

При создании вышеназванных устройств проблемным является вопрос конструктивной, метрологической и эксплуатационной совместимости разнородных по физическому принципу элементов, используемых наряду с оптоэлектроникой. К ним относятся механические, пневматические, полупроводниковые и другие устройства, которые являются обязательными компонентами сложных информационно-измерительных и управляющих систем.

Таким образом, разработка типовых методов расчета, конструктивно-технологическая и метрологическая унификация открывают возможности создания САПР датчиков, что в значительной мере ускорит процесс их серийного освоения.

УДК 621.396.61

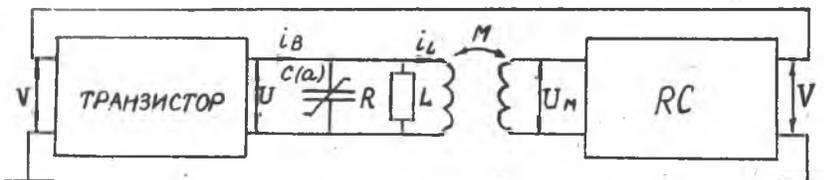
Л.В.Макарова, Ю.Ф.Ирохов

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР ШУМА ДЛЯ КОНТРОЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

За последние 10-15 лет получили широкое распространение методы оценки и измерения параметров и состояний различных объектов, основанные на применении шумовых измерительных радиосигналов с определенными, заранее выбранными статистическими характеристиками [1]. Примерами таких устройств могут быть многочисленные генераторы шума, предназначенные для измерения помехоустойчивости систем автоматического регулирования и управления, их предельной чувствительности и широкополосности.

Ниже описан новый метод генерации шумоподобного сигнала, статистические характеристики которого определяются нелинейными и инерционными свойствами транзистора.

При построении модели автогенератора учитывалось, что в диапазоне высоких частот нелинейные емкости $p-n$ переходов транзистора становятся соизмеримыми с контурной емкостью, а инерционные свойства, обусловленные конечным временем пролета носителей заряда в области базы, весьма существенными. Схема исследуемого автогенератора (рис. 1) содержит безинерционный транзистор, нелинейный колебательный контур и четырехполюсник обратной связи, учитывающий запаздывание выходного напряжения по отношению к входному. В качестве такого четырехполюсника рассмотрен простейший RC -



Р и с. 1. Схема автогенератора с нелинейным колебательным контуром и инерционной обратной связью

фильтр, постоянная времени которого соответствует запаздыванию в цепи обратной связи автогенератора. Схема, приведенная на рис.1 с учетом обозначений, может быть описана системой нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} di_L/dt &= -U/L ; \\ i_B &= dq/dt + U/R + i_L ; \\ RC dV/dt &= -U^M/L - V. \end{aligned} \quad (I)$$

Из (I) следует, что учет запаздывания в цепи обратной связи ($RC \neq 0$) привел к повышению порядка дифференциального уравнения. Кроме того, из рис. 1 видно, что ток возбуждения i_B воздействует на колебательный контур, содержащий нелинейный конденсатор $C(q)$ (емкость коллекторного P - n перехода транзистора).

Учитывая то, что в стационарном режиме ток возбуждения является гармоническим, т.е. $i_B = I \sin \omega_c t$, и используя методику анализа нелинейного контура, описанную в [2], можно установить взаимосвязь между амплитудой воздействующего тока I_B и напряжением на контуре U

$$U = IR_3 \sqrt{1 + Q^2 \left(\varepsilon + \frac{3}{16} C_3 U^2 \right)^2} \quad (2)$$

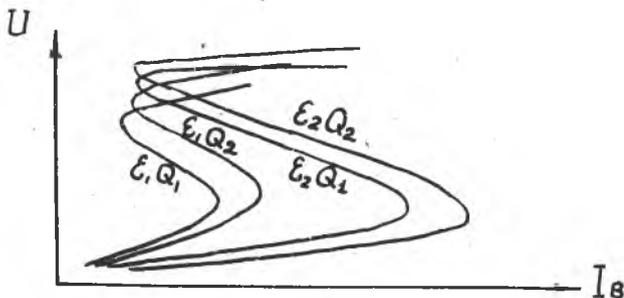
где Q - добротность колебательного контура;
 $\varepsilon = 1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega_c} \right)^2 \approx \frac{2 \Delta \omega}{\omega_c}$ - относительная расстройка;

$\omega_0 = 1/\sqrt{LC(0)}$ - собственная частота колебательного контура;

R_3 - эквивалентное сопротивление колебательного контура;

C_3 - коэффициент, учитывающий степень нелинейности емкости p - n перехода.

