

## ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

Миниатюрные генераторы миллиметрового диапазона длин волн широко применяются в коммерческих системах связи, навигационных, медицинских и охранных системах. Свойства генератора во многом определяются характеристиками колебательной системы, проектирование которой – задача сложная и трудоемкая. Некоторые вопросы теории построения и проектирования генераторов СВЧ-диапазона были рассмотрены в работе [1]. Авторы настоящей статьи описывают пример полного проектирования генератора миллиметрового диапазона длин волн, а также предлагают способы оптимизации конструкции колебательной системы. Отличительная особенность данной методики проектирования – применение численных методов расчета электромагнитных полей в генераторе.

Классическая структурная схема СВЧ-генератора с параллельной обратной связью включает в себя (рис.1): нелинейный усилительный элемент (1); линии передачи сигнала (2, 6); фильтр (3); согласующее устройство (4); эквивалентную нагрузку (5); полезную нагрузку (7). Блоки 2–6 образуют колебательную систему генератора.

Методика проектирования генератора состоит из нескольких этапов [2]: 1) выбор компонентной базы и конструкции колебательной системы; 2) расчет цепи обратной связи, обеспечивающей автоколебательный режим системы на требуемой частоте; 3) синтез колебательной системы (в соответс-

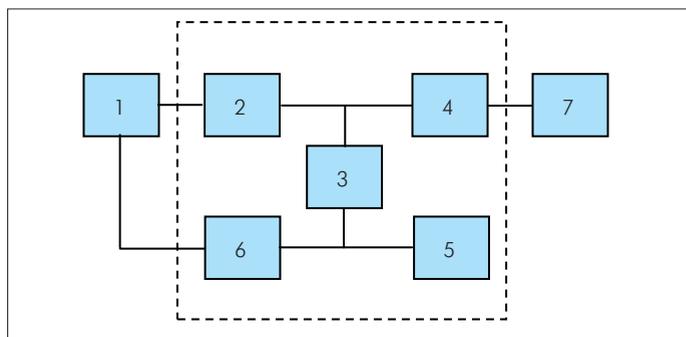


Рис. 1. Структурная схема СВЧ-генератора

твии с результатами расчета по п. 2); 4) синтез согласующего устройства для вывода генерируемого сигнала; 5) экспериментальная отработка на макете генератора; 6) внесение изменений в конструкцию генератора.

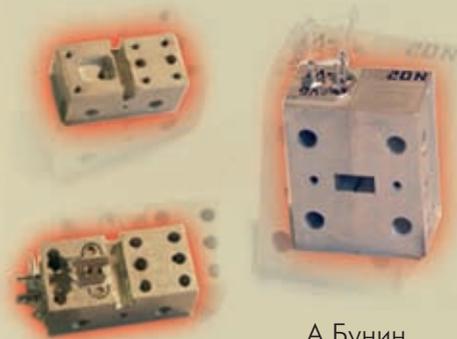
Методика проектирования будет продемонстрирована на примере разработки генератора на частоту 37,25 ГГц с выходным уровнем мощности не менее 10 мВт. Сигнал должен выводиться в волновод с сечением 7,2х3,4 мм.

### ВЫБОР КОМПОНЕНТНОЙ БАЗЫ И КОНСТРУКЦИИ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

В качестве нелинейного элемента в указанном диапазоне частот и при заданной мощности можно использовать транзисторы или усилители. Лучше выбирать усилитель, который гарантирует приемлемый уровень согласования по входу и выходу, высокую степень развязки и простоту в обеспечении питания. Эти параметры можно реализовать с помощью серийно выпускаемого усилителя HMMC-5038 фирмы Agilent Technologies [3]. Малосигнальные параметры усилителя представлены в табл.1. Рабочий диапазон температур усилителя составляет от -55 до 125°C; мощность входного сигнала – до 15 дБм; питание двуполярное (-3 и 5 В); потребляемый ток – 300 мА; чувствительность коэффициента усиления к температуре – -0,04 дБ/°C; габариты микросхемы – 1630 × 760 × 127 мкм.

