

ВРАЩАЮЩЕЕСЯ СОЧЛЕНЕНИЕ КВЧ-ДИАПАЗОНА

А. П. Евдокимов, В. В. Крыжановский, В. Л. Пазынин, К. Ю. Сиренко

Институт радиопрофики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины

12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина

E-mail: yevdok@ire.kharkov.ua; pazynin@ire.kharkov.ua

Представлена разработка вращающегося сочленения КВЧ-диапазона с центральной частотой 33 ГГц. Проведена численная оптимизация основного узла, состоящего из двух фланцев, расположенных с зазором (в одном из них выполнены кольцевые дроссельные канавки). Для расчетов электродинамических параметров использованы программы, реализующие строгие подходы временной области, основу которых составляет стандартная конечноразностная аппроксимация модельных начально-краевых задач. Применение трех дроссельных канавок обеспечило большую величину рабочего зазора. Изготовлены и экспериментально исследованы два образца вращающегося сочленения, характерная величина потерь составляет $0,4 \pm 0,8$ дБ в полосе 1,5 ГГц. Ил. 8. Библиогр.: 7 назв.

Ключевые слова: вращающееся сочленение, круглый волновод, фланцы, дроссельные канавки.

Разработка новых и более эффективных элементов волноводной техники всегда была важной задачей прикладной электродинамики. Классическим узлом радиолокационной аппаратуры является вращающееся сочленение, параметры которого непосредственно влияют на потери и габариты приемо-передающего тракта. В данной работе приведены результаты разработки вращающегося сочленения, выполняющего роль не только волноводного перехода от неподвижного тракта к полноповоротной антенне, но также и служащего опорным узлом, на который можно устанавливать достаточно легкую антенну весом до 2 кг. Результатом такой компоновки явилось существенное уменьшение веса и габаритов поворотного устройства с волноводными элементами. Полученные электродинамические параметры удовлетворяют общепринятым к таким узлам стандартам.

Известно, что вращающееся сочленение может быть реализовано на основе круглого волновода с волнами H_{01} , E_{01} и H_{11} с круговой поляризацией [1, 2]. Узлы возбуждения волны H_{01} имеют, как правило, большие габариты и сложные технологически. Работа на волне H_{11} с круговой поляризацией приводит к доплеровскому сдвигу частоты излучаемого сигнала при вращении антенны, что для современных когерентных систем крайне нежелательно. Малогабаритные конструкции вращающихся сочленений обычно используют волну E_{01} , которая и была выбрана для работы в нашем случае. Собственно вращающееся сочленение представляет собой два отрезка круглого волновода, установленных с некоторым зазором с возможностью относительного вращения вокруг общей оси. Фланцы волноводов снабжаются дроссельными канавками, уменьшающими потери мощности на рассеяние и подавляющими отраженную волну от неоднородности в

виде разрыва круглого волновода. Таким образом, на первом этапе разработка конструкции вращающегося сочленения состоит в корректном выборе зазора и параметров дросселя для требуемой полосы частот с учетом технологических возможностей изготовления и неконтролируемого изменения величины зазора в процессе эксплуатации. В работе предпринята попытка существенно увеличить зазор между вращающимися фланцами за счет применения нескольких дроссельных канавок.

1. Результаты численных расчетов.

Схема вращающегося сочленения представлена на рис. 1.

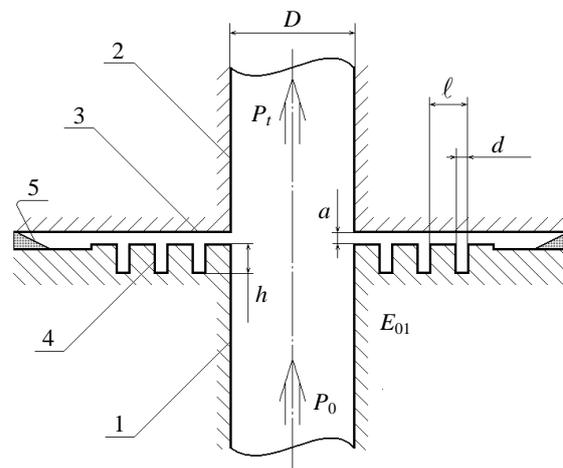


Рис. 1. Схема вращающегося сочленения

Предполагается, что в отрезке круглого волновода 1 распространяется волна E_{01} . Второй отрезок круглого волновода 2 установлен с зазором a и снабжен плоским фланцем 3. Кольцевые дроссельные канавки 4 расположены с периодом l , имеют глубину h и ширину d . Предполагает-

ся, что все канавки идентичны, а плоский волновод, образованный фланцами за пределами области канавок, поддерживает только одну радиально расходящуюся волну TEM , поглощаемую согласованной нагрузкой 5. Ввиду осевой симметрии волна E_{01} не преобразуется в распространяющиеся низшие типы волн круглого волновода.

