

УДК 621.375.7

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВХОДНЫХ ЦЕПЕЙ МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

О.И. Белоус, канд. физ.-мат. наук, ст. научн. сотр.; Л.А. Рудь, д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотр.; О.Н. Сухоручко, канд. физ.-мат. наук, научн. сотр.; А.И. Фисун, д-р физ.-мат. наук, вед. научн. сотр. Институт радиопизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины

Работа посвящена решению проблемы создания качественных фильтрующих элементов высокочувствительных входных усилительных устройств параметрического типа для современных телекоммуникационных систем КВЧ-диапазона. В качестве альтернативы традиционным частотно-селективным системам для параметрических усилителей предлагается использовать полосно-пропускающий фильтр, полоса пропускания которого совпадает с полосой перестройки сигнального контура, а в полосах запирания обеспечивается достаточно высокий уровень подавления холостой частоты и частоты накачки.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из основных проблем создания высокочувствительных приемных устройств широкополосных систем связи КВЧ-диапазона является разработка неохлаждаемых входных цепей с низким уровнем шумов. В коротковолновой части этого диапазона параметрические усилители (ПУ), несмотря на бурное развитие транзисторов, продолжают оставаться вполне конкурентоспособными [1]. С укорочением длины волны и в особенности при переходе в коротковолновую часть КВЧ - диапазона, традиционные подходы к проектированию ПУ становятся малоэффективными: возрастает роль собственных параметров варакторов, существенно возрастают потери в резонаторах и фильтрах, возникают проблемы технологического характера, например, в изготовлении вафельных заграждающих фильтров, бескорпусных диодов и так далее. Следовательно, понадобилась качественно новая идеология построения самой схемы ПУ и выбора его компонентов. Например, анализируя работы [2, 3], можно прийти к выводу, что основной акцент в разработке и оптимизации ПУ переносится на моделирование электродинамических процессов в составных частях ПУ при условии, что параметры нелинейных элементов соответствуют поставленной задаче и предельно оптимизированы.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В качестве альтернативы традиционным частотно-селективным системам для ПУ предлагается использовать полосно-пропускающий фильтр, полоса пропускания которого совпадает с полосой перестройки сигнального контура, а в полосах запирания обеспечивается достаточно высокий уровень подавления холостой частоты и частоты накачки.

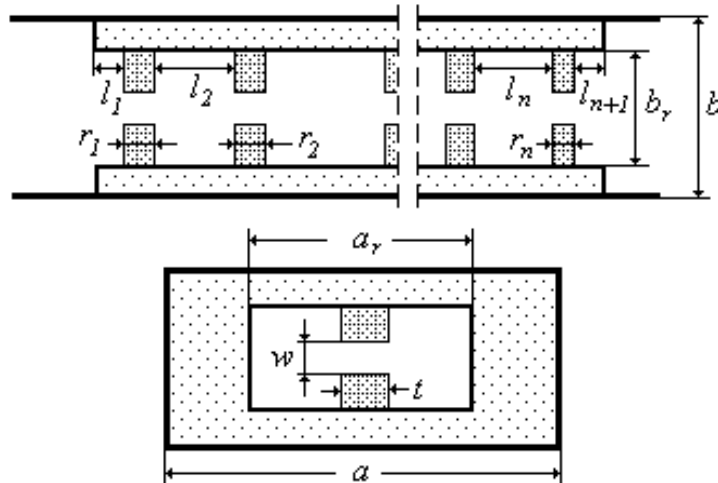


Рисунок 1 - Сечения фильтра в продольной и поперечной плоскостях

Анализ показал, что традиционные волноводные фильтры на полуволновых резонаторах непригодны для этих целей, поскольку они не могут обеспечить запираение тракта на частоте накачки. Причиной этому является многомодовый режим работы резонаторов и плеч фильтра, а также потеря свойств диафрагм, ограничивающих резонаторы, при столь больших частотах.