Отметим, что, как правило, для усилителей регламентируются лишь малосигнальные параметры, поэтому расчетная обратная связь должна быть «неглубокой». Это означает, что усилитель должен работать преимущественно в линейном режиме и динамические искажения, вызванные переходом в нелинейный режим, должны быть достаточно малы.

Колебательная система проектируемого генератора может быть создана на основе микрополосковых линий, связанных с фильтром на основе диэлектрического резонатора (ДР). Такая система включает несколько основных элементов (рис.2): усилитель (1), микрополосковые линии (2), размещенные на подложках (3), фильтр на основе ДР (4), переход в волновод (5).



А.Бунин,  
С.Вишняков, к.т.н.,  
В.Геворкян, к.т.н.

**Таблица 1. Малосигнальные параметры усилителя НММС-5038**

Частота, ГГц	$ S_{11} $	$\arg(S_{11}), ^\circ$	$ S_{21} $	$\arg(S_{21}), ^\circ$	$ S_{12} $	$\arg(S_{12}), ^\circ$	$ S_{22} $	$\arg(S_{22}), ^\circ$
37,0	0,37	150	16,99	105	0,0027	34	0,20	39
37,5	0,31	142	17,20	90	0,0029	14	0,18	36
38,0	0,26	139	17,40	73	0,0028	10	0,15	29
38,5	0,21	110	17,61	56	0,0023	7	0,14	20
39,0	0,15	79	17,63	38	0,0027	4	0,13	13
39,5	0,13	37	17,28	20	0,0016	-7	0,13	8
40,0	0,18	-7	16,90	1	0,0017	57	0,13	13
40,5	0,23	-36	16,14	-17	0,0022	27	0,14	16
41,0	0,30	-54	15,14	-35	0,0028	8	0,13	20
41,5	0,37	-66	14,29	-53	0,0028	-8	0,13	30
42,0	0,43	-74	13,36	-70	0,0010	-37	0,14	36
42,5	0,50	-83	12,38	-88	0,0014	-12	0,16	36
43,0	0,57	-91	11,21	-107	0,0019	-39	0,20	30

Для реализации фильтра в данном случае применялся ДР, выполненный из материала с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r \approx 20$  и тангенсом угла потерь  $\text{tg } \delta \approx 10^3$ , в виде цилиндра диаметром 2 мм и высотой около 1 мм [4]. Изменение положения ДР относительно микрополосковых линий позволяет менять модуль коэффициента передачи цепи обратной связи на резонансной частоте, а изменение длин микрополосковых линий  $x, y, z$  (см. рис.2) и/или изменение эквивалентной нагрузки – управлять фазой коэффициента передачи. Эквивалентной нагрузке в рассматриваемой модели генератора соответствует отрезок микрополосковой линии, разомкнутой на конце. В качестве согласующего устройства применяют полосково-волноводный переход.

**РАСЧЕТ ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ**

Расчет цепи обратной связи проводился методом гармонического баланса. Комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи на требуемой частоте генерации был получен на основе матриц S-параметров элементов. При этом для усилителя использовались малосигнальные параметры, в микрополосковых линиях не учитывалось затухание, и расчет проводился в предположении идеального согласования выходной линии. Характеристики фильтра на основе ДР представлены в виде восьмиполюсника с матрицей S-пара-

метров [5]:

$$S_{ij} = \begin{bmatrix} a & (1-a) & -\sqrt{ab} & \sqrt{ab} \\ (1-a) & a & \sqrt{ab} & -\sqrt{ab} \\ -\sqrt{ab} & \sqrt{ab} & b & (1-b) \\ \sqrt{ab} & -\sqrt{ab} & (1-b) & b \end{bmatrix},$$

где

$$a = \frac{\beta_1}{[(\beta_1 + \beta_2) + 1](1 + j\xi)}, \quad b = \frac{\beta_2}{[(\beta_1 + \beta_2) + 1](1 + j\xi)};$$