Для расчетов электродинамических параметров структуры использованы программы, разработанные в отделе математической физики Института радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины. Эти программы реализуют строгие подходы временной области, основу которых составляет стандартная конечно-разностная аппроксимация модельных начально-краевых задач [3] и оригинальные точные поглощающие условия [4], позволяющие в вычислительных экспериментах заменять открытые задачи (задачи, в которых область анализа уходит на бесконечность вдоль одного или нескольких пространственных направлений) задачами закрытыми. Такие подходы свободны от большей части ограничений, которые обычно накладываются на геометрию и материальные параметры анализируемых объектов. Они приводят к данным, легко конвертируемым в стандартный набор характеристик частотной области. Реальная погрешность счета определяется по хорошо апробированной методике [5] и может быть уменьшена до требуемых пределов. Так, например, относительная погрешность результатов, представленных в работе, не превышает 0,1 %. Анализ физических особенностей электромагнитных полей, формируемых аксиально-симметричными волноводными и излучающими структурами с различного типа дроссельными канавками, с помощью описанных выше подходов временной области впервые был проведен в работах [6, 7].

Результаты оптимизации дроссельного сочленения на центральную частоту 33 ГГц представлены на рис. 2–4. Окончательные размеры канавок с учетом технологичности их изготовления выбраны такими: $d = 1,0$ мм, $h = 2,0$ мм, $\ell = 2,8$ мм. Диаметр волновода $D = 8,0$ мм. Зависимость суммарных потерь в сочленении от частоты представлена на рис. 2. Параметром кривых является величина зазора a , изменяющаяся от 0,4 до 1,2 мм с шагом 0,2 мм. Даже в самом неблагоприятном случае максимального зазора $a = 1,2$ мм обеспечивается полоса пропускания 3,1 ГГц (31,3÷34,4 ГГц) при вносимых потерях не более 0,05 дБ. В случае уменьшения зазора до значения $a = 0,4$ мм рабочая полоса частот ограничена практически только снизу величиной $f_n = 30,1$ ГГц.

Вторым важным параметром волноводного узла является коэффициент стоячей вол-

ны (КСВ). Зависимость величины КСВ от частоты представлена на рис. 3. Так же, как и на рис. 2, параметром кривых является зазор a . Если задаться допустимой величиной $КСВ = 1,24$, то для зазора 0,4 мм (кривая 1) нижняя граница полосы пропускания составит $f_n = 30,1$ ГГц, а самый неблагоприятный случай – величина зазора $a = 1,2$ мм – обеспечивает полосу 31,3÷34,4 ГГц.

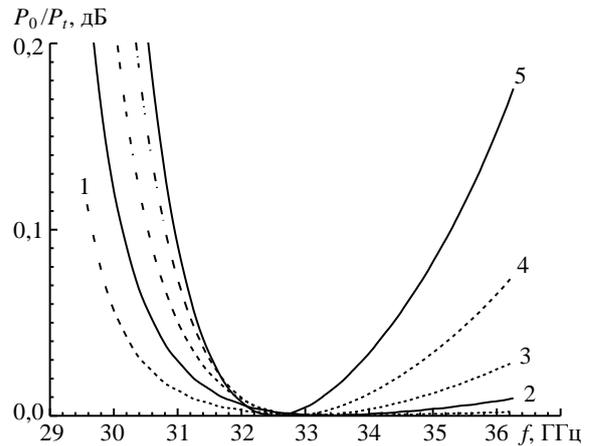


Рис. 2. Расчетные зависимости вносимого ослабления от частоты: 1 – $a = 0,4$ мм; 2 – $a = 0,6$ мм; 3 – $a = 0,8$ мм; 4 – $a = 1,0$ мм; 5 – $a = 1,2$ мм