Соотношение (2) позволяет построить амплитудные характеристики нелинейного колебательного контура (рис. 2). Из теории автогенераторов известно, что чем сильнее проявляются инерционные свойства транзистора, тем больше отличие генерируемой частоты от собственной частоты колебательной системы. Таким образом, можно сделать вывод, что вид амплитудных характеристик (см. рис. 2) в существенной мере определяется нелинейными и инерционными свойствами транзистора. Наличие S-образной амплитудной характеристики приводит к возможности возникновения в автогенераторе гистерезисных явлений [2].



Р и с. 2. Амплитудные характеристики нелинейного колебательного контура

Для упрощения анализа динамических процессов, происходящих в рассматриваемой системе, необходимо сделать несколько допущений. Положим, что процесс ограничения амплитуды колебаний связан не с уменьшением крутизны транзистора при увеличении управляющего напряжения, а обеспечивается скачками напряжения в экстремальных точках амплитудной характеристики. Тогда крутизну транзистора в процессе нарастания колебаний можно считать постоянной, т.е.

$$S(U) = S_0 .$$

Вольт-кулонову характеристику нелинейного конденсатора, входящего в контур автогенератора, аппроксимируем кусочно-линейной зависимостью [2], и в области запирающих напряжений можно считать, что

$$q = C(0) U .$$

Учитывая указанные выше допущения и введя обозначения

$$i_L = y ; \quad 1/L = k ; \quad U = x ; \quad 1/C_0 = h ; \quad 1/C_{0R} = m ; \quad V = z ; \quad M_L = -p .$$

$$1/S_0 = \psi ; \quad I(U) = f(z) ; \quad -1/C_0 = H ; \quad RC = \tau ,$$

систему уравнений (1) можно переписать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{y} &= -kx ; \\ \dot{x} &= hz - mx + ny ; \\ \tau \dot{z} &= -px - \psi f(z) . \end{aligned} \quad (3)$$

Система уравнений (3) описывает поведение автогенератора с нелинейным колебательным контуром и инерционной обратной связью. Величина малого параметра τ определяется инерционными свойствами активного элемента. Наличие малого параметра при старшей производной приводит к необходимости разбиения фазового пространства автогенератора на "быстрые" и "медленные" движения [3].

"Медленным" движениям соответствует безынерционный случай, когда можно считать $\tau = 0$. Эта область несущественности малого параметра определяется критерием Раута-Гурвица [3]. Наличие "быстрых" и "медленных" движений в фазовом пространстве усложняет его структуру и для анализа поведения фазовых траекторий в этом случае обычно используют метод точечных отображений [5]. Точечные отображения систем, подобных (3), исследовались в работе [4]. Функции отображения системы (3) в аналитической форме можно получить при использовании кусочно-линейной аппроксимации функции $f(z)$:

$$f(z) = \begin{cases} (2z - a)/a & \text{при } z < a \text{ (уч. I)}; \\ (1 - 2z)/(1 - 2a) & a < z < 1 - a \text{ (уч. II)}; \\ (2z + a - 2)/a & z > 1 - a \text{ (уч. III)}. \end{cases} \quad (4)$$

Рассмотрим поведение автогенератора на уч. I, положив

$f(z) = \frac{2z - a}{a}$. При этом система (3) сводится к системе двух линейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{y} &= -kX; \\ \dot{X} &= \nu X + \mu y + B_1; \end{aligned} \quad (5)$$

где $\nu = -\frac{h\alpha p}{2\psi} - m$, $B_1 = \frac{h\alpha}{2}$.

Решение системы (5) известно [3]

$$y = e^{\nu t/2} (C_1 \cos \omega t + C_2 \sin \omega t) + B_1.$$

Постоянные интегрирования определяются из начальных условий

$$t = 0; X = 0; y = S;$$

тогда $C_1 = S - B_1$; $C_2 = \nu/2\omega (S - B_1)$,

где $(0, S)$ - начальные координаты определяющей точки на фазовой прямой.

Используя далее метод точечных отображений, можно получить функцию соответствия для уравнения (5)

$$S' = \exp\left(\frac{\nu T}{\omega}\right) S_0, \quad (6)$$

где $S_0 = S - B_1$.

Из уравнения (6) видно, что условия устойчивости решений системы (5) не выполняются, так как при любых значениях параметров

$$dS'/dS > 1,$$

т.е. система уравнений (5) описывает автоколебательный процесс с нарастающей амплитудой. При этом нарастание амплитуды напряжения на контуре происходит до тех пор, пока не будет достигнута экстремальная точка и не произойдет перескок на другую ветвь амплитудной характеристики. Аналогичные соотношения могут быть получены и для участка III, когда используется аппроксимация

$$f(z) = (2z + a - 2)/a$$

В этом случае функция соответствия определяется двумя параметрическими уравнениями

$$S_0 = \frac{\kappa\omega}{\alpha^2} \exp(-\frac{\nu\tau_1}{2\omega}) / \sin\tau_1 ;$$

$$S' = B_2 - \frac{\kappa\omega}{\alpha^2} (\cos\tau_1 - \frac{\nu}{2\omega} \sin\tau_1) / \sin\tau_1 , \quad (7)$$

где $B_2 = -h(a-2)/2$; $\omega = \sqrt{\alpha^2 - (\nu/2)^2}$.