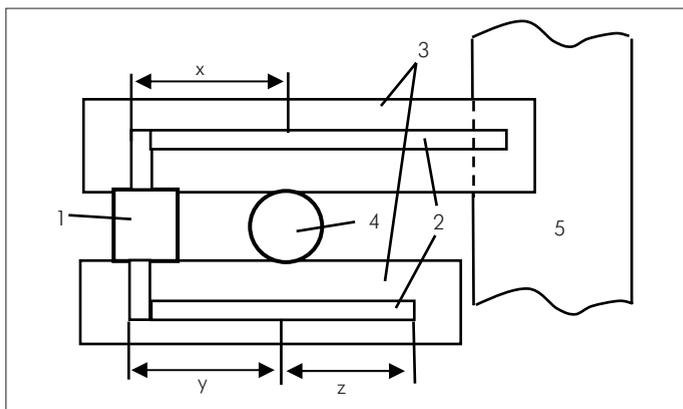
$\beta_1$  – коэффициент связи ДР с линией, соединяющей нагрузку и выход усилителя;

$\beta_2$  – коэффициент связи ДР с линией, образующей обратную связь на вход усилителя;

$\xi$  – относительная расстройка частоты.

В случае симметричного расположения ДР относительно микрополосковых линий  $\beta = \beta_1 = \beta_2$ ; на резонансной частоте  $\xi = 0$ .

Расчет сводится к решению системы уравнений относительно фазовых запаздываний  $e^{j\alpha}, e^{j\gamma}, e^{j\zeta}$  в отрезках микрополосковых линий с длинами  $x, y, z$  (см. рис.2) и коэффициентом связи  $\beta$ . Здесь  $\gamma$  – постоянная распространения электромагнитной волны в микрополосковой линии, определяемая конструктивным исполнением полосковой линии.



**Рис.2. Расположение основных элементов генератора**

Приняв выходную мощность усилителя заданной, можно преобразовать систему уравнений к выражению вида:

$$\mathfrak{X}(\beta, e^{\gamma x}, e^{\gamma y}, e^{\gamma z})=0,$$

где  $\mathfrak{X}$  – полиномиальная функция третьего порядка относительно  $\beta$ , коэффициенты которой зависят от S-параметров усилителя, постоянных распространения  $\gamma$  и длин  $x$ ,  $y$ ,  $z$  отрезков микрополосковых линий.

Решение может быть получено любым оптимизационным методом, например с помощью метода сканирования по параметрам  $\gamma x$ ,  $\gamma y$ ,  $\gamma z$ . Для вышеуказанных параметров генератора и выбранного усилителя были получены следующие значения:

$$\beta = 0,0619; \gamma x = j\pi/10; \gamma y = j\pi/5; \gamma z = j\pi/2.$$

### РАСЧЕТ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

При полученных значениях  $x$ ,  $y$  и  $z$  нужно расположить ДР относительно микрополосковых линий так, чтобы получить требуемое значение коэффициента  $\beta$  для заданной частоты генерации. Необходимо также рассчитать спектр собственных частот ДР. Как правило, в генераторах используют низший тип колебаний ДР (в данном случае тип колебаний  $H_{01\delta}$ ). Поэтому с помощью численного моделирования следует оценить возможность перехода в режим генерации на частоте высших типов колебаний ДР и подобрать значения параметров резонатора, которые позволяют «отсечь» эти паразитные моды. Это важно, поскольку существующие способы устранения паразитных типов колебаний ДР (например, [6]) трудно применять в миллиметровом диапазоне длин волн.

Целесообразно размещать ДР на диэлектрическом стержне (например, в виде кварцевого цилиндра диаметром 1 мм), закрепленном на винте (рис.3). Это позволяет изменять связь ДР с микрополосковыми линиями, изменяя расстояние между ДР и плоскостью подложек. Одновременное с настройкой связи изменение частоты можно компенсировать, вводя над ДР специальный настроечный винт (см. рис.3).