Решить проблему удастся, используя конструкцию фильтра с резонаторами, реализованными на коротких отрезках Н-волноводов с длинами r_i , $i = 1, \dots, n$, где n - число резонаторов фильтра. Они имеют одинаковую толщину t и зазоры гребней w (см. рис. 1). Роль элементов связи в этих фильтрах играют отрезки заперделных прямоугольных волноводов сечением $a_r \times b_r$ и с длинами l_i , $i = 1, \dots, n + 1$. Первый и последний элементы выполняют роль элемента связи соответствующих резонаторов с входным и выходным волноводами стандартного сечения $a \times b$.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ПРОЦЕССОВ В ФИЛЬТРЕ

Алгоритм проектирования таких фильтров с равнопульсационной, чебышевской характеристикой подробно описан в работе [4]. В этой же работе приведен достаточно подробный обзор существующих подходов к анализу и синтезу подобного рода фильтров. Отметим, что разработанный в [4] алгоритм предполагает идеальную проводимость металла, из которого изготавливается фильтр. При заданной спецификации на выходные характеристики фильтра алгоритм содержит следующие этапы:

- 1 Выбор геометрических размеров Н-волновода.
- 2 Первоначальный синтез с итерационной корректировкой электрических параметров фильтра-прототипа.
- 3 Интерполяция обобщенных матриц рассеяния элементов фильтра.
- 4 Оптимизация характеристик фильтра.

В качестве спецификации на характеристики фильтра используются следующие параметры:

- f_b и f_c - начальная и конечная частоты полосы пропускания фильтра;
- f_a и f_d - граничные частоты нижней ($c f < f_a$) и верхней ($c f > f_d$) полос запираения фильтра;

- L_r - уровень пульсаций функции вносимых потерь фильтра в полосе пропускания (в децибеллах);
- L_a и L_d - уровень подавления сигнала на граничных частотах полос запираания (в децибеллах).

При выборе геометрических размеров a_r , b_r Н-волновода необходимо учитывать следующие обстоятельства. Во-первых, ширина секций прямоугольного волновода a_r должна быть такой, чтобы она обеспечивала запредельность элементов связи в как можно большем частотном диапазоне и высокочастотная полоса запираания была более широкой. Что касается размера b_r , то в [4] показано, что для фильтров на Н-волноводах наиболее приемлемым оказывается выбор параметра b_r , равного высоте входного волновода b . Это обуславливает уменьшение омических потерь в резонаторах фильтра по сравнению с обычно используемым размером $b_r < b$. При выборе толщины пластины, из которой выполняются гребни Н-волновода, следует руководствоваться условиями на жесткость конструкции и особенностями изготовления рабочей части фильтра. Величина зазора Н-волновода наиболее существенно влияет на величину критической частоты $f_{кр}$ основной волны Н-волновода. В любом случае параметр w должен выбираться как можно большим, но при этом необходимо, чтобы выполнялось условие $f_{кр} < f_b$.

Этап первоначального синтеза фильтра по заданной спецификации проводится с использованием схемы синтеза фильтра-прототипа, изложенной в работе [5]. Однако эта схема ориентирована на фильтры с полуволновыми резонаторами. В нашем же случае в качестве резонаторов используются весьма короткие секции Н-волноводов с длиной $r_i < \lambda_g$, где λ_g - волноводная длина волны основной волны Н-волновода. Это является следствием того, что запредельный прямоугольный волновод является емкостной нагрузкой для одномодового Н-волновода [4]. Характерно, что первоначально получаемые длины элементов связи l_i не обеспечивают нужной характеристики фильтра. Чтобы добротность коротких резонаторов совпадала с добротностью полуволновых резонаторов, необходимо корректировать величины l_i в сторону их увеличения. Это производится с помощью специально разработанной итерационной процедуры.

Математическая модель фильтра является принципиально векторной и строится на основе метода обобщенных матриц рассеяния с использованием в качестве ключевых неоднородностей сочленения прямоугольного и Н-волновода, а также сочленения двух прямоугольных волноводов при переходе на волновод стандартного сечения $a \times b$ (см. рис.1). Ключевые неоднородности, в свою очередь, описываются многомодовыми матрицами рассеяния, которые необходимо рассчитывать заново в каждой частотной точке. При оптимизации использование такого подхода может привести к весьма большим затратам машинного времени. Чтобы ускорить этот процесс, вместо строго рассчитанных матриц рассеяния в алгоритме используются их интерполяционные аналоги, заранее рассчитанные на заданной сетке частот. Поскольку в процессе оптимизации изменяются только длины элементов связи l_i и резонаторов r_i , что не требует пересчета матриц рассеяния ключевых неоднородностей, то применение интерполяционных моделей позволяет ускорить процесс оптимизации фильтра на два порядка.

Этап оптимизации необходим, чтобы скорректировать характеристики фильтра, полученные после работы процедуры синтеза. Как правило, после синтеза полоса фильтра становится зауженной и ее центральная частота сдвинута по отношению к требуемой. Процедура оптимизации построена на основе метода наискорейшего спуска с использованием

целевой функции, описанной в [4]. Эта процедура выполняется в несколько этапов, на каждом из которых целевая функция слегка модифицируется, чтобы постепенно «вывести» результирующую характеристику фильтра как можно ближе к требуемой. Анализ оптимизированной конструкции всегда проводится с использованием строгой модели.

