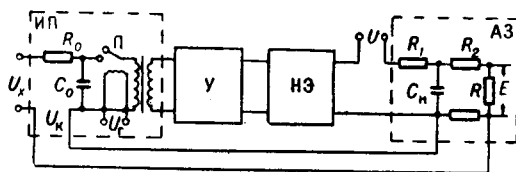


Рис. 1.

во сопротивление прибора и посто-

янная времени  $T_0$  входной цепи определяются сопротивлением  $R_0$ . Нелинейный элемент НЭ является двухпозиционным поляризованным реле — триггером, который периодически подключает опорное напряжение  $U$  в цепь аperiodического звена АЗ. Триггер обладает зоной нечувствительности  $U_{cp} = \pm 1$  в и срабатывает с запаздыванием  $\tau_3$ , вносимым схемой формирования импульса (схема выделения первой полуволны и усилитель с коэффициентом передачи  $K$ ). АЗ служит для получения компенсирующего напряжения  $U$  и выходного напряжения  $E$ . Постоянная времени  $T_1$  АЗ одинакова для цепи заряда и разряда конденсатора  $C_n$ .

### Схема набора для моделирования

Структурная схема моделирования приведена на рис. 2. Импульсный элемент моделируется поляризованным реле РП, управляемым генератором прямоугольных импульсов ГИ, а также решающими усилителями 3 и 4. Работа схемы основана на использовании времени перелета якоря поляризованного реле. В положении 1 якоря реле на входы суммирующего усилителя 4 поступают прямой и инвертированный сигналы с выхода первого аperiodического звена (см. рис. 1, цепь  $R_0, C_0$ );

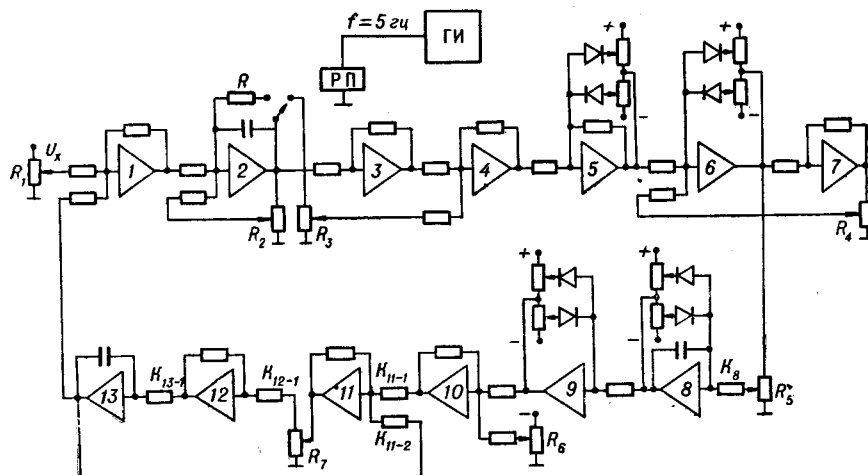


Рис. 2.

при этом усилитель 2 работает в обычном аperiodическом режиме, а на выходе модели импульсного элемента отсутствует информация о состоянии первого аperiodического звена. Во время перелета якоря реле в положение 2 на вход суммирующего усилителя 4 поступает только прямой сигнал, который передается в схеме набора на усилитель-ограничитель 5.

Время перелета якоря в положение 2 регулируется изменением напряжения, питающего обмотки реле. В рассматриваемой схеме оно составляет приблизительно 2 мсек. Якорь реле находится в положении 2 в течение короткого времени (однако не менее 0,5 мсек), определяемого длительностью импульса ГИ соответствующей полярности. В продолжение этого времени происходит разряд конденсатора первого аperiodического звена через сопротивление  $R$ . Величина сопротивления выбирается такой, чтобы полный разряд конденсатора обеспечивался за время, пока якорь находится в положении 2. Однако сопротивление разряда не может быть слишком небольшим, так как при

малых постоянных времени апериодического звена разряд становится колебательным из-за паразитной индуктивности цепи разряда. Следует также учитывать нагрузочную способность контактов реле.

Для исключения влияния наводок на инвертирующий усилитель  $\mathcal{Z}$  в моменты, когда якорь не находится в положении  $1$ , необходимо включить сопротивление  $R_3$ , шунтирующее высокоомный вход усилителя. Включение сопротивления  $R_3$  позволяет также выравнивать значения коэффициентов передач по прямому и инвертированному каналам.

