

РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ УСТРОЙСТВ СВЧ

Е.А.ВОРОБЬЕВ

«СУДОСТРОЕНИЕ»



Главной проблемой
серийного производства
устройств СВЧ
на сегодняшний день
является обеспечение
заданной точности.

В основе решения
этой проблемы
лежат методы
и техника расчета
производственных допусков,
изложенные
в настоящей книге.

Е. А. ВОРОБЬЕВ

**РАСЧЕТ
ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ
ДОПУСКОВ
УСТРОЙСТВ
СВЧ**



**ЛЕНИНГРАД
«СУДОСТРОЕНИЕ»
1980**

Рецензент
канд. техн. наук Ю. Е. Лавренко

Воробьев Е. А.

Б75 Расчет производственных допусков устройств СВЧ.
— Л.: Судостроение, 1980 — 148 с., ил.

В книге рассмотрены методы расчета и рационального назначения производственных допусков на СВЧ-элементы, СВЧ-узлы и типовые СВЧ-устройства, наиболее широко применяемые в настоящее время в судовой, наземной и самолетной, радиолокационной и радионавигационной технике, а также в СВЧ-контрольно-измерительной аппаратуре.

Главная целевая направленность книги — изложение современных методов расчета производственных допусков и исследование наиболее удачных конструкторско-технологических решений, обеспечивающих высокое радиотехническое качество радиоаппаратуры диапазона СВЧ.

Книга рассчитана на радиоинженеров и технологов, работающих в области разработки и производства устройств СВЧ, а также на преподавателей, аспирантов и студентов радиотехнических факультетов вузов.

В 31805-007 51-79 3605030000
048(01)-80 32.84

Издательство «Судостроение», 1980 г.

В современном радиоаппаратостроении проблема поддержания в пределах заданных высоких норм выходных радиотехнических параметров и характеристик стоит весьма остро. В устройствах СВЧ эта проблема приобретает еще более важное значение, так как большая часть таких устройств выполняется на основе крупноразмерных СВЧ-конструкций (трактов РЛС, сложных СВЧ-схем на основе волноводов, объемных резонаторов, СВЧ-антенн, обтекателей антенн и т. п.).

В устройствах СВЧ выходные параметры и характеристики во многом определяются погрешностью воспроизведения собственно конструкции устройства СВЧ и фактическими свойствами ее рабочих поверхностей, взаимодействующих с электромагнитным полем. Именно поэтому методы и техника расчета производственных допусков устройств СВЧ имеют свою специфику и особенности, так как в данном случае при точностном исследовании устанавливается степень влияния погрешностей формы и физических параметров СВЧ-конструкции на выходные радиотехнические характеристики устройства СВЧ.

Кроме того, проблема точностного исследования устройств СВЧ, подлежащих серийному производству, усугубляется тем, что очень часто точностные возможности применяемых типовых технологических процессов не всегда обеспечивают выпуск изделий с должным качеством. В этой связи необходимо не только разработать наиболее рациональные методы расчета производственных допусков на конструкции устройств СВЧ, но и выбрать и обосновать соответствующие технологические процессы их производства.

Таким образом, главной проблемой серийного производства устройств СВЧ на сегодняшний день стала проблема обеспечения заданной точности. Теперь разработчик устройства СВЧ не может ограничиваться электрическими расчетами и практическим конструированием, он должен выполнять точностное исследование подлежащего производству устройства СВЧ и обязательно назначить условия и требования на изготовление СВЧ-конструкции.

Общая теория проектирования различных типовых устройств СВЧ широко отражена в монографической и периодической литературе. Вопросы же исследования конструкторско-технологической точности устройств СВЧ освещены в литературе недостаточно. В литературных источниках по вопросам технологии устройств СВЧ главным образом рассматриваются частные технологические задачи по формообразованию СВЧ-конструкций и приемы производства отдельных узлов, и необоснованно мало внимания уделяется исследованию точности, расчету производственных допусков и назначению оптимальных про-

изводственных допусков. В то же время большой объем накопленных знаний по этому вопросу, а также обширная информация о возможностях и специфике приемов изготовления типовых устройств СВЧ уже сейчас позволяют сделать обобщения и систематизировать методы инженерного исследования необходимой точности изготовления и назначения производственных допусков на эти устройства. Настоящая книга имеет целью в какой-то мере восполнить этот пробел.