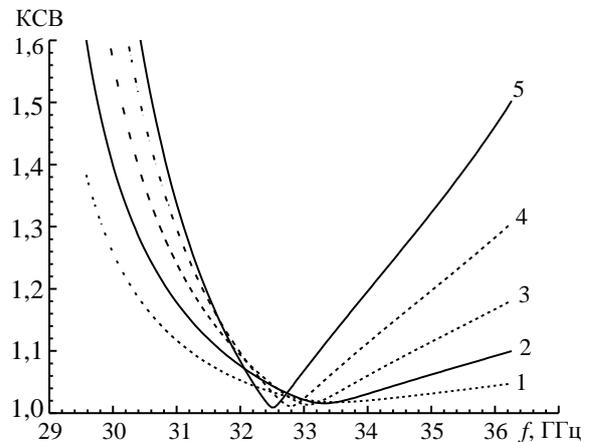


Рис. 3. Расчетные зависимости КСВ от частоты: 1 – $a = 0,4$ мм; 2 – $a = 0,6$ мм; 3 – $a = 0,8$ мм; 4 – $a = 1,0$ мм; 5 – $a = 1,2$ мм

Заметим, что в линейном 4-полюснике без потерь величина $КСВ = 1,24$ соответствует ослаблению сигнала на проход на 0,05 дБ. Сопоставляя зависимости потерь с КСВ (рис. 2 и 3), можно сделать вывод о том, что потери в системе обусловлены практически только потерями на отражение волны E_{01} от неоднородности в виде щели в волноводе. Этот вывод подтверждается зависимостями, приведенными на рис. 4, которые построены для отношения γ напряженности полей в смежных канавках.

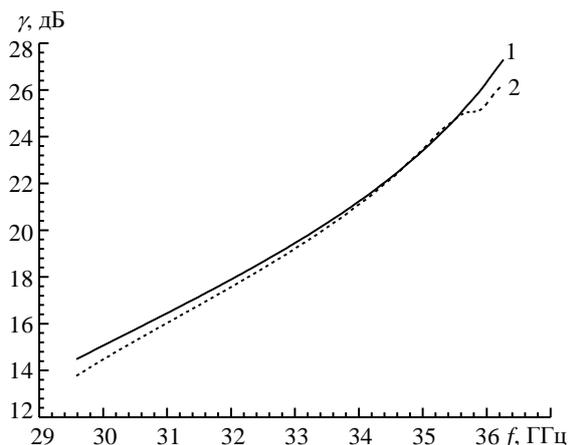


Рис. 4. Отношение напряженности полей в смежных канавках при $a = 0,6$ мм

Кривая 1 соответствует отношению напряженности поля в первой канавке (ближайшей к оси системы) к напряженности поля во второй, а кривая 2 – отношению напряженности полей во второй канавке к третьей для зазора $a = 0,6$ мм. Обе зависимости практически совпадают, и можно сделать вывод: каждая из них показывает степень подавления расходящейся *ТЕМ*-волны между фланцами одним звеном фильтра. Например, на частоте 33,4 ГГц подавление прошедшей мощности одной канавкой составляет ≈ 20 дБ, а 3-звенным фильтром, как в нашем случае, ≈ 60 дБ. Пересчет уровня поглощенной мощности в нагрузке 5 (см. рис. 1) во вносимые потери в основном тракте дает для этого примера крайне малую величину $\approx 5 \cdot 10^{-5}$ дБ, которой в дальнейшем можно пренебречь. Таким образом, поставленную цель уменьшения потерь на рассеяние в системе из трех канавок можно считать достигнутой.

Подавление прошедшей через систему канавок волны на 50÷60 дБ на первый взгляд может показаться избыточным. Целесообразность такого решения можно обосновать тем, что в реальных конструкциях, в соответствии со схемой рис. 1, в зазоре между фланцами крайне сложно разместить качественный поглотитель 5. На его месте, как правило, находятся металлические стенки, уплотнители и другие элементы конструкции, которые могут образовать объемный резонатор с резко изменяющейся частотной характеристикой коэффициента отражения. В результате в полосе пропускания вращающегося сочленения могут образоваться заметные пики и провалы, негативно влияющие на работоспособность радиотехнической системы. Применение трех дроссельных канавок дает возможность вообще отказаться от поглотителя в зазоре между

фланцами и тем самым значительно сократить общие размеры узла.

Выбор зазора a во вращающемся сочленении следует проводить, в первую очередь, на основании допустимой величины КСВ. Учитывая, что источником отраженных волн могут быть также два перехода от прямоугольного волновода к круглому, допустимой величиной можно считать $КСВ = 1,1$. При номинальном зазоре $a = 0,6$ мм с погрешностью $\pm 0,2$ мм максимальная величина зазора составит 0,8 мм с полосой пропускания 2,75 ГГц (31,95÷34,7 ГГц) или ± 4 % от центральной частоты.