Рассмотренная схема импульсного элемента представляет собой, по существу, ключ. Применение обычных диодных ключей, управляемых генератором прямоугольных импульсов\*, в данной схеме оказывается нецелесообразным из-за существенных погрешностей при передаче низких уровней напряжений, связанных с конечным значением обратного сопротивления диода и наличием шумов; подобные ключи требуют тщательной регулировки для симметричной и линейной передачи напряжений. Рассмотренная схема выгодно отличается от схемы с диодными ключами простотой и отсутствием влияния формы управляющих импульсов на работу схемы. Следует заметить, что необходимость в поляризованном реле не отпадает и при использовании диодов.

Генератор прямоугольных импульсов, управляющий поляризованным реле, собирается по обычной схеме\*\* на трех решающих усилителях и имеет частоту  $f = 5$  гц (моделирование производится в натуральном масштабе времени).

В схеме моделирования системы широко используются усилители, воспроизводящие почти идеальную релейную характеристику при включении в цепь обратной связи ОС диодных ограничителей. На основе этой схемы набирается усилитель-ограничитель, модель триггера с зоной нечувствительности и воспроизводится чистое запаздывание в системе.

Анализ схемы, воспроизводящей релейную характеристику, показывает, что при использовании решающих усилителей ТУ-10, имеющих большой коэффициент усиления без цепей ОС и достаточно широкую полосу пропускания, погрешность воспроизведения релейной характеристики оказывается пренебрежимо малой.

Триггер с зоной нечувствительности, реагирующий на полярность входных импульсов и срабатывающий с задержкой, моделируется решающими усилителями  $6, 7, 8, 9$  и  $10$ . Усилители  $6$  и  $7$  воспроизводят характеристику прямоугольной петли гистерезиса. Схема переключается в одно из своих статических состояний при воздействии импульсов, амплитуда которых превышает порог срабатывания  $U_{ср}$ , устанавливаемый потенциометром  $R_4$ .

Выходное напряжение интегратора  $8$ , выполненного с ограничением, переходит через нулевое значение с запаздыванием  $\tau_3$ , определяемым формулой

$$\tau_3 = \frac{1}{2K_R K_8} \cdot \frac{U_8}{U_6}$$

Усилитель  $9$ , воспроизводящий релейную характеристику, а также суммирующий усилитель  $12$  позволяют закончить формирование характеристики триггера.

\* М. А. Шнайман. Моделирование импульсных систем автоматического регулирования.— «Теория и применение дискретных автоматических систем» (труды конференции). М., 1960.

\*\* Указ. соч.

Второе аperiodическое звено, имеющее значительную постоянную времени, моделируется усилителями 11, 12 и 13.

В используемой схеме большие постоянные времени устанавливаются со значительно меньшими погрешностями, чем в обычных схемах с применением двух делителей, имеющих малые коэффициенты передач. Изменение постоянных времени производится только одним потенциометром; при этом достигается строгое постоянство коэффициента передачи схемы, так как последний определяется отношением

$$K_{oc} = \frac{K_{11-1}}{K_{11-2}}$$

Постоянная времени аperiodического звена равна

$$T_1 = \frac{1}{K_R K_{11-2} K_{12-1} K_{13-1}},$$

т. е. оказывается возможным устанавливать  $K_R$ , а следовательно, и  $T_1$  с большой точностью.

Начальный заряд на емкости второго аperiodического звена позволяет выбирать масштабы в модели таким образом, чтобы обеспечивалась минимальная погрешность при наблюдении автоколебаний.

### Результаты исследования

При исследовании на модели ставилась задача подбора минимально допустимой величины  $T_1$ , при которой размах автоколебаний  $\Delta$  выходного напряжения  $E$  стремится к своему наименьшему возможному значению.

Осциллографирование автоколебаний производилось при изменении параметров системы в следующих пределах:  $T_0 = (0,002-2)$  сек,  $T_1 = (10-200)$  сек,  $\tau_3 = (0-0,1)$  сек и  $K = 500-5000$ .

Входное напряжение  $U$  изменялось в диапазоне, соответствующем шкале от 0 до 1 в. На рис. 3 приведена осциллограмма автоколебаний при  $U_x = 0,3$  в (1 — выход первого периодического звена; 2 — автоколебания в системе; 3 — выход нелинейного элемента).

