

УДК 537.312.62

*И. Н. БОНДАРЕНКО*, канд. техн. наук, *А. С. ГНЕСЬ*

### **СВЕРХПРОВОДЯЩИЙ РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР СВЧ-ДИАПАЗОНА**

---

Совершенствование характеристик полосовых и режекторных фильтров определяется в основном возможностью получения заданной добротности резонансных систем. При обычных температурах этот путь себя практически исчерпал. Использование сверхпроводящих резонансных систем, которые по добротности и эталонным качествам могут на несколько порядков превосходить обычные резонансные системы [1], приводит к качественному скачку в улучшении параметров устройств селекции и режекции.

Для коэффициента передачи  $T$  одиночного проходного резонатора можно записать

$$T = \frac{4Q_n^2}{Q_1 Q_2} \frac{1}{1 + Q_n^2 (2\Delta\omega/\omega_0)^2}, \quad (1)$$

где  $Q_n$  — нагруженная добротность резонатора;  $Q_1, Q_2$  — внешние добротности резонатора со стороны генератора и нагрузки соответственно;  $\Delta\omega$  — отклонение частоты сигнала от частоты резонатора  $\omega_0$ .

Учитывая, что  $Q_0 = Q_n(1 + \beta_1 + \beta_2)$ , где  $Q_0$  — собственная добротность резонатора;  $\beta_1 = Q_0/Q_1$ ,  $\beta_2 = Q_0/Q_2$  — коэффициенты связи резонатора с линией передачи со стороны генератора и нагрузки соответственно, выражение (1) можно представить в виде

$$T = \frac{4\beta_1\beta_2}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \frac{1}{1 + Q_n^2 (2\Delta\omega/\omega_0)^2}.$$

При этом переходное затухание резонатора (дБ)

$$L = 10 \lg \left\{ \frac{1 + \beta_1 + \beta_2}{4\beta_1\beta_2} \left[ 1 + Q_n^2 \left( \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \right\}. \quad (2)$$

Из соотношения (2) видно, что переходное затухание резонансного проходного фильтра на одиночном объемном резонаторе уменьшается с повышением значения  $\beta$ , причем эта зависимость до  $\beta=2$  носит более крутой характер, чем в области  $\beta>2$ . В то же время с ростом  $\beta$  падает нагруженная добротность резонатора и расширяется полоса пропускаемых частот. Из соотношения (2) следует также, что сверхпроводящие резонаторы (СПР), обладающие высокими ( $10^6$ — $10^{10}$ ) собственными добротностями, позволяют значительно уменьшить переходное затухание и одновременно обеспечить значительно более узкую полосу пропускаемых частот, чем в случае применения несверхпроводящих резонаторов.

Подобный эффект может быть достигнут при использовании СПР в схемах режекторных фильтров СВЧ. Целью данной работы является разработка и исследование практической конструкции сверхпроводящего режекторного фильтра СВЧ-диапазона.

Затухание сигнала (дБ) в системе резонатор—согласованная нагрузка для проходного резонатора, к выходу которого подсоединена согласованная нагрузка, определяется согласно формуле [2]

$$L = 10 \lg \left\{ 1 - \frac{4\beta_1(1 + \beta_2)}{(1 + \beta_1 + \beta_2)^2} \frac{1}{[1 + Q_n^2 (2\Delta\omega/\omega_0)^2]} \right\}. \quad (3)$$

В такой системе затухание максимально при  $\beta_2 = \beta_1 - 1$ , т. е. необходимо, чтобы коэффициент связи резонатора по входу был не меньше единицы ( $\beta_1 \geq 1$ ). Для окончательного включения резонатора

$$L = 10 \lg \left\{ 1 - \frac{4\beta}{(1 + \beta)^2} \frac{1}{[1 + Q_n^2 (2\Delta\omega/\omega_0)^2]} \right\}. \quad (4)$$

Задаваясь значением  $Q_n \sim 10^7$  для СПР на частоте 10 ГГц, с помощью соотношения (4) можно установить следующее: затухание 3 дБ достигается в полосе частот около  $10^3$  Гц, а 60 дБ — в полосе порядка 2 Гц. При этом значение коэффициента связи  $\beta$  не должно отличаться от единицы более чем на  $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ , что, естественно, достаточно сложная техническая задача.