В использовавшейся для расчетов модели системы подложки из поликора имели высоту 0,25 мм. Ширина микрополосковых линий – 0,25 мм, сопротивление – 50 Ом. Размеры

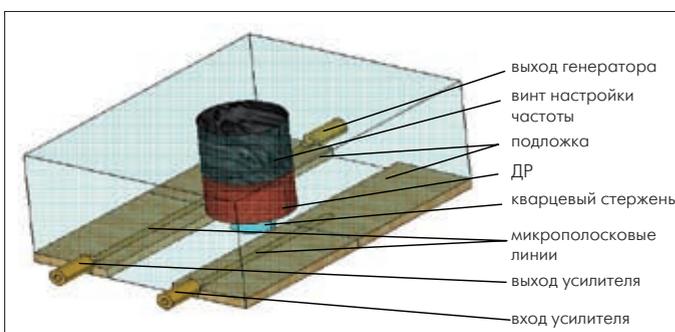


Рис.3. Модель колебательной системы

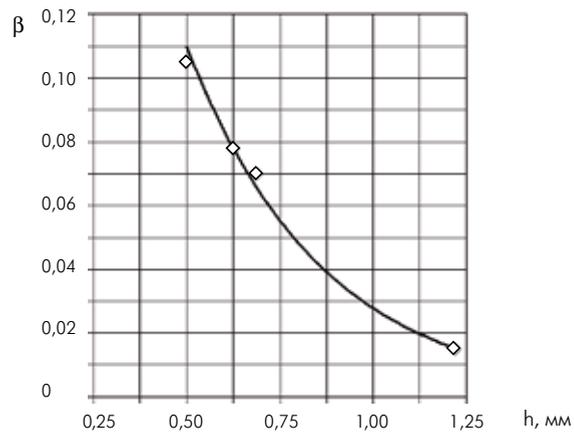


Рис.4. Зависимость коэффициента связи  $\beta$  от расстояния  $h$  от ДР до плоскости подложки

экранированной полости, в которой размещается усилитель и колебательная система, –  $6 \times 4 \times 3$  мм.

Расчет собственных частот и коэффициентов передачи проводился с помощью метода конечных элементов [7]. Адаптивная нерегулярная сетка имела около 130 тыс. узлов. Время расчета спектра собственных частот составило приблизительно 20 мин.

В результате расчетов были получены графики зависимостей коэффициента связи и частоты рабочего типа колебаний ДР от положения настроечных винтов (рис.4, 5).

Оптимальными по совокупности добротности, возможности перестройки частоты и коэффициента связи являются следующие параметры колебательной системы: расстояние от ДР до плоскости подложки 0,5 мм; высота ДР 0,9 мм. В табл.2 представлены основные электрические параметры цепи обратной связи на резонансных частотах.

Таблица 2. Расчетные электрические параметры колебательной системы

Частота, ГГц	Собственная добротность колебательной системы $Q_0$	Коэффициент передачи цепи обратной связи		Комментарий
		Модуль	Фаза	
37,2	950	0,256	150°	Рабочий тип колебаний $H_{01\delta}$
45,2	900	0,178	-3°	Тип колебаний $EH_{11\delta}$ (поляризация 1)
45,4	880	0,264	100°	Тип колебаний $EH_{11\delta}$ (поляризация 2)

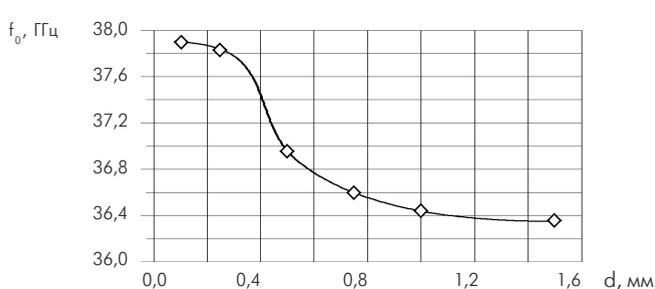
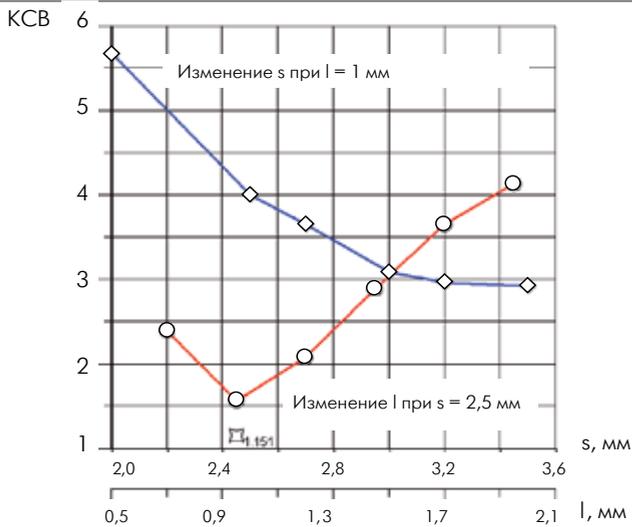


