

В.П. ГОЛОЛОБОВ, канд. техн. наук, ст. науч. сотр.,  
В.В. ЖУК, мл. науч. сотр.

### ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ ФИКСИРОВАННОЙ ЧАСТОТЫ НА GaAs-ПТШ

Предложена методика параметрического синтеза транзисторных автогенераторов, удовлетворяющих заданному комплексу требований (мощность в нагрузке, КПД, уровень гармоник, реализуемость).

До настоящего времени еще не найдены в общем виде решения задачи синтеза устройств, содержащих нелинейные элементы. Возможен только параметрический синтез, т.е. для заданной схемы методом численной оптимизации находят значения элементов, обеспечивающие получение требуемых параметров. В то же время для транзисторных автогенераторов даже анализ в нелинейном режиме является достаточно трудоемкой задачей, требующей значительных вычислительных затрат, что затрудняет нахождение глобально-оптимального решения.

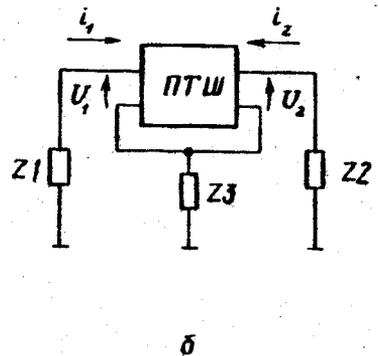
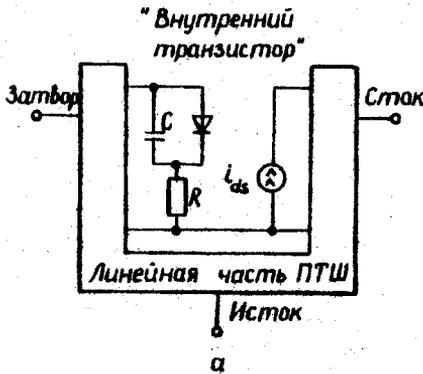
В работе [1] предложен подход, позволяющий в квазилинейном приближении определить максимальную мощность, которую может обеспечить генератор, а также параметры колебательной системы, состоящей из трех комплексных импедансов, для получения этой мощности на заданной частоте. Однако квазилинейный подход является упрощенным и не обеспечивает требуемой точности расчетов. Предлагаемая методика основана на использовании нелинейной модели полевого транзистора с затвором Шоттки (ПТШ) и комплексного критерия качества генератора.

Параметрический синтез транзисторного генератора можно свести к решению двух основных задач: 1) определение таких напряжений смещения, значений и частотных зависимостей импедансов, подключаемых к зажимам транзистора, которые удовлетворяли бы условиям самовозбуждения, обеспечивали выполнение условий стационарного режима и получение требуемых характеристик генератора; 2) выполнение колебательной системы генератора в виде пассивных сосредоточенных и/или распределенных цепей.

Положим, что, во-первых, транзистор во всем рабочем диапазоне частот можно представить схемой замещения, состоящей из частотно-независимых управляемых источников тока и сосредоточенных пассивных элементов, и во-вторых, нелинейные свойства транзистора определяются несколькими нелинейными элементами схемы замещения — в нашем случае это выходная, входная и передаточная проводимости.

Таким образом, ПТШ представляется в виде схемы замещения, состоящей из «внутреннего транзистора», параметры элементов кото-

рого зависят от мгновенных напряжений и токов на зажимах транзистора [1, 2], и линейной части – пассивных паразитных элементов (см. рисунок, а). Токи и напряжения на внешних зажимах транзистора



$I_1^i, I_2^i, U_1^i, U_2^i$  выразим через токи и напряжения на «внутреннем транзисторе» посредством  $U$ -матрицы размером  $4 \times 4$ :

$$\begin{bmatrix} U_1^i \\ U_2^i \\ I_1^i \\ I_2^i \end{bmatrix} = ||u^i|| \times \begin{bmatrix} U_{gs}^i \\ U_{ds}^i \\ I_{gs}^i \\ I_{ds}^i \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где  $i$  - номер рассматриваемой гармоники.

Рассмотрим генератор, схема которого показана на рисунке, б. Высокочастотная мощность  $P_{out}$ , отдаваемая ПТШ, является функцией амплитуд напряжений на нелинейных элементах —  $|U_{gs}^i|, |U_{ds}^i|$ , фазового сдвига между этими напряжениями и может быть определена по формуле

$$P_{out}^i = -0,5 \operatorname{Re} [I_1^i U_1^i + I_2^i U_2^i]. \quad (2)$$

Эту мощность можно максимизировать путем нахождения оптимальных амплитуд и фаз колебаний.

С учетом принятых допущений, синтез генератора состоит из следующих этапов:

1. По данным измерений находятся  $S$ -параметры транзистора и статические вольт-амперные характеристики элементов схемы замещения ПТШ, а также параметры нелинейных элементов.

2. Для постоянного тока, рабочей частоты и кратных частот требуемого числа гармоник находятся матрицы  $||u^i||$ , связывающие напряжения и токи на «внутреннем транзисторе» с напряжениями и токами во внешних нагрузках.