С методической точки зрения представляет интерес сравнение результатов строгого расчета с приближенными, которые обычно используют в более длинноволновых диапазонах на основании простых физических представлений. Так, представление дроссельной канавки в виде четвертьволнового отрезка длинной линии дает глубину $h = 2,27$ мм вместо 2,0 мм на частоте 33 ГГц. Величина регулярного участка $(\ell - d)$ также должна равняться 2,27 мм, что еще сильнее отличается от точной расчетной величины 1,8 мм. Основной вклад в такие различия вносят краевые эффекты: дополнительные емкости на концах четвертьволновых отрезков длинных линий; резонансные объемы, и точный их учет возможен только на основании строгих методов математической физики.

Другим возможным подходом могли бы стать физические представления о дифракции Брэгга на системе периодически расположенных неоднородностей – в данном случае канавок. При этом период структуры должен был бы равняться половине длины волны в линии: $\ell = 4,55$ мм, а не 2,8 мм. Кажущееся несоответствие легко объяснимо, так как в области между фланцами над канавкой устанавливается не режим бегущей *ТЕМ*-волны с фазовой скоростью c , а резонансное колебание с эквивалентной бесконечной или очень большой фазовой скоростью. В результате средняя фазовая скорость волнового процесса в области, где расположены канавки, становится больше скорости света, и ее точное значение простыми способами не определяется. В целом оба подхода не дают возможности оценить полосу пропускания узла, требуют большого объема экспериментальных работ по его оптимизации.

2. Конструкция вращающегося сочленения. Упрощенный чертеж вращающегося сочленения представлен на рис. 5. Основание 1 через подшипник 2 поддерживает поворотный стол 3. Для удобства чтения чертежа кольцевые гайки, предназначенные для фиксации подшипника в посадочных местах, не показаны. В основании 1 и поворотном столе 3 выполнены осевые

отверстия диаметром 8,0 мм и волноводные каналы сечением $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$. Волноводные каналы сверху и снизу закрыты накладками 4 и 10, дополняющими поворотный стол 3 и основание 1 элементами фланцев сечением $24 \times 24 \text{ мм}^2$. В волноводных каналах расположены короткозамыкающие поршни 7 и 8, согласующие структуру поля волны H_{10} прямоугольного волновода с полем волны E_{01} круглого. Дополнительное согласование обеспечивается диэлектрическими вставками 5 и 11 в прямоугольном волноводе. В отрезках круглого волновода в деталях 1 и 3 помещены диэлектрические несущие кольца 6 и 9 с металлическими кольцами сечением $0,3 \times 0,3 \text{ мм}^2$ и внешним диаметром 5,0 мм. Они служат в качестве фильтров типов волн, препятствующих возбуждению волны H_{11} в круглом волноводе. Несмотря на то что такие фильтры подавляют волну H_{11} всего на несколько децибел, установка двух колец полностью устраняет зависимость коэффициента передачи узла от угла поворота стола 3 относительно основания 1. Необходимость применения диэлектрических вставок 5 и 11 обусловлена тем, что в режиме максимального подавления волны H_{11} в круглом волноводе с помощью поршней 7 и 8 остаточный КСВ перехода с прямоугольного волновода на круглый составляет 1,6. Вставки 5 и 11 компенсируют остаточное рассогласование в верхнем и нижнем переходах. Накладки 4 и 10 снабжены резьбовыми отверстиями для фиксации поршней.

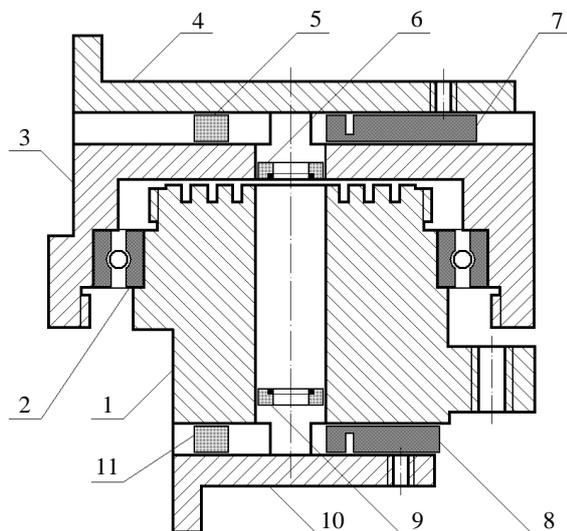


Рис. 5. Упрощенный чертеж вращающегося сочленения

Внешний вид вращающегося сочленения приведен на рис. 6. Основные детали изготовлены из алюминиевых сплавов, допускается защитное покрытие внешних поверхностей и покраска. Осно-

вание 1 и стол 3 имеют дополнительные круглые фланцы для механического крепления узла к несущей поверхности и, соответственно, антенны к поворотному столу. Конструкция вращающегося сочленения разработана с учетом технологичности изготовления, причем пайка исключена полностью.