В книге на основе особенностей СВЧ-диапазона и главных положений прикладной метрологии и производственной статистики предлагаются методы по расчету:

- допусков на чистоту токонесущих и диэлектрических поверхностей СВЧ-конструкций;
- производственных допусков на сборку протяженных волноводных трактов и сложных СВЧ-схем;
- производственных допусков на конструкции функциональных СВЧ-узлов;
- производственных допусков СВЧ-резонаторов (эхо-камер РЛС, волнометров, СВЧ-фильтров и др.);
- производственных допусков на главные типы СВЧ-антенн и радиопрозрачные обтекатели и по расчету допусков микроминиатюрных устройств СВЧ.

Все предлагаемые методы расчета производственных допусков типовых конструкций устройств СВЧ иллюстрируются численными примерами и конструкторско-технологическими рекомендациями по обеспечению заданных допусков.

По целевому назначению и месту среди специализированной литературы, посвященной технике СВЧ, предлагаемая книга, с точки зрения автора, должна быть дополнением к широко используемой в настоящее время специалистами в области радиоэлектроники книги В. П. Гусева и др. [30], но только применительно к расчету допусков и проектированию устройств СВЧ.

При написании книги были широко использованы достижения ведущих научных стран в области электродинамики, метрологии, производственной статистики, конструирования и технологии радиоаппаратуры. Предлагаемая книга должна помочь решить точностную задачу производства конструкций устройств СВЧ.

В книге приведен только новый материал, нигде ранее не встречавшийся. Именно поэтому настоящая книга рассчитана на широкий круг читателей – радиоинженеров, радиоконструкторов и технологов, работающих в области радиоаппаратостроения, а также на преподавателей, аспирантов и студентов радиотехнических факультетов вузов.

Главы 4, 5, а также § 1.3 – 1.7 написаны канд. техн. наук, ст. н. с. Григоловичем Л. Р., специалистом в области расчета, проектирования и технологии резонансных устройств СВЧ.

Все замечания и пожелания по содержанию книги следует направлять в адрес издательства «Судостроение», 191065, Ленинград, ул. Гоголя, 8.

Глава 1 ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ КОНСТРУКЦИЙ УСТРОЙСТВ СВЧ

§ 1.1. Вводные замечания по методике расчета производственных допусков

Практика проектирования и производства простейших устройств СВЧ – таких, как элементы волноводного тракта, СВЧ-функциональные узлы на основе волноводов, показывает, что они подвергаются точностному исследованию, как правило, только по одному влияющему технологическому фактору.

Для более сложных устройств СВЧ (резонаторов, фильтров, антенн СВЧ и т. п.) появляется необходимость выполнять точностный анализ по двум, а то и по трем группам дестабилизирующих технологических факторов.

Устройства СВЧ (антенные системы, измерительные СВЧ-схемы и протяженные тракты РЛС), конструкции которых компонуются из отдельных элементов и узлов СВЧ путем сборочных операций, необходимо еще исследовать по своим выходным характеристикам с целью оценки влияния погрешностей сборки.

Методы точностного исследования и техника расчета производственных допусков даже для простейших устройств СВЧ могут быть различными и в своей основе иметь различный подход и соответствующий математический аппарат. Поэтому целесообразно излагать методику и технику расчета производственных допусков в прямой связи с типом устройства СВЧ, например, для СВЧ-резонаторов, антенн СВЧ, функциональных волноводных СВЧ-узлов, обтекателей антенн и т. д.

В то же время имеет смысл отдельно рассмотреть метод расчета производственных допусков, общий для подавляющего числа типов устройств СВЧ, а именно – методику расчета допусков на шероховатость металлических и диэлектрических поверхностей конструкций устройств СВЧ, имеющих контакт с электромагнитным полем.