В качестве иллюстрации эффективности использования разработанного программного комплекса и высоких эксплуатационных характеристик фильтров с запердельными связями рассмотрим следующий пример. Потребуем, чтобы проектируемый фильтр удовлетворял следующей спецификации: $f_a = 55$, $f_b = 60$, $f_c = 65$, $f_d = 70$ ГГц; $L_a = L_d = -30$, $L_r = -0,01$ дБ. Дополнительным является условие, чтобы уровень подавления на частоте накачки $f_n = 115$ ГГц составлял не менее -30 дБ.

Согласно заданной спецификации было спроектировано несколько 4 - резонаторных фильтров для волновода $3,6 \times 1,8$ мм², однако не все они удовлетворяли дополнительному условию. Наиболее оптимальной оказалась конструкция с $a_r = b_r = 1,8$, $t = 0,2$ и $w = 0,4$ мм. При таких параметрах критическая частота основной волны Н-образного волновода оказалась равной $f_{кр} = 54$ ГГц. Остальные, уже округленные до 0,01 мм, размеры оптимизированного фильтра таковы: $l_{1,5} = 0,22$, $l_{2,4} = 1,46$, $l_3 = 1,63$ мм и $r_{1,4} = 0,21$, $r_{2,3} = 0,28$ мм. Общая длина такого фильтра около 6 мм.

Частотные характеристики спроектированного фильтра с точными размерами полностью удовлетворяют исходному заданию, и показаны на рис. 2. Вносимые потери фильтра рассчитывались как $L_{вн} = -20 \log |S_{11}^{(21)}|$, а обратные - $L_{об} = -20 \log |S_{11}^{(11)}|$, где $S_{11}^{(21)}$ и $S_{11}^{(11)}$ - коэффициенты прохождения и отражения H_{10} -волны, набегающей на фильтр со стороны входного прямоугольного волновода. Неточность в задании размеров сказывается лишь на незначительном повышении уровня пульсаций КСВН в полосе пропускания фильтра и практически не влияет на уровни подавления в полосах запираия.

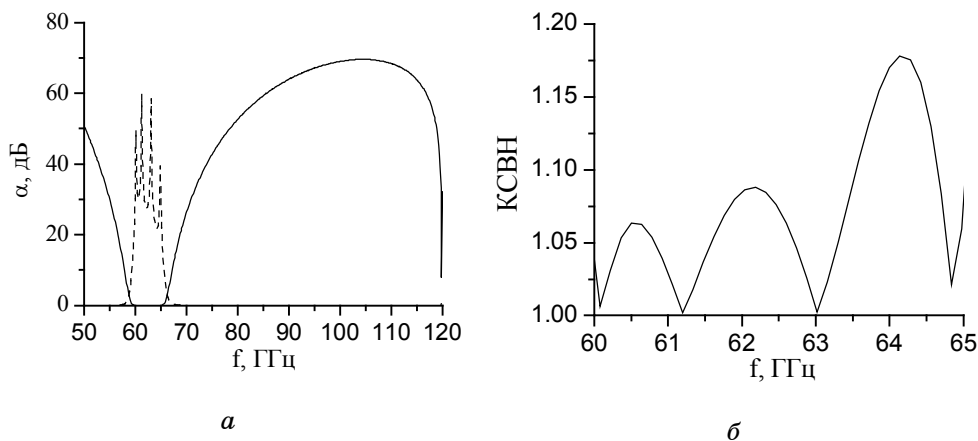


Рисунок 2 - Частотные характеристики 4 - резонаторного полосно-пропускающего фильтра на отрезках Н-волновода с запердельными связями: а - вносимые (сплошная кривая) и обратные (штрихи) потери; б - КСВ фильтра в полосе пропускания

Следует особо подчеркнуть, что высокочастотная полоса запираения по уровню -30 дБ перекрывает диапазон $f = 70 - 90$ ГГц, что более чем достаточно при заданной частоте накачки $f_n = 115$ ГГц. Такие характеристики не обеспечиваются известными фильтрами на полуволновых резонаторах. В столь широких полосах запираения как раз и заключается основное преимущество фильтров на Н-волноводах с заперделными связями. Заметим, что проводились аналогичные исследования и для фильтров на П-волноводах, имеющих односторонние гребни. Как установлено, они обладают практически в два раза меньшей полосой запираения вследствие более плотного спектра распространяющихся волн, возбуждаемых при больших частотах в уже незаперделных элементах связи фильтра, а также во входном и выходном волноводах фильтра.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Описанный фильтр использован в отражательном ПУ, построенном на встречных волноводах [6]. На рис. 3 приведена структурная схема усилительного модуля на основе рассмотренного ПУ.