Рис.5. Влияние расстояния  $d$  от резонатора до настроечного винта на частоту  $f_0$  основного типа колебаний ДР ( $H_{01\delta}$ )



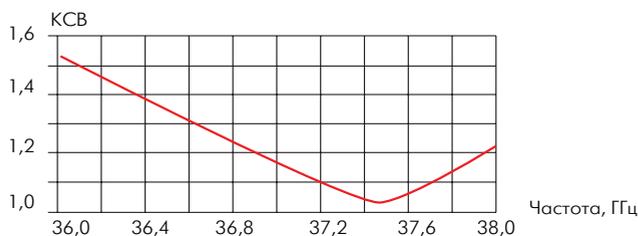
**Рис.6. Пример зависимостей КСВ от расстояния до короткозамыкателя  $s$  и глубины  $l$  погружения линии в волновод**

### РАСЧЕТ СОГЛАСУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА (ПОЛОСКОВО-ВОЛНОВОДНОГО ПЕРЕХОДА)

Наиболее простая конструкция полосково-волноводного перехода формируется в результате введения в волновод отрезка полосковой линии на подложке. Согласование достигается за счет выбора длины  $l$  отрезка линии, введенного в волновод, и расстояния  $s$  от этой линии до короткозамыкателя в торце волновода.

Авторы создали конечно-элементную модель полосково-волноводного перехода и программное обеспечение, которое позволяет автоматически варьировать параметры модели. С помощью метода наискорейшего спуска была проведена оптимизация по параметрам  $l$  и  $s$  с целью минимизации коэффициента стоячей волны (КСВ) на требуемой частоте генерации (рис.6). Была также рассчитана частотная зависимость КСВ при оптимальных параметрах перехода (рис.7).

Наилучшее достигнутое согласование (КСВ=1,15) можно считать достаточным для обеспечения работы генератора. Отметим, что ширина частотной полосы, в которой обеспечивается согласование, достаточно велика (200 МГц). Это позволяет поддерживать генерацию при настроенном смещении частоты.



**Рис.7. Частотная зависимость КСВ при оптимальных параметрах полосково-волноводного перехода**



**Рис.8. Генератор в разобранном (а) и собранном (б) состоянии**

**Рис.8. Генератор в разобранном (а) и собранном (б) состоянии**

### МАКЕТИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА

На основе проведенных расчетов был построен макет (экспериментальный образец) генератора в корпусе размером  $32 \times 20 \times 14$  мм (рис. 8).

Для проверки работоспособности генератора, сопоставления его характеристик с расчетными и достижения требуемых параметров были проведены эксперименты с макетом.

Экспериментальные исследования дали следующие результаты:

- при отсутствии питания усилителя значение КСВ, измеренного со стороны волновода, не превышает 2 в области рабочей частоты генератора (КСВ больше расчетного, поскольку усилитель в выключенном состоянии не обеспечи-

**Таблица 3. Результаты расчета по модели, учитывающей блокировочный конденсатор**

Частота, ГГц	Собственная добротность $Q_0$	Коэффициент передачи цепи обратной связи		Комментарий
		Модуль	Фаза	
36,4	950	0,12	158°	Рабочий тип колебаний $H_{01\delta}$
43,3	890	0,145	10°	Тип колебаний $EH_{11\delta}$ (поляризация 1)
45,1	880	0,14	113°	Тип колебаний $EH_{11\delta}$ (поляризация 2)

вает согласования по своему выходу). При этом резонансная частота ДР перестраивается с помощью настроечного винта в пределах от 36 ГГц до 39 ГГц;

- при включении питания наблюдается устойчивая генерация, но на частоте 42,2–45,3 ГГц (заданная частота 37,25 ГГц). Мощность сигнала составляла 14 мВт;
- настраивая колебательную систему и меняя напряжение питания усилителя, можно добиться генерации на частоте 37,08 ГГц при мощности выходного сигнала 6 мВт, но генерация при этом неустойчива по отношению к настройке, наблюдаются перескоки частоты (на частоту ~ 45 ГГц).

