

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СТАБИЛИЗАТОРА МОЩНОСТИ МОДУЛИРОВАННЫХ СВЧ-КОЛЕБАНИЙ

В. А. Добрыдень, В. Т. Царенко

Харьков

В ряде областей современной техники СВЧ возникает необходимость в создании систем стабилизации уровня мощности, наиболее совершенные из которых имеют структуру, показанную на рис. 1, и содержат существенно нелинейные элементы [1, 2].

Задача состоит в построении и обосновании математического описания элементов системы (рис. 1), зависящего в общем случае от ее структуры и режима работы, характеристик остальных ее элементов и частных задач исследования, которое должно удовлетворять двум противоречивым требованиям: быть максимально упрощенным с целью облегчения анализа и обеспечивать получение заданной его точности в отношении статичес-

кой погрешности, которую будем оценивать динамическим диапазоном D_2 выходного сигнала P_2 системы:

$$D_2 = \frac{P_{2m}}{P_{20}}, \quad (1)$$

где P_{20} и P_{2m} — соответственно минимальное и максимальное значения P_2 , и быстродействия, в качестве характеристики которого примем время переходного процесса t_y .

Система (рис. 1) работает следующим образом. Сигнал P_1 от источника СВЧ колебаний 1 проходит через аттенюатор 2 с коэффициентом передачи k_a ; часть выходной мощности P_2 поступает на вход цепи обратной связи, содержащей усилитель-преобразователь 3 с коэффициентом усиления k_3 ; схему сравнения 4, на второй вход которой подано эталонное напряжение E ; усилитель-преобразователь 5 с коэффициентом усиления k_5 . Основной поток мощности P_2 поступает в нагрузку 6.

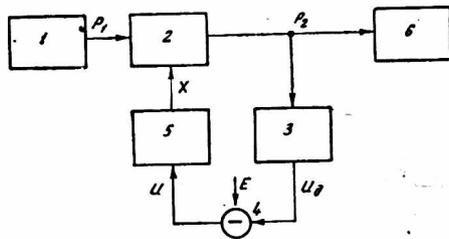


Рис. 1.

Рассмотрим наиболее неблагоприятный режим работы системы — воздействие максимальных положительных скачков входной мощности P_1 . При ее скачкообразном уменьшении цепь обратной связи, как следует из дальнейшего, оказывается разомкнутой, и обсуждаемые вопросы не возникают.

Элементы 3 и 5 имеют нелинейность типа насыщения, а характеристика аттенюатора с хорошей точностью аппроксимируется экспонентой [1]

$$k_a = k_{a0} e^{-bx},$$

где b и k_{a0} — константы,

x — управляющий сигнал аттенюатора (ток).

Схема сравнения 4 при положительных скачках P_1 имеет характеристику

$$U = U_0 - E,$$

где U_0 и U — выходные напряжения элементов 3 и 4 соответственно.

Явлением ограничения в элементах 3 и 5 обычно пренебрегают или учитывают его путем кусочно-линейной аппроксимации характеристик этих элементов [3], что приводит к усложнению анализа и увеличению объема вычислений при расчете системы. Однако пренебрежение ограничением может недопустимо понизить точность расчета. Отметим, что ограничение сказывается лишь на быстродействии системы.

Ниже показано, что пренебрежение ограничением в элементах цепи обратной связи систем, имеющих структуру, аналогичную представленной на рис. 1, не приводит к заметной погрешности определения t_y в широком диапазоне значений их параметров. Полученные зависимости позволяют указать в пространстве параметров системы область, в пределах которой эта погрешность не превысит заданной.

В состав элемента 3 входит пиковый детектор с постоянной времени τ , причем всегда выполняется условие

$$\tau \gg T,$$

где T — период модуляции СВЧ сигнала.

Ввиду этого аттенюатор, постоянная времени которого составляет десятки микросекунд, можно считать безынерционным, т. е. при надлежащем исполнении элементов цепи обратной связи ее инерционность обусловлена только наличием пикового детектора.

После воздействия большого перепада входной мощности

$$P_1 \geq \frac{E}{k_{a0}k_3}$$

обратная связь в течении времени t_1 находится в режиме ограничения, поскольку на ее входе присутствует сигнал, превышающий, как нетрудно показать, в D_1/D_2 раз свое установившееся значение, где D_1 — динамический диапазон входной мощности P_1 , определяемый аналогично D_2 (1). Ограничение в элементе 5 не наступает при выполнении обязательного условия

$$x^* > \frac{1}{b} \ln(D_1/D_2),$$

где x^* — уровень ограничения сигнала x , следовательно, его характеристика может быть принята линейной:

$$x = k_5 U.$$

Введем коэффициент

$$\lambda = \frac{U_{\partial \max}}{E} = \frac{k_a^* k_3 P_{1m}}{E},$$

где k_a^* — значение k_a , при котором система выходит из ограничения, являющийся важным показателем системы, в значительной степени определяющим ее исполнение и характер переходных процессов.