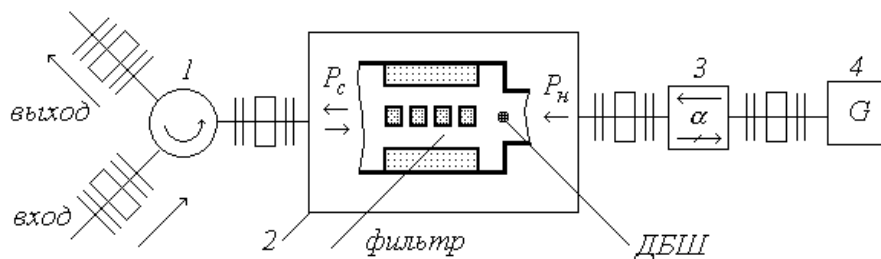


Рисунок 3 - Схема усилительного модуля

Входной сигнал P_c через циркулятор 1 поступает в ПУ 2, усиливается и, отразившись от заперделного для него волновода накачки через циркулятор, подается в нагрузку. Генератор накачки 4 включен через развязывающий ферритовый вентиль 3, исключающий отражение мощности накачки P_n назад в генератор. Контур холостой частоты с фильтром частоты накачки выполняется в соответствии с приведенным выше расчетом и располагается в волноводе сигнала ПУ. Сигнальный контур усилителя реализован на реактивностях нелинейного элемента (емкости р-п - перехода нелинейного элемента и индуктивности выводов). Выбор места расположения нелинейного элемента для наиболее эффективного включения его в рабочие контуры усилителя выполняется по методике, изложенной в [2].

В качестве источника накачки использован генератор на ЛПД, стабилизированный высокочастотным сферо-углово-эшелеттным резонатором. Конструктивно высокостабильный источник излучения подобен источнику, описанному в работе [7], но имеет значительно меньшие размеры стабилизирующего резонатора. Осевое сечение ЛПД-генератора показано на рис. 4.

ЛПД размещается в первичной резонансной камере (1), изготовленной как тонкий стандартный фланец с отрезком волновода сечением $1,2 \times 2,4$ мм². Использовались также бескорпусные вставки, выполненные по планарной технологии (изготовлены в ИКИ РАН), которые показали аналогичный результат по частоте и генерируемой мощности. Углово-эшелеттное зеркало (2) служит одновременно и корпусом резонатора. Сферическое зеркало (3) установлено на медном компенсаторе (4) и механизме перестройки. Оба зеркала, как и корпус, были изготовлены из

инвара с коэффициентом температурного расширения $\alpha = 0,9 \cdot 10^{-6}$. Электромагнитная волна выводится через волновод накачки стандартного сечения $1,2 \times 2,4 \text{ мм}^2$ (5), закрытого прозрачным окном (6). На частоте генерации $F_g = 115 \text{ ГГц}$ стабилизирующий ОР имеет следующие размеры:

- апертуры обоих зеркал примерно равны $2a = 32 \text{ мм}$;
- расстояние между зеркалами $L = 20\text{-}25 \text{ мм}$;
- уголково-эшелеттное зеркало состоит из 7 граней, обращенных к сферическому зеркалу, и 6 граней, ориентированных навстречу друг другу.

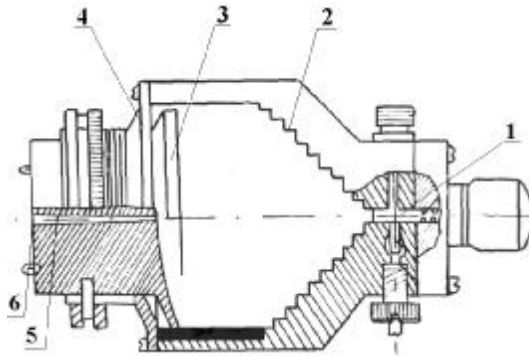


Рисунок 4 - Осевое сечение генератора накачки

Высота всех граней одинакова и определяется по методике, описанной в [8, 9], с целью возбуждения резонатора на квази – TEM_{00q} типе колебаний как наиболее добротном. В описанной конструкции включение резонатора по реактивно-отражающей схеме является оптимальным, поскольку потери мощности на стабилизацию минимальны [7].