§ 1.2. Главные определения

Производственный допуск $\delta_{\text{пп}}$ при оценке технологической точности является основной величиной, поэтому зависимость между производственным допуском и его среднеквадратичным отклонением $\sigma_{\text{пп}}$ – веро-

ятностной величиной, наиболее часто используемой для характеристики серийного производства, должна быть тщательно определена.

Примем следующее определение производственного допуска: производственным допуском $\delta_{\text{пр}}$ будем называть максимальный допуск, выполнение которого можно гарантировать в технологическом процессе с заранее выбираемой вероятностью [12].

Для гауссского – нормального закона распределения погрешностей аналитически вероятность соблюдения производственного допуска определяется величиной коэффициента x , выбираемого из табличных значений интеграла вероятностей. Так, для вероятности 0,999 – $x = 3,3$; для вероятности 0,99 – $x = 2,6$; для вероятности 0,9 – $x = 1,6$.

Напомним известное соотношение между среднеквадратичным отклонением случайной величины и производственным допуском:

$$\sigma_{\text{пр}} = \delta_{\text{пр}}/x. \quad (1.1)$$

Для иных законов распределения технологических погрешностей, наиболее часто встречающихся в радиоаппаратостроении, соотношение (1.1) может быть уточнено в каждом конкретном случае, например, по результатам работ [30, 31, 32].

В технике СВЧ, когда не только абсолютные линейные размеры, но и допуски на них оказываются не только соизмеримы, но и соответствуют малым частям рабочей длины волны λ_0 , удобно ввести и применять для точностных исследований понятие относительного допуска, т. е. допуска, измеряемого в долях длины волны – $\delta_{\text{отн}}$. Существует простая связь между $\delta_{\text{отн}}$ и $\delta_{\text{пр}}$:

$$\delta_{\text{отн}} = \delta_{\text{пр}}/\lambda_0. \quad (1.2)$$

Аналогично соотношение между среднеквадратичным отклонением (дисперсией) в абсолютных единицах и относительным среднеквадратичным отклонением на эту же величину:

$$\sigma_{\text{отн}} = \delta_{\text{отн}}/x = \sigma_{\text{пр}}/\lambda_0 = \delta_{\text{пр}}/(x\lambda_0). \quad (1.3)$$

Например, соблюдение относительного допуска $\delta_{\text{отн}} = 0,01$ говорит о том, что производство будет оказывать одно и то же влияние, ухудшающее радиотехнические параметры и характеристики СВЧ-конструкции, если при работе на волне $\lambda_0 = 0,1$ м она будет выполнена с абсолютным производственным допуском ± 1 мм и при работе на волне $\lambda_0 = 1$ см – с абсолютным производственным допуском $\pm 0,1$ мм.

Как видно из эскиза, приведенного на рис. 1.1, нежелательное действие микронеровностей особо заметно тогда, когда наибольшие (максимальные) высоты микронеровностей R_{\max} соизмеримы или превышают глубину проникновения СВЧ-тока в проводник z_e . При выполнении условия $R_{\max} \geq z_e$ относительное увеличение поверхностного

сопротивления за счет микронеровностей можно приближенно определить через коэффициент

$$K_1 \approx (l_{\phi(\text{СВЧ-тока})}/l) \approx R_{\square\phi}/R_{\square}, \quad (1.4)$$

где l – рассматриваемый участок токопроводящей поверхности СВЧ-конструкции (рис. 1.2, а); $l_{\phi(\text{СВЧ-тока})}$ – фактический путь протекания СВЧ-тока; R_{\square} – расчетное значение поверхностного сопротивления; $R_{\square\phi}$ – фактическое поверхностное сопротивление.

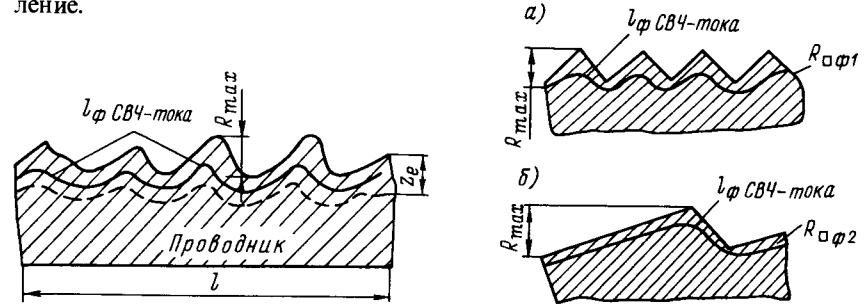


Рис. 1.1. Увеличение фактической длины пути протекания СВЧ тока по шероховатой поверхности проводника.