3. Напряжения на нелинейных элементах представляются в виде

$$\dot{u}_{gs} = u_{10} + \sum_{i=1}^{i=N} u_{1i} \sin(\omega t + \varphi_{1i}), \quad (3)$$

$$\dot{u}_{ds} = u_{20} + \sum_{i=1}^{i=N} u_{2i} \sin(\omega t + \varphi_{2i}), \quad (4)$$

где  $N$  — число учитываемых гармоник.

Токи во «внутреннем транзисторе» находятся путем анализа во временной области. Используя преобразования Фурье, можно найти напряжения и токи в частотной области (амплитуды и фазы). Перемножением на  $\|u^i\|$ -матрицу определяются напряжения и токи на внешних выводах транзистора. Мощность, которая выделяется транзистором на постоянном токе и на всех рассматриваемых гармониках, находится по формуле (2). Условием автоколебательного режима является отдача транзистором мощности на всех гармониках ( $P_i < 0$ ) и потребление на постоянном токе ( $P_0 > 0$ ). По известным токам и напряжениям определяются комплексные нагрузки, которые необходимо подключить к транзистору для обеспечения максимальной мощности в полезной нагрузке.

4. Производится оптимизация напряжений (напряжений смещения, модулей и фаз для всех рассматриваемых гармоник) на зажимах «внутреннего транзистора», исходя из условий получения максимальной мощности в нагрузке либо максимального КПД. При этом должно выполняться условие автоколебательного режима с учетом ограничений на уровень высших гармоник, рассеиваемую транзистором мощность, предельные напряжения, физическую реализуемость требуемой колебательной системы.

5. После нахождения оптимальных напряжений на зажимах «внутреннего транзистора» определяются токи и напряжения на внешних зажимах транзистора, а затем и импедансы на узлах  $Z1, Z2, Z3$  [1].

6. Синтез нагрузок  $Z1, Z2, Z3$ . В микрополосковом исполнении реактивные нагрузки выполняются в виде разомкнутых или же короткозамкнутых шлейфов, а комплексная нагрузка — в виде ступенчатой согласующей цепи для 50-омной нагрузки.

На основе предлагаемой методики создан комплекс программ проектирования автогенераторов, работающий на IBM-совместимых ЭВМ. Используется комбинированный (квазислучайный + прямой поиск) алгоритм решения задачи нелинейной оптимизации с ограничениями. Время расчета зависит от числа учитываемых гармоник и противоречивости требований к генератору, и для IBM/AT в среднем составляет десятки минут (учитываются три гармоники).

#### Список использованной литературы

1. Abe H. A GaAs MESFET Oscillator Quasi-Linear Design Method // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1986. Vol. MIT- 34, № 1. P. 19-25.
2. Шешинцев П.А. Об

Поступила в редколлегию 11.03.92

УДК 621.372.413

А.А.ТРУБИН, канд. техн. наук, ст. науч. сотр.

### ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ШАР В КООКСИАЛЬНОМ ВОЛНОВОДЕ

Проведен расчет коэффициентов связи диэлектрического резонатора (ДР) сферической формы с ТЕМ- и высшими типами волн коаксиального волновода, а также коэффициентов взаимной связи невырожденных колебаний двух сферических резонаторов. Отмечено влияние симметрии на структуру поля собственных колебаний ДР в волноводе при вырождении. В частном случае круглого волновода найденные формулы переходят в соотношения для коэффициентов связи сферических ДР, расположенных несоосно, а для ДР на оси круглого волновода совпадают с известными.

Сферические ДР можно использовать в качестве элементов СВЧ устройств и при несоосном расположении в круглом волноводе. При этом для решения задачи синтеза таких устройств возникает необходимость расчета коэффициентов связи с учетом любых положений ДР.

Известно, что собственные колебания ДР сферической формы в свободном пространстве, в общем случае — сферически-симметричной системе, являются вырожденными. Помещение такого резонатора в структуру с границами, нарушающими сферическую симметрию, приводит к частичному или полному снятию вырождения его собственных колебаний. При наличии симметрии в системе ДР и внешней геометрической структуры поле собственных колебаний такой системы в выделенных плоскостях симметрии может принимать только определенные распределения, характеризуемые условием магнитной или электрической стенки [1]. В рассматриваемом случае несоосного расположения сферического ДР в коаксиальном волноводе с координатами центра  $\rho_0, \alpha_0, z_0$  (см. рисунок, а) такими плоскостями симметрии являются плоскости  $z = z_0$  и  $\alpha = \alpha_0, \alpha = \alpha_0 + \pi$ . Таким образом, поле собственных колебаний магнитных  $H_{nm}$  (или электрических —  $E_{nm}$ ) типов сферического ДР в коаксиальном волноводе в одноволновом приближении представляется в виде

$$h_r(e_r) = h_0(e_0) \frac{n(n+1)}{r} j_n(k_1 r) P_n^m(\cos\theta) \begin{Bmatrix} \sin m\varphi \\ \cos m\varphi \end{Bmatrix}, \quad (1)$$

где плоскость  $\varphi = 0$  совпадает с плоскостью  $\alpha = \alpha_0$ , а ось  $z'$  локальной, связанной с центром резонатора сферической системы координат, параллельна оси волновода.