Настройка и исследование характеристик модуля проводились в два этапа. Вначале снимались характеристики всех элементов схемы, т. е. последовательные “холодные” измерения всех узлов, переходов, фильтра, диодной камеры, циркулятора. В сигнальном волноводе ПУ с фильтрами на диэлектрических вставках потери на частоте сигнала (60–65 ГГц) составляют менее 1 дБ, а на частоте накачки (115 ГГц) – более 30 дБ. Выбор положения места диода на стенке встречных волноводов сигнала и накачки для обеспечения необходимого коэффициента включения нелинейной емкости в рабочие контуры определялся экспериментально с учетом распределения ВЧ-полей в запердельном для сигнала волноводе накачки [2]. Установлено, что оптимальным с точки зрения рабочей полосы и коэффициента усиления является положение ДБШ относительно стыка волноводов сигнала и накачки (внутри сигнального волновода) $\approx 0,05 \text{ мм}$.

Затем определялись коэффициент усиления, рабочая полоса и температура шума ПУ с работающим ГН. На рис. 5 показаны экспериментальные зависимости коэффициента усиления и шумовой температуры модуля при частоте накачки 115 ГГц и мощности 10-15 мВт.

Насыщение ПУ происходит при уровнях входной мощности $10^{-6} - 10^{-7} \text{ Вт}$. Рабочая полоса частот при усилении 15 дБ по уровню -3 дБ составляет 1 ГГц, шумовая температура 500 К.

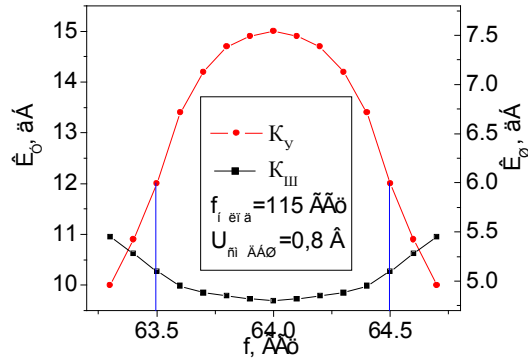


Рисунок 5 - Экспериментальные зависимости коэффициента усиления и шумовой температуры усилителя

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, представленные выше результаты дают все основания говорить о целесообразности применения в двухконтурных ПУ коротковолновой части мм диапазона волн нового типа полосовых фильтров на Н-волноводах с заперделными связями, обладающими расширенными высокочастотными полосами запираия.

SUMMARY

Resonance filters consisting the short pieces of H-waveguides have been proposed as the input filters of parametric amplifiers in short-wave part of millimetric waveband. It is shown that a high frequency passband of rejection restores a suppression no less than -30 dB at the pumping frequency.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Полупроводниковые параметрические усилители и преобразователи СВЧ/ Под ред. В.С. Эткина. - М.: Радио и связь. -1983. -304 с.
2. Сухоручко О.Н., Ткаченко В.И., Фисун А.И. Моделирование элементов входного малозащумяющего тракта с параметрическим усилением сигнала // Прикладная радиоэлектроника. -2003. -№2. -С. 163-167.
3. O.N. Sukhoruchko, V.M. Bulgakov, A.I. Fisun, and O.I. Belous. Parametric Amplification of Signals in the Short-Wave Part of MM Wave Band // Telecommunication and Radio Engineering. -2002. -Vol. 58, №7-8. - P. 64-73.
4. Kirilenko A., Rud L., Tkachenko V. CAD of evanescent-mode bandpass filters based on the short ridged waveguide sections // International Journal of RF and Microwave CAE. - 2001. - № 11. - P. 354-365.
5. Shih Y.C. Design of waveguide E-plane filters with all-metal inserts // IEEE Trans. on MTT. - 1984. - Vol. 32, № 7. - P. 695-704.
6. Сухоручко О.Н., Белоус О.И., Фисун А.И. Малошумящий усилительный модуль средней части миллиметрового диапазона длин волн // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии, 14-я Международная конференция. - Севастополь, 13-17 сентября 2004. - С. 100-101.
7. Belous O.I. and Fisun A.I. Long-Term Frequency Stabilization of Quasi-Optical Solid-State UHF-Oscillator // Electromagnetic Waves & Electronic System, 1998. -Vol. 3, № 1. - P. 67 - 76.
8. Фисун А.И. Высокодобротные резонансы в открытых резонаторах с частично ограниченной областью // ДАН Украины. - 1997. - № 12. - С. 97 - 102.
9. Fisun A.I. Method for Analysis of open Resonators with Step-Like Deformation of Mirrors // Electronics Letters. - 1998. - Vol. 34, № 2. - P. 192- 193.

Поступила в редакцию 14 июня 2006 г.