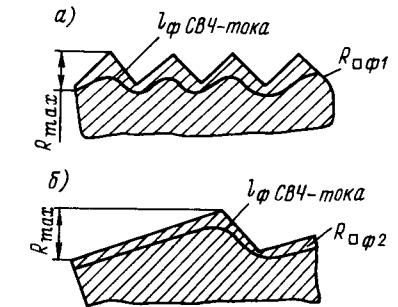


Рис. 1.2. Влияние микрорельефа шероховатой токонесущей поверхности на фактическую величину поверхностного сопротивления $R_{\square\phi}$.

Относительный допуск на величину поверхностного сопротивления запишем в виде выражения

$$\delta_{\text{отн}}(R_{\square}) = (R_{\square\phi} - R_{\square})/R_{\square}, \quad (1.5)$$

причем $\delta_{\text{отн}}(R_{\square})$ всегда больше нуля, так как $l_{\phi(\text{СВЧ-тока})} > l$ и $R_{\square\phi} > R_{\square}$. Для количественного определения влияния микронеровностей на фактическую величину поверхностного сопротивления $R_{\square\phi}$ необходимо знать действительный микрорельеф поверхности в плоскости протекания СВЧ-тока. Последнее оказывается возможным установить только в двух частных случаях – когда известны геометрия обрабатывающего инструмента и режимы обработки или когда протяженность (периметр) микрорельефа в направлении протекания СВЧ-тока измеряется экспериментально, тогда

$$\delta_{\text{отн}}(R_{\square}) \simeq \delta_{\text{отн}}(R_{\square})(R) \approx \left(\int_0^{\phi} dl - l \right)/l. \quad (1.6)$$

Во всех других случаях понятие относительного допуска на шероховатость токонесущей поверхности теряет смысл. Мало того, может оказаться, что обработка поверхности по более высокому классу чистоты приведет к возрастанию величины $l_{\phi(\text{СВЧ-тока})}$ и увеличению

поверхностного сопротивления. Этот вариант иллюстрирует рис. 1.2. На рисунке приведены два микропрофиля шероховатой проводящей поверхности: первая поверхность, показанная на рис. 1.2, а, обработана по более высокому классу чистоты, чем вторая, изображенная на рис. 1.2, б, т. е. $R_{\max 1} < R_{\max 2}$, но структура микропрофиля такова, что $l_{\phi \text{СВЧ-тока} 1} > l_{\phi \text{СВЧ-тока} 2}$, $R_{\square \phi 1} > R_{\square \phi 2}$.

Если проводящая шероховатая поверхность в СВЧ-конструкции играет роль отражателя, то наличие микронеровностей приведет к появлению диффузно рассеянных отраженных волн (рис. 1.3).

Для идеально гладкой поверхности (рис. 1.3, а) имеет место чисто зеркальное отражение каждого луча, т. е. $\Phi_{\text{пад}} = \Phi_{\text{отр}}$ и $P_{\text{пад}} = P_{\text{отр}}$. Когда

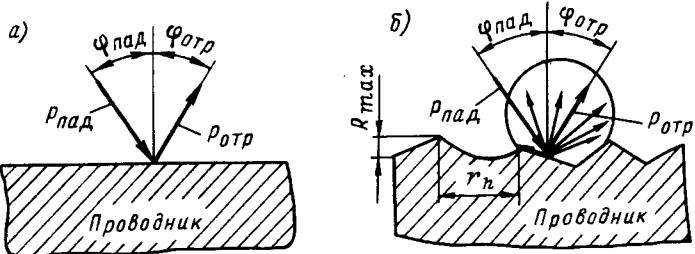


Рис. 1.3. Отражение электромагнитной волны от идеально гладкой поверхности проводника (а) и от поверхности проводника с шероховатостями (б).