Большинство режекторных фильтров СВЧ-диапазона имеют конструкцию, представляющую собой передающую линию, к которой подсоединены резонансные элементы, настроенные на частоту режектируемого сигнала. Для анализа работы и расчета таких фильтров пользуются эквивалентными схемами типа цепочки параллельно включенных последовательных резонансных контуров или цепочки последовательно соединенных параллельных контуров, подключенных друг к другу с помощью четвертьволновых соединительных линий [3]. Для анализа работы фильтра на единичном резонансном элементе достаточно рассмотреть один из соответствующих колебательных контуров.

Если колебательный контур не имеет активных потерь (идеальный случай), то фильтр на частоте настройки обладает бесконечным затуханием. Однако реальные контуры имеют потери и на резонансной частоте характеризуются активными сопротивлениями  $R_{к. рез} = Q_n \rho$  — для параллельного контура, и  $R_{к. рез} = \rho / Q_n$  для последовательного, где  $\rho$  — волновое сопротивление колебательного контура. Пользуясь приведенными соотношениями, эквивалентные схемы фильтра на резонансной частоте можно представить в виде последовательно или параллельно соединенных сопротивлений. При согласовании с источником сигнала затухание на резонансной частоте оценим соотношением

$$L = 10 \lg \left( 1 + \frac{Q_n \rho}{R_n} \right); \quad L = 10 \lg \left( 1 + \frac{R_n Q_n}{\rho} \right), \quad (5)$$

где  $R_n$  — сопротивление нагрузки. Видно, что значение  $Q_n$  определяющее в достижении максимальной режекции.

Конструктивно режекторный фильтр на одиночном резонаторе может выполняться на основе волноводного тройника  $E$ - или  $H$ -типа, к симметричному плечу которого подключен отделенный от двух других плеч элементом связи (например, диафрагмой) объемный резонатор. В работе [2] показано, что наиболее полно свойства одиночного объемного резонатора при его оконечном включении используются в схемах режекторных фильтров с амплитудно-фазовой компенсацией.

Блок-схема такого фильтра показана на рис. 1. Здесь 1 — ферритовый циркулятор; 2 — фазовращатель; 3 — устройство связи; 4 — резонатор. Сигнал, поступающий на вход схемы, попадает в плечо I ферритового циркулятора. Большая часть сигнала через фазовращатель и устройство связи приходит на вход резонатора, от которого затем отражается и возвращается через устройство связи и фазовращатель в плечо II, а затем — в плечо III и на выход схемы. Ввиду неидеальности характеристик реальных фер-

ритовых циркуляторов часть сигнала с выхода фильтра просачивается непосредственно из плеча *I* в плечо *III* и оказывается на выходе устройства. Для массовых образцов ферритовых циркуляторов эта величина на 20 дБ меньше сигнала на входе. Подбирая с помощью фазовращателя и устройства связи фазу и ам-

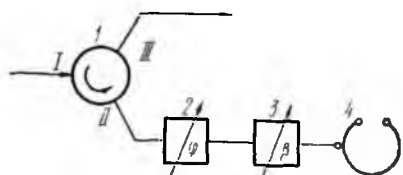


Рис. 1

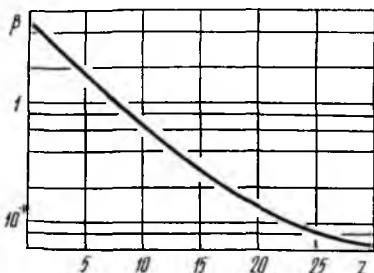


Рис. 2

плитуду сигнала, отраженного от резонатора, можно создать условия, когда на выходе фильтра будет осуществляться полная компенсация нежелательного сигнала на резонансной частоте резонатора, прошедшего непосредственно с его входа на выход. Потери полезного сигнала при этом будут не более 0,04 дБ [2].

Экспериментально исследовалась схема режекторного СВЧ-фильтра с СПР, представленная на рис. 1. Один из наиболее важных элементов схемы — регулируемое устройство связи со сверхпроводящим резонатором, которое обычно выполняется на основе запердельных волноводов. При использовании коаксиальных линий связи регулируемый элемент представляет собой отрезок запердельного круглого волновода, один конец которого соединен с резонатором через отверстие связи, а в другой вставляется перемещаемая коаксиальная линия. В таких устройствах, однако, необходимо постоянно обеспечивать хороший омический контакт наружного проводника коаксиальной линии с поверхностью запердельного волновода во избежание нежелательных трудноучитываемых рассогласований в линии связи, что технически довольно сложно осуществить. При волноводных линиях связи применяются регулярные или нерегулярные запердельные волноводы, внутри которых перемещается диэлектрическая вставка, позволяющая плавно изменять степень запердельности, а соответственно и связь с резонатором [4]. При таких регулируемых связях отпадает необходимость в обеспечении электрических контактов каких-либо проводящих поверхностей, однако указанные элементы связи узкополосны и могут эффективно использоваться только с узкополосными устройствами. Устройство связи, применявшееся при выполнении данной работы, представляло собой нерегулярный запердельный волновод прямоугольного сечения, по которому перемещалась фторопластовая вставка. Коэффици-