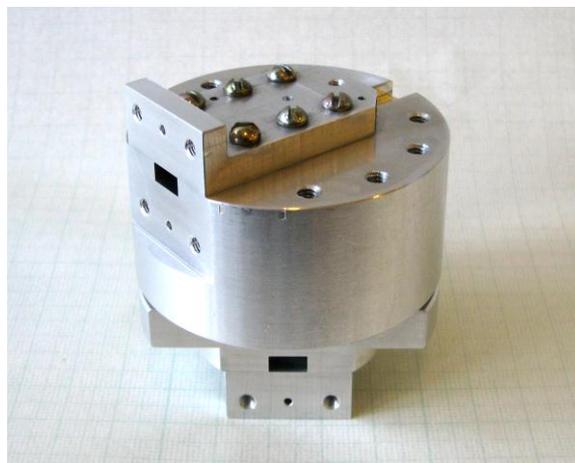


Рис. 6. Фотография экспериментального образца вращающегося сочленения

Применение шарикового подшипника относительно большого диаметра дает возможность использовать вращающееся сочленение в качестве несущего поворотного узла для антенн небольшой массы. Конструкция была испытана с антенной массой 1 кг и апертурой 0,5 м, в стационарном режиме при неподвижном основании допустимая масса может составлять 2 кг.

3. Экспериментальное исследование образцов вращающегося сочленения. Было изготовлено два образца вращающегося сочленения с диаметром круглого волновода 8,0 и 8,2 мм. В обоих случаях параметры фильтра (l, d, h) были идентичны. Диаметр круглого волновода влиял только на согласование с прямоугольным. Графики зависимостей вносимых потерь и КСВ от частоты приведены на рис. 7 и 8. Средняя величина потерь в полосе пропускания варьируется в пределах $0,4 \div 0,8 \text{ дБ}$. Образец вращающегося сочленения с диаметром волновода 8,2 мм обладает меньшими потерями и немного более широкой полосой частот $\approx 1,5 \text{ ГГц}$. Рабочая полоса частот, определенная по допустимой величине КСВ = 1,4, также не превышает 1,5 ГГц. Все полученные зависимости отличаются очень высокой стабильностью по отношению к углу поворота верхней части вращающегося сочленения относительно нижней.

Опыт настройки узла говорит о том, что рабочая полоса частот определяется в основном широкополосностью волноводных переходов от сечения $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$ на диаметр 8,0 или 8,2 мм.

При необходимости расширения рабочей полосы частот можно использовать известные методы:

- уменьшение высоты прямоугольного волновода [1];
- применение плавных переходов;
- введение специфических неоднородностей с заданными амплитудными и фазовыми характеристиками.

Тем не менее, приведенная разработка превосходит перечисленные решения по технологичности и представляет самостоятельный интерес.

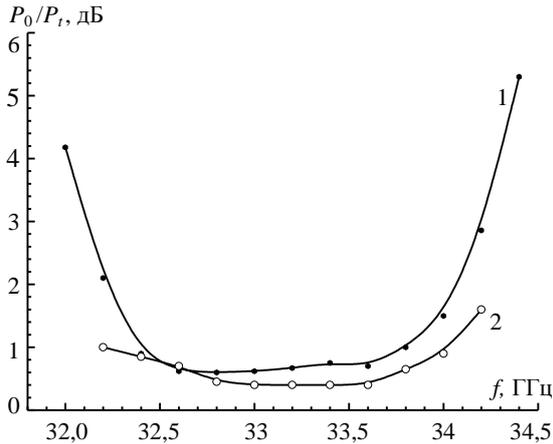


Рис. 7. Экспериментальные зависимости вносимого ослабления от частоты: 1 – $D = 8,0$ мм; 2 – $D = 8,2$ мм