же поверхность проводника имеет микронеровности $\lambda_0 > R_{\max}$, расположенные с относительно малым шагом $\lambda_0 > r_h$, то это, наряду с преобладающим зеркальным отражением, приводит и к диффузному рассеянному отражению (рис. 1.3, б).

Для зеркально отраженных лучей по-прежнему среднее значение $\Phi_{\text{пад}} = \Phi_{\text{отр}}$, но $P_{\text{пад}} > P_{\text{отр}}$; за исключением потерь на нагрев проводника, разность $P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}$ дает рассеянное поле.

На рис. 1.4 дан эскиз, иллюстрирующий процесс прохождения электромагнитной волны $P_{\text{пад}}$ через пластину диэлектрика с двумя шероховатыми поверхностями. Как видно, относительное ослабление прошедшей через диэлектрик энергии $P_{\text{прош}}$ вызвано не только зеркальным отражением от освещенной поверхности $P_{\text{отр}}$ и тепловыми потерями в материале, но и диффузным рассеянием от обеих шероховатых поверхностей пластины (диффузные поля рассеяния показаны на рис. 1.4 в виде круговых диаграмм).

Производственным допуском на шероховатость металлических и диэлектрических поверхностей СВЧ-конструкций $\delta_{\text{пр}}(R)$, которым оперируют в радиоаппаратостроении, будет соответствующий класс шероховатости поверхности (по ГОСТ 2789—73). Таким образом, для количественных оценок величины шероховатости металлических и диэлектрических поверхностей используется абсолютный

производственный допуск, т. е. для металлических поверхностей класс шероховатости ее обработки — N_m и для диэлектрической поверхности также класс шероховатости ее обработки — N_d .

В материаловедении и технологии чаще всего используются допуски на неоднородность и девиацию свойств материалов, выражаемые через отклонения абсолютных исходных величин [4, 12, 23]. Например, выраженные в абсолютных единицах производственные допуски на удельную проводимость проводника σ_m , девиацию параметров диэлектрика ϵ_d ; $\operatorname{tg} \delta_d$

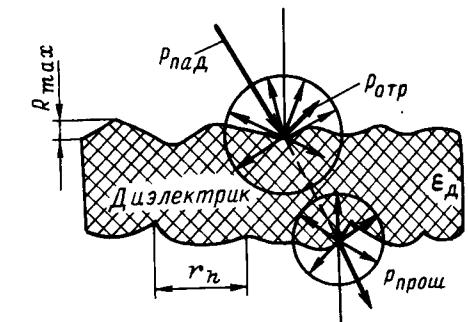


Рис. 1.4. Прохождение электромагнитной волны через пластину диэлектрика с двумя шероховатыми поверхностями.

и величину поверхностного сопротивления покрытия R_{\square} могут быть соответственно записаны в виде

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{пр}}(\sigma) &= \pm \sigma_m \text{ см/м}; \quad \delta_{\text{пр}}(\epsilon_d) = \pm \Delta \epsilon_d; \\ \delta_{\text{пр}}(\operatorname{tg} \delta_d) &= \pm \Delta \operatorname{tg} \delta_d; \quad \delta_{\text{пр}}(R_{\square}) = \pm \Delta R_{\square} \text{ Ом} \end{aligned} \right\} \quad (1.7)$$

и т. п.

Теоретические исследования влияния неоднородности материала более удобно производить с привлечением понятий «относительных допусков», поскольку последние в общем виде позволяют получить количественные результаты, связывающие изменения выходных параметров и характеристик устройства СВЧ с девиацией свойств применяемых материалов. Систему зависимостей (1.7) для относительных допусков перепишем следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\text{отн}}(\sigma_m) &= (\pm \Delta \sigma_m)/\sigma_m; \quad \delta_{\text{отн}}(\epsilon_d) = (\pm \Delta \epsilon_d)/\epsilon_d; \\ \delta_{\text{отн}}(\operatorname{tg} \delta_d) &= (\pm \Delta \operatorname{tg} \delta_d)/\operatorname{tg} \delta_d; \quad \delta_{\text{отн}}(R_{\square}) = (\pm \Delta R_{\square})/R_{\square} \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

и т. п.