В целом поведение автогенератора определяется функцией соответствия, определенной как произведение (6) и (7).

График результирующей зависимости

$$S = f(S)$$

приведен на рис. 3. Непосредственно из (6) и (7) следует, что производная

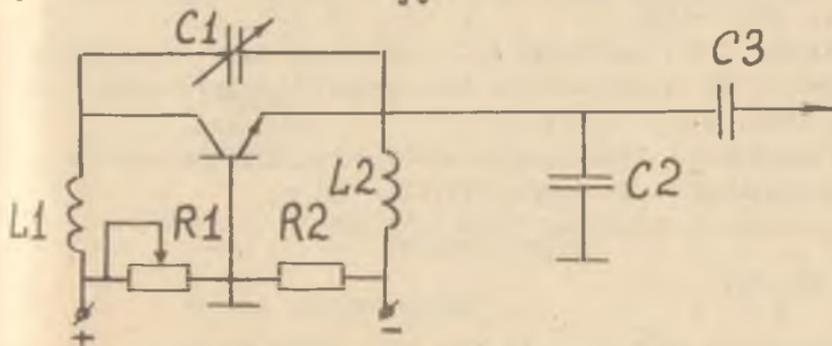
$$\left| \frac{dS'}{dS} \right| > 1$$

во всей области ее существования при $\nu/2 \ll \omega$. (8)



Р и с. 3. График функции соответствия

Это говорит об отсутствии в отображении периодических движений. Кроме того, условие (8) говорит о том, что изображающая точка не может покинуть область притяжения 0-A (см. рис. 3), и поэтому выходной сигнал исследуемого автогенератора представляет собой квазипериодический процесс [5]. Экспериментально стохастизация режима наблюдалась в автогенераторе (рис. 4). Автогенератор выполнен по схеме с общей базой на транзисторе КТ 911А со средней частотой генерации $f_0 = 500$ мГц.



Р и с. 4. Схема исследуемого автогенератора

Изменение модуля и фазы коэффициента обратной связи с помощью конденсатора $C1$ приводит к изменению расстройки частоты возбуждения ω_c относительно собственной частоты контура ω_0 . Спектры сигналов для двух значений $C1$ приведены на рис. 5. Спектр 5а соответствует случаю полной компенсации, когда расстройка равна нулю. Спектр 5б соответствует расстройке, большей критической, при этом выходной сигнал является узкополосным шумом.



Р и с. 5. Спектр автоколебания в случае полной фазовой компенсации (а) и в случае стохастизации режима (б)

Таким образом, показана возможность стохастизации режима в транзисторной схеме с сильно выраженными нелинейными и инерционными свойствами активного элемента.

Литература

1. Тетерич Н.М. Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. - М.: Энергия, 1968. - 215 с.
2. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей. - М.: Связь, 1972. - 328 с.
3. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. - М.: Наука, 1981. - 915 с.
4. Кияшко С.В., Пиковский А.С., Рабинович М.И. Автогенератор радиодиапазона со стохастическим поведением. - Радиотехника и электроника, 1980, № 2, с. 336-343.
5. Гаушус Э.В. Исследование динамических систем методом точечных отображений. - М.: Наука, 1976. - 368 с.

УДК 621.372

С.А.Тимофеев, В.Д.Кузенков, В.В.Лотин, Е.И.Кострюков

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ ПОСТРОЕНИЯ И РЕАЛИЗАЦИИ ЦИФРОВОГО ЧАСТОТНОГО ДИСКРИМИНАТОРА

В радиотехнических системах широко применяются следящие измерители частоты, чувствительным элементом которых является частотный дискриминатор [1]. Аналоговым измерителям присущи погрешности, обусловленные нестабильностью параметров аппаратуры при изменении условий окружающей среды. Поэтому представляет интерес построение полностью цифрового измерителя.

В работе исследуется цифровой эквивалент аналогового частотного дискриминатора (рис. 1). В нем имеются два квадратурных канала, каждый из которых содержит умножитель УМ1, цифровой фильтр нижних частот ЦФЧ, цифровой дифференциатор ЦДФ, умножитель УМ2, вычитающее устройство, цифровой синтезатор гармонических колебаний.

Рассмотрим алгоритм работы цифрового частотного дискриминатора при гармоническом входном сигнале. На входы умножителей поступают отсчеты сигнала и колебаний опорной частоты

$$y_c = A \sin \omega_c K T ;$$

$$y_{on} = \sin \omega_{on} K T ; \quad \bar{y}_{on} = \cos \omega_{on} K T ,$$