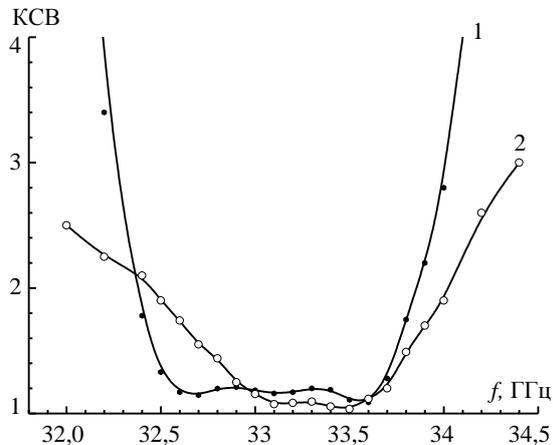


Рис. 8. Экспериментальные зависимости КСВ от частоты: 1 – $D = 8,0$ мм; 2 – $D = 8,2$ мм

Выводы. Разработана конструкция вращающегося сочленения, обеспечивающая рабочую полосу 1,5 ГГц на центральной частоте 33 ГГц. Проведено детальное теоретическое исследование заграждающего фильтра в области подвижных фланцев с целью увеличения допустимого зазора между ними. Показано, во вращающемся сочленении с 3-звенным фильтром зазор между фланцами может достигать $(0,6 \pm 0,2)$ мм без применения дополнительных поглотителей.

1. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот: в 2 т. Т. 1. / А. Ф. Харвей. – М: Сов. радио, 1965. – 784 с.
2. Драбкин А. Л. Антенно-фидерные устройства / А. Л. Драбкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. – М: Сов. радио, 1974. – 536 с.
3. Taflov A. Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method / A. Taflove, S. C. Hagness. – Boston: Artech House, 2000. – 852 p.
4. Сиренко К. Ю. Точные «поглощающие» условия в начально-краевых задачах теории открытых волноводных резонаторов / К. Ю. Сиренко, Ю. К. Сиренко // Журн. вычисл. математики и мат. физики. – 2005. – 45, № 3. – С. 509–525.
5. Sirenko Y. K. Modeling and analysis of transient processes in open resonant structures / Y. K. Sirenko, S. Strom, N. P. Yashina // New Methods and Techniques. – New York: Springer, 2007. – 362 p.
6. Пазынин В. Л. Преобразование импульсных TE_{0n} - и TM_{0n} -волн аксиально-симметричными волноводными узлами. Щелевые резонансы / В. Л. Пазынин, К. Ю. Сиренко // Электромагнит. волны и электрон. системы. – 2005. – 10, № 10. – С. 21–26.
7. Сиренко К. Ю. Щелевые резонансы в аксиально-симметричных излучателях импульсных и монохроматических TE_{0n} -волн / К. Ю. Сиренко // Радиофизика и электрон.: сб. научн. тр. / Ин-т радиофизики и электрон. им. А. Я. Усикова НАН Украины. – Х., 2006. – 11, № 2. – С. 196–204.

ROTARY JOINT FOR EHF BAND

A. P. Yevdokymov, V. V. Kryzhanovskiy,
V. L. Pazynin, K. Yu. Sirenko

Rotary joint for EHF band is designed for central frequency 33 GHz. Main structure is optimized, consisting of two flanges mounted with a spacing, one having circular isolating grooves. Programs for electromagnetic simulation were used, realizing the strict time-domain approaches, based on standard finite difference approximation of the modeling initial boundary value problem. Three isolating grooves provide large spacing between flanges. Two models of rotary joint were manufactured and investigated, typical loss value being 0,4–0,8 dB within 1,5 GHz band.

Key words: rotary joint, circular waveguide, flanges, isolating grooves.

ОБЕРТОВЕ З'ЄДНАННЯ НВЧ-ДІАПАЗОНУ

А. П. Євдокимов, В. В. Крижановський,
В. Л. Пазинін, К. Ю. Сіренко

Представлено розробку обертового з'єднання НВЧ-діапазону з центральною частотою 33 ГГц. Проведено чисельну оптимізацію основного вузла, що складається з двох фланців, розташованих із зазором (в одному з них виконані кільцеві дросельні канавки). Для розрахунків електродинамічних параметрів використано програми, що реалізують строгі підходи часової області, в основі яких є стандартна скінченно-різницьва апроксимація модельних початково-крайових задач. Використання трьох дросельних канавок забезпечило велику величину робочого зазору. Виготовлено та експериментально досліджено два зразки обертового з'єднання, характерна величина втрат складає $0,4 \pm 0,8$ дБ в діапазоні 1,5 ГГц.

Ключові слова: обертове з'єднання, круглий хвилевід, фланці, дросельні канавки.

Рукопись поступила 20 января 2010 г.