§ 1.3. Статистический и расчетно-аналитический методы определения влияния производственных погрешностей

В настоящее время применяются два метода при оценке влияния производственных погрешностей на параметры устройств СВЧ: статистический и расчетно-аналитический.

Статистический метод предполагает изучение данных о производственных погрешностях, полученных в результате измерений параметров и характеристик достаточно большого количества одинаковых или однотипных изделий в процессе их изготовления в определенных технологических условиях. На основании статистической обработки данных подобных измерений можно сделать заключение только о конечных результатах влияния факторов примененного технологического процесса на выходные параметры и характеристики рассматриваемого типа устройств СВЧ.

Статистический метод не позволяет выявить существующие причинные зависимости при формировании результирующих погрешностей радиотехнических параметров и характеристик устройств, а поэтому не позволяет и активно влиять на оптимизацию технологического процесса.

Расчетно-аналитический метод в отличие от статистического имеет целью именно выявление функциональных зависимостей между выходными параметрами и характеристиками устройства СВЧ с одной стороны и производственными погрешностями его конструкции с другой. Данные для нахождения таких зависимостей могут быть получены либо в результате исследования существующих аналитических соотношений между радиотехническими и конструктивными параметрами устройств, либо в результате экспериментального определения необходимых соотношений.

Расчетно-аналитический метод является основным в точностном анализе конструкций устройств СВЧ. По результатам анализа определяются так называемые коэффициенты влияния (чувствительности) в уравнениях погрешностей устройств, необходимые для получения исходных формул и расчета производственных допусков. Математические методы определения коэффициентов влияния в конструкциях устройств СВЧ специфичны и разнообразны; основные из них рассмотрены в последующих разделах.

§ 1.4. Дифференциальные методы

Самым универсальным и наиболее широко используемым на практике является метод дифференцирования. Он применяется для расчета коэффициентов влияния погрешностей размеров деталей узлов СВЧ, а также в сочетании с другими методами для расчета коэффициентов влияния погрешностей формы и взаиморасположения поверхностей колебательных систем на их радиотехнические параметры и характеристики.

Метод дифференцирования может быть применен, если аналитическая зависимость параметра X узла СВЧ от конструктивных параметров существует в общем (неявном) виде

$$F(X; x_i) = 0, \quad (1.9)$$

где x_i — конструктивные параметры.

Считая конструктивные параметры независимыми переменными, продифференцируем выражение (1.9) по всем переменным и найдем дифференциал параметра X .

$$dX = [-1/(\partial F/\partial X)] \sum_i (\partial F/\partial x_i) dx_i. \quad (1.10)$$

Переходя к малым приращениям, получим выражение для погрешности параметра

$$\Delta X = [-1/(\partial F/\partial X)] \sum_i (\partial F/\partial x_i) \Delta x_i. \quad (1.11)$$

Формула относительной погрешности имеет вид

$$\Delta X/X_0 = [-1/X_0 (\partial F/\partial X)] \sum_i x_i (\partial F/\partial x_i) (\Delta x_i/x_i), \quad (1.12)$$

где X_0 — номинальное значение параметра X ; $\Delta x_i/x_i$ — относительные погрешности конструктивных параметров.

Если детали узла выполняются с одинаковой относительной погрешностью $\Delta x/x$, то из (1.12) получим

$$\Delta X/X_0 = -[\sum_i x_i (\partial F/\partial x_i)/X_0 (\partial F/\partial X)] (\Delta x/x). \quad (1.13)$$

Нетрудно видеть, что на основании формул (1.11) и (1.12) коэффициенты влияния могут быть выражены соответственно

$$S_{x_i}(X) = -\sum_i (\partial F/\partial x_i)/(\partial F/\partial X)$$

и

$$S_{x_i}(X)_{\text{общ}} = -\sum_i x_i (\partial F/\partial x_i)/X_0 (\partial F/\partial X).$$

В тех случаях, когда радиотехнический параметр узла СВЧ выражается через конструктивные параметры в явном виде, для нахождения требуемых зависимостей может быть применен метод разложения в ряд Тейлора.