ент связи с резонатором в этом случае можно оценить с помощью соотношения [4]

$$\beta = C \exp\left(-\frac{8\pi z}{\lambda + 2a'} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda + 2a'}{2\lambda}\right)^2}\right), \quad (6)$$

где  $C$  — коэффициент связи, определяемый размерами отверстия в диафрагме между волноводом и резонатором;  $\lambda$  — рабочая длина волны;  $a'$  — размер широкой стенки волновода в конце

запредельного участка;  $z$  — длина запредельного участка волновода. Соотношение (6) справедливо, если диэлектрическая вставка выведена из запредельного волновода.

Использовался волновод, у которого  $z=30$  мм,  $a'=14$  мм. Рабочая длина волны  $\lambda \sim 32$  мм,  $C=5$ . На рис. 2 дана зависимость  $\beta$  от положения вставки в запредельном волноводе. Из графика видно, что в области  $\beta \sim 1$  изменение коэффициента связи  $\pm 0,05$  может быть достигнуто перемещением диэлектрика на 0,25 мм. Если нерегулярный волновод будет иметь слабую

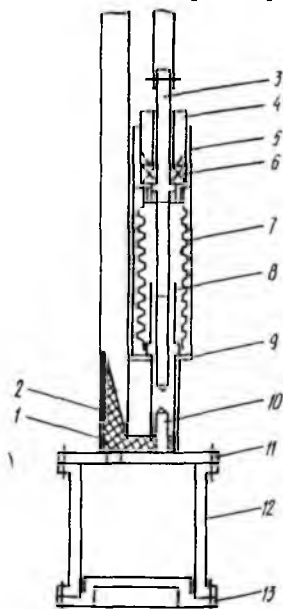


Рис. 3

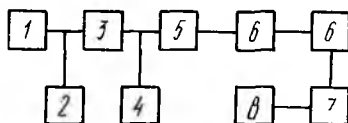


Рис. 4

запредельность, то с помощью такого устройства можно обеспечить очень плавную перестройку коэффициента связи, значение которого устанавливается с точностью не хуже  $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ .

При конструировании низкотемпературного механизма регулируемого элемента связи с СПР особое внимание обращалось на сохранение герметичности объема СПР и обеспечение эффективного охлаждения всех рабочих узлов. Конструкция СПР с устройством регулирования связи изображена на рис. 3. Здесь 1 — прямоугольный волновод, заканчивающийся плавным переходом и запредельным отрезком волновода; 2 — диэлектрический вкладыш из фторопласта; 3 — винт перестройки связи; 4 — прижимная гайка; 5 — втулка; 6 — подшипник; 7 — сильфон; 8 — штырь перестройки связи; 9 — корпус механизма перестройки связи; 10 — винт; 11 — верхняя крышка СПР с отверстием связи; 12 — цилиндрическая часть резонатора; 13 — нижняя торцовая крышка СПР с четвертьволновым выступом для подавления вида колебаний  $E_{111}$ .

При вращении винта 3 с помощью ручки перестройки, расположенной в тепловой зоне, происходит перемещение штыря 8 и соответственно соединенного с ним винтом 10 диэлектрического вкладыша 2 в запредельной части волновода 1. Диэлектрический вкладыш передвигается через узкую щель в середине широкой стенки запредельного волновода. Защита рабочих поверхностей СПР от воздействия окружающей среды осуществляется герметичным соединением частей резонатора с помощью индиевого уплотнения и пайкой волновода 1 к крышке резонатора 11, корпуса 9—к волноводу 1 и крышке 11, втулки 5—к корпусу 9, сифона 7—к втулке 5 и штырю 8. Частота СПР перестраивается сверхпроводящим штырем, вводимым в полость резонатора устройством, аналогичным описанному выше. Для уменьшения теплопритоков в ванну жидкого гелия волновод выполнялся из тонкостенной нейзильберовой трубки, а соединение ручек перестройки частоты и связи с винтами перестройки производилось тонкостенными трубками из нержавеющей стали.