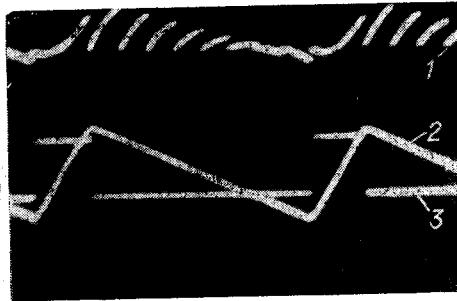


Рис. 3.

Результаты осциллографирования даны в виде графиков на рис. 4 и 5. Анализ  $\Delta = f(T_1)$  показывает, что  $\Delta$  и  $T_1$  связаны между собой зависимостью, которая может быть аппроксимирована гиперболой. На основании совокупности функций  $\Delta T_1 = \text{const}$  была получена эмпирическая формула, связывающая  $\Delta$ ,  $T_0$  и  $T_1$ :

$$\Delta = \frac{86(1 + e\sqrt{T_0})}{T_1}, \text{ мв.}$$

Области I и II отражают явление локального возрастания  $\Delta$  при повышении  $T_1$ . В этих областях возможно существование двух значений размаха автоколебаний. Области двойных значений  $\Delta$  имеют место при  $T_0=0,3$  сек и выше и возникают тем раньше, чем больше  $T_0$ . Для практически используемых значений  $T_0$  величина  $T_1$  должна удовлетворять условию  $T_1 \geq 80$  сек; в этом случае  $\Delta$  не превышает допустимых значений.

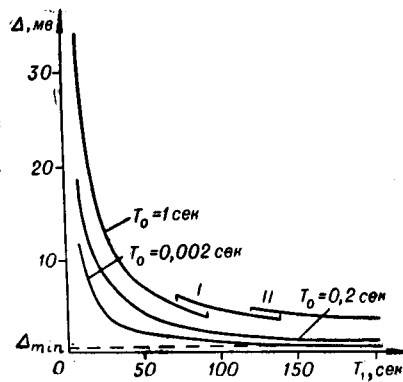


Рис. 4.

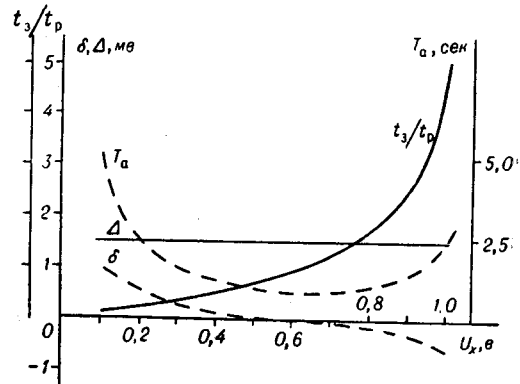


Рис. 5.

На рис. 5 представлены графики зависимости размаха автоколебаний  $\Delta$ , периода  $T_a$ , отношения времени заряда ко времени разряда конденсатора  $C_n$  и статической ошибки  $\delta$  от величины измеряемого параметра  $U_x$ . В точке  $U_x=0,6$  в частота автоколебаний максимальна, а статическая ошибка равна

$$\delta = \frac{\Delta_1 - \Delta_2}{2} = 0,$$

где  $\Delta_1$  и  $\Delta_2$  — отклонения от среднего значения, соответствующие экстремальным значениям выходной величины.

Увеличение  $K$  уменьшает амплитуду и период автоколебаний. Целесообразно иметь коэффициент усиления  $K \approx 3000$ , так как при дальнейшем увеличении  $K$  параметры автоколебаний меняются незначительно.

Запаздывание в системе не оказывает влияния на  $\Delta$  при  $T_0 > 0,05$  сек. При меньших значениях  $T_0$  амплитуда автоколебаний с увеличением  $\tau_3$  возрастает.

Моделирование измерительной системы позволило определить зависимость размаха автоколебаний от параметров системы. Исходя из условия получения малых значений  $\Delta$ , для определенных значений входного сопротивления прибора выбираются рациональные значения постоянной времени  $T_1$ . При этих значениях  $T_1$  существенно затягивается переходный процесс, поэтому в автокомпенсаторе применен двухскоростной режим работы.

Поступила в редакцию  
4 февраля 1965 г.