Сопоставлением расчетных и экспериментальных результатов было установлено, что устойчивая генерация возникает на частоте высшего типа колебаний (см. табл. 2). Было сделано предположение, что причиной этого стало влияние внешнего блокировочного конденсатора в цепи затворов микросхемы, который размещался сравнительно близко к резонатору и не учитывался при численном синтезе колебательной системы генератора. Для проверки этого предположения было проведено дополнительное численное исследование: конечно-элементную модель колебательной системы генератора дополнили корпусом блокировочного конденсатора и рассчитали резонансные частоты, добротности и комплексные коэффициенты передачи на рабочем и ближайших паразитных типах колебаний ДР. Результаты расчетов приведены в табл.3.

Сравнительный анализ результатов, приведенных в табл. 2 и табл. 3, позволяет сделать вывод: конструктивное исполнение блокировочного конденсатора негативно влияет на работу колебательной системы, что проявилось в уменьшении коэффициента передачи в цепи обратной связи на рабочей частоте.

С учетом результатов экспериментов и повторных расчетов макет генератора был доработан – установлен блокировочный конденсатор с гораздо меньшими габаритами, чем предыдущий. Испытания доработанного макета показали, что он сравнительно просто настраивается на заданную частоту, генерация устойчива к включению-выключению, перескоков частоты не наблюдается. Генератор работает устойчиво при следующих параметрах: диапазон механической перестройки –

37,07–37,45 ГГц, потребляемая мощность –  $P_{\text{потр}} = 410$  мВт, выходная мощность –  $P_{\text{вых}} = 30$  мВт.

Важно, что результаты экспериментальных исследований полностью подтвердили достоверность численных расчетов. Более того, именно численное моделирование позволило определить причину проблемы и принять правильное решение. Весь цикл работ по созданию конструкции генератора (за исключением процесса изготовления корпуса и пайки микросхемы) не превысил десяти дней.

Таким образом, разработанная на кафедре электрофизики МЭИ (ТУ) методика проектирования СВЧ-генераторов, основанная на применении численных методов расчета электромагнитного поля (метод конечных элементов), позволяет существенно повысить оперативность и удешевить синтез генераторов сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. С помощью разработанного алгоритмического и программного обеспечения весь цикл проектирования можно проводить с минимальным участием оператора в создании расчетных моделей. Высокая степень детализации расчетных моделей и точность расчетов позволяют ограничиваться единственной итерацией макетирования генераторов. В результате весь цикл проектирования занимает не более 10 дней (без учета времени изготовления макетов).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Вишняков С.В., Геворкян В.М., Казанцев Ю.А. Автоматизированное проектирование высокочастотной колебательной системы транзисторного генератора. Численные методы расчета электромагнитного поля. – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2004, №2, с. 52–56.
2. Бунин А.В., Вишняков С.В., Геворкян В.М., Казанцев Ю.А. Проектирование колебательной системы генератора миллиметрового диапазона длин волн. – КрыМиКо-2005, Украина, Севастополь: «Вебер», с. 465–466.
3. [www.agilent.com/semiconductors](http://www.agilent.com/semiconductors).
4. Высокочастотные керамические материалы и микроволновые элементы. Каталог –СПб.: ООО «Керамика», 2000, 40 с.
5. Алексейчик Л.В., Геворкян В.М., Казанцев Ю.А. и др. Состояние и перспективы применения миниатюрных диэлектрических резонаторов в радиоэлектронике. Параметры ДР и методы их расчета. Ч.1. – Обзоры по ЭТ. Электроника СВЧ, вып.13, 1981, 97 с.
6. Бунин А.В., Вишняков С.В., Геворкян В.М. и др. Высокочастотная резонансная секция с разреженным спектром. – КрыМиКо-2007, Украина, Севастополь: «Вебер», т.2, с. 485–486.
7. Вишняков С.В., Геворкян В.М. Метод создания адаптивного конечно-элементного разбиения, основанный на многомерной цифровой фильтрации. – Вестник МЭИ, 2005, № 1, с. 80–85.