Детали резонатора вытачивались из меди, рабочие поверхности притирались, полировались и покрывались слоем свинца толщиной 1 мкм электролитическим методом. Резонансный объем цилиндрического СПР имел размеры  $42 \times 42$  мм. Резонатор возбуждался на виде колебаний  $H_{011}$  и имел в охлажденном до 4,2 К состоянии резонансную частоту 9450 МГц при нагруженной добротности ( $\beta \sim 1$ )  $\sim 3 \cdot 10^6$ . С помощью сверхпроводящего штыря частоту можно было перестраивать в пределах  $\pm 10$  МГц при сохранении добротности.

Исследование характеристик режекторного фильтра с СПР проводилось с помощью измерительной установки, блок-схема которой представлена на рис. 4. Измерения выполнялись следующим образом. Сигнал высокостабильного перестраиваемого СВЧ-генератора, в качестве которого используется стабилизированный СПР отражательный клистрон с относительной нестабильностью частоты около  $10^{-10}$  и выходной мощностью порядка 30 мВт, подается на вход схемы режекторного фильтра 5. Схема фильтра с помощью устройства регулирования связи с резонатором настраивается так, чтобы сигнал, проходящий через фильтр на резонансной частоте резонатора, был минимальным. Индикация амплитуды сигнала осуществляется измерительным приемником 7 типа П5-10 с подсоединенным к нему осциллографом 8 типа С1-48Б. Затем СПР фильтра отстраивается на 5—10 МГц, и посредством калиброванных аттенуаторов 6 типа ДЗ-33А устанавливается уровень сигнала на входе измерительного приемника, равный уровню сигнала при совпадении частоты генератора с частотой настройки фильтра. Разность показаний калиброванных аттенуаторов 6 по сравнению с их начальными значениями дает значение глубины режекции. Полосы режекции определяются путем уменьшения затухания, вносимого аттенуатором 6 на заданное значение, и последующим измерением частот перестраиваемого генератора 1, на которых сигнал становится равным на-

чальному значению, с помощью электронно-счетного частотомера 2 типа ЧО-7. Атенюатор 3 и индикатор мощности 4 используются для первоначальной калибровки схемы.

Поскольку фильтр с СПР представляет собой довольно узкополосное устройство, для предварительного сопряжения частот применялась следующая методика. На отражатель клистрона, стабилизированного СПР, включенным на проход, подавался сигнал пилообразного напряжения с выхода осциллографа. При этом на экране осциллографа можно было наблюдать зону затягивания частоты отражательного клистрона стабилизирующим СПР, ширина которой зависит от добротности и связи с резонатором и составляет несколько килогерц. Изменяя частоту стабилизирующего резонатора и резонатора фильтра, можно добиться появления на зоне затягивания отметки, огибающая которой соответствует амплитудно-частотной характеристике режекторного фильтра.

Были измерены полосы режекции  $2-3 \cdot 10^3$ ,  $1,5 \cdot 10^2$ , 16 и 8 Гц при значениях режекции 3, 30, 50 и 60 дБ соответственно. Полученные экспериментально значения хорошо согласуются с оценками, даваемыми соотношением (4) при данной добротности. Определить значение глубины режекции на резонансной частоте СПР фильтра оказалось сложно ввиду трудности фиксации частоты генератора на частоте настройки фильтра. Однако в пределах полосы частот, соответствующей нестабильности частоты измерительного генератора, за время измерений (10—15 с) удалось установить, что глубина режекции не хуже 80—90 дБ. Полученный уровень затухания к тому же находится на пределе чувствительности имевшейся измерительной аппаратуры.

Измерения также показали, что относительное изменение частоты настройки фильтра составляет около  $10^{-9}$  за сутки. Это изменение частоты, по-видимому, связано с перераспределением температуры в криостате по мере выкипания жидкого гелия и может быть уменьшено изменением конструкции криостата.

**Список литературы:** 1. Менде Ф. Ф., Бондаренко И. Н., Трубицын А. В. Сверхпроводящие и охлаждаемые резонансные системы. — К.: Наук. думка, 1976. — 272 с. 2. Бондаренко И. Н., Гнесь А. С., Покусай В. В. Режекторные фильтры СВЧ с амплитудно-фазовой компенсацией//Радиотехника. — 1984. — Вып. 71. — С. 104—108, 3. Матгей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи/Пер. с англ. — М.: Связь, 1972. — Т. 2. — 495 с. 4. Бондаренко И. Н., Гнесь Н. О., Гнесь А. С. Регулируемые элементы связи на основе запердельных волноводов//Радиотехника. — 1986. — Вып. 76. — С. 114—119.

*Поступила в редколлегию 27.01.86*