Пусть

$$X = \phi(x_i), \quad (1.14)$$

тогда формула погрешности параметра примет вид

$$\Delta X = \sum_k \sum_i [1/(\partial^k \phi/\partial x_i^k) k!] dx_i. \quad (1.15)$$

Отбрасывая вследствие малости слагаемые второго и более высоких порядков и переходя к малым приращениям, получим

$$\Delta X = \sum_i (\partial \phi/\partial x_i) \Delta x_i. \quad (1.16)$$

Формула относительной погрешности параметра X будет

$$\Delta X/X_0 = (1/X_0) \sum_i x_i (\partial \phi/\partial x_i) (\Delta x_i/x_i). \quad (1.17)$$

Коэффициенты влияния в уравнениях (1.16) и (1.17) имеют более простые выражения, чем в соответствующих уравнениях (1.11) и (1.12). Поэтому при расчетах, когда это возможно, следует отдавать предпочтение методу разложения в ряд Тейлора по сравнению с методом классического дифференцирования.

Пример. Требуется найти выражение для расчета погрешности волнового сопротивления коаксиальной линии с воздушным заполнением в зависимости от производственных погрешностей диаметров. Как известно, волновое сопротивление зависит от диаметров коаксиальной линии в явном виде

$$\rho_k = 60 \ln(D_k/d_k), \quad (1.18)$$

где D_k и d_k – больший и меньший диаметры коаксиальной линии.

По методу разложения в ряд Тейлора (1.16) получаем

$$\Delta\rho_k = 60(\Delta D_k/D_k - \Delta d_k/d_k). \quad (1.19)$$

Для случая, когда относительные погрешности диаметров коаксиальной линии одинаковы и имеют разные знаки, формула (1.19) преобразуется к виду

$$\Delta\rho_k = 120\Delta D_k/D_k. \quad (1.20)$$

§ 1.5. Метод конформных преобразований

Этот метод позволяет получить аналитическую зависимость приращений радиотехнического параметра узла СВЧ от конструктивных погрешностей, не относящихся к размерам конструкции, а связанных с формой и взаиморасположением поверхностей (перекос, несоосность и т. п.).

Для применения метода конформных преобразований требуется, чтобы потенциалы электромагнитного поля в колебательной полости были регулярными функциями координат в отображаемой плоскости. Это условие означает, что векторы поля должны удовлетворять уравнениям Коши-Римана

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \bar{\mathbf{E}}}{\partial x} &= \frac{\partial \bar{\mathbf{H}}}{\partial y}; \\ \frac{\partial \bar{\mathbf{H}}}{\partial x} &= -\frac{\partial \bar{\mathbf{E}}}{\partial y}. \end{aligned} \right\} \quad (1.21)$$

Условие (1.21) выполнимо лишь для типов полей с плоскопараллельной структурой, когда потенциалы неизменны вдоль какого-либо из направлений. К системам с полями, удовлетворяющими условию (1.21), относятся коаксиальные, полосковые, торoidalные и подобные им колебательные полости. Значит, методом конформных преобразований можно исследовать конструкции резонаторов и функциональных узлов СВЧ, содержащих колебательные полости указанного вида.

Чтобы применить метод конформных преобразований, необходимо наличие зависимости исследуемого радиотехнического параметра X от

геометрических параметров узла для недеформированной поверхности колебательной полости

$$X = \Psi(a_i), \quad (1.22)$$

где a_i – функция координат в плоскости ω .

Значение параметра при деформации поверхности получается в виде функции

$$X^1 = \Psi(\alpha_i), \quad (1.23)$$

где α_i – функции координат в плоскости z .

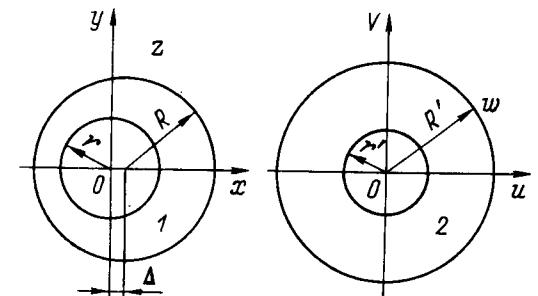


Рис. 1.5. Конформное отображение имеющего эксцентризитет сечения 1 коаксиальной линии в плоскости z на плоскость w в виде симметричного сечения 2.