Тогда система может быть описана уравнением

$$\tau \frac{dk_a}{dt} + k_a \ln \frac{k_a}{k_{a^*}} + \frac{b}{D_1} (\lambda - 1) k_p P_{1m} k_a = 0, \quad (2)$$

где $k_p = k_3 k_5$ — коэффициент усиления цепи обратной связи.

При отсутствии ограничения система описывается уравнением

$$\tau \frac{dk_a}{dt} + k_a \ln \frac{k_a}{k_{a^*}} + b k_p P_{1m} \left(k_a - \frac{k_{a^*}}{D_1} \right) k_a = 0. \quad (3)$$

Наиболее полное решение поставленной задачи может быть получено вычислением и сопоставлением времени установления системы с учетом ограничения и без его учета при различных сочетаниях параметров системы. Переходный процесс будем считать оканчивающимся, когда величина P_2 или, что эквивалентно, величина k_a достигает уровня 1,05 своего установившегося значения k_{ay} . Будем исследовать величину t_y как функцию λ при различных значениях D_1 и D_2 .

Из уравнения (2) получаем выражение для t_1 :

$$t_1 = \tau \int_{k_a}^{k_{a^*}} \frac{dk_a}{k_a \left[(\lambda - 1) b k_p k_{a^*} P_{10} + \ln \left(\frac{k_a}{k_{a^*}} \right) \right]}, \quad (4)$$

где

$$k_a^* = \frac{\lambda k_a^0}{D_1}.$$

Аналогично из уравнения (3) получаем выражение для t_2 — времени с момента выхода системы из ограничения до окончания переходного процесса:

$$t_2 = \tau \int_{k_a}^{1,05k_{ay}} \frac{dk_a}{k_a \left[bk_p k_{a_0} P_{10} - \ln \frac{k_a}{k_{a_0}} - bk_p P_{1m} k_a \right]}, \quad (5)$$

где

$$k_{ay} = \frac{k_{a_0} D_2}{D_1}.$$

Величину t_y найдем как сумму:

$$t_y = t_1 + t_2.$$

Если выполняется условие

$$1,05k_{ay} > k_{a_0}^*,$$

т. е. переходный процесс заканчивается до выхода системы из ограничения, величина t_y вычисляется согласно формуле (4), в которой нижний предел интеграла заменяется на $1,05k_{ay}$.

Если выполняется неравенство

$$P_{1m} k_{a_0} k_3 < \lambda E,$$

т. е. система не входит в режим ограничения, величина t_y вычисляется по формуле (5), в которой нижний предел интеграла заменяется на k_{a_0} . Это же выражение используется для определения времени установления t_y^0 — без учета ограничения — при любых сочетаниях параметров.

Из графиков рис. 2, построенных с помощью ЦВМ, видно, что при большинстве реальных сочетаний параметров системы пренебрежение ограничением не вносит существенных погрешностей в расчет быстродействия (на графиках рис. 2 введено обозначение:

$$\delta = \frac{t_y - t_y^0}{t_y}$$

— относительная погрешность расчета), являясь оправданным и целесообразным ввиду заметного сокращения объема необходимых для расчета системы вычислений.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Т. Царенко, В. А. Добрыдень. К вопросу об автоматическом регулировании СВЧ мощности. «Известия вузов, Радиоэлектроника», т. 11, № 4, 1968.
2. В. А. Добрыдень, В. Т. Царенко. Анализ и синтез стабилизатора СВЧ мощности с полупроводниковым аттенуатором. «Радиотехника и электроника», т. 15, № 8, 1970.
3. Г. П. Тартаковский. Динамика систем автоматической регулировки усиления. Госэнергоиздат, 1959.

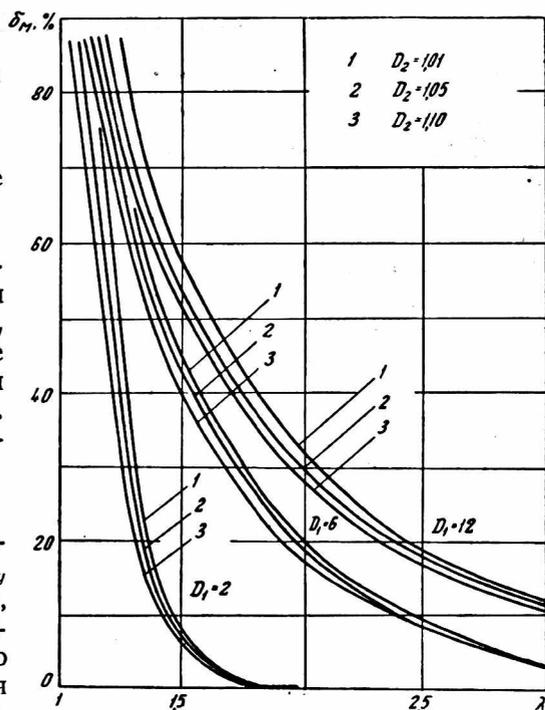


Рис. 2.