Функция преобразования и обратная ей имеют вид

$$\left. \begin{aligned} w &= f(z); \\ z &= F(w). \end{aligned} \right\} \quad (1.24)$$

Погрешность параметра X выражается разностью

$$\Delta X = \Psi(\alpha_i) - \Psi(a_i) = \sum S_{a_i}(X) \Delta a_i, \quad (1.25)$$

где $S_{a_i}(X)$ – коэффициенты влияния конструктивных параметров a_i .

Пример. Необходимо определить влияние несоосности цилиндров коаксиальной линии на волновое сопротивление.

На рис. 1.5 показаны сечения коаксиальной линии в плоскостях z и ω . Применим дробно-линейное преобразование, одним из основных свойств которого является отображение окружности в окружность.

$$\left. \begin{aligned} w &= z/(1 + Nz); \\ z &= w/(1 - Nw), \end{aligned} \right\} \quad (1.26)$$

где N – постоянная. Тогда выражения для эквивалентных диаметров D'_k и d'_k получим в виде

$$\left. \begin{aligned} D'_k &= D_k/\{1 - [\Delta'/(1 - d_k^2/D_k^2)]^2\}; \\ d'_k &= d_k/\{1 + [\Delta'd_k/D_k(1 - d_k^2/D_k^2)]^2\}, \end{aligned} \right\} \quad (1.27)$$

где $\Delta' = 2\Delta/D_k$ – относительная несоосность.

Подставляя значения диаметров (1.27) в выражение для волнового сопротивления (1.18), получим

$$\rho'_k = 60[\ln(D_k/d_k) - \Delta'^2/(1 - d_k^2/D_k^2)], \quad (1.28)$$

а отсюда и

$$\Delta\rho_k = [60/(d_k^2/D_k^2 - 1)]\Delta'^2. \quad (1.29)$$

При использовании метода конформных преобразований важно, чтобы выбранная функция преобразования наилучшим образом соответствовала виду производственных погрешностей (несоосность, эллиптичность и др.). Метод применим только для решения плоских задач, относящихся к цилиндрическим системам проводников с волной типа ТЕМ. Для решения задач, связанных с электромагнитными полями более сложной пространственной структуры, могут быть использованы метод малых возмущений и метод вспомогательной системы координат.

§ 1.6. Метод малых возмущений

Метод малых возмущений, известный в теории электромагнитного поля, может быть применен при анализе влияния на радиотехнические параметры узлов СВЧ производственных погрешностей размеров, формы и взаиморасположения токонесущих поверхностей в конструкциях. Этот метод удобен для анализа резонаторов и таких функциональных узлов СВЧ, которые содержат резонансные полости, так как обеспечивает получение в результате расчета приращений величин собственных чисел или коэффициента междугиповой связи полей в колебательной полости, что характерно для прямого решения волнового уравнения.

Векторы электромагнитного поля \bar{E} и \bar{H} в деформированной колебательной полости считаются не изменившимися по сравнению со случаем недеформированной поверхности, в чем и состоит приближенность метода. В силу такого приближения он справедлив при расчете лишь малых деформаций, к которым можно отнести производственные погрешности до 5-го класса точности включительно (где еще соблюдается неравенство $\Delta x/x < < 1$).

Приращение собственной частоты колебательной полости в зависимости от величины деформации дается в виде [1]

$$\Delta f/f_0 = (1/4W_0) \int_{\Delta V} (\mu_a \bar{H}^2 - \epsilon_a \bar{E}^2) dV, \quad (1.30)$$

где W_0 – накопленная в резонансной полости средняя энергия; ΔV – деформированная часть объема резонансной полости; μ_a , ϵ_a – магнитная и диэлектрическая проницаемость вещества в полости.

Из выражения (1.30) вытекает известное приближенное равенство, очень удобное для вычислений,

$$\Delta f/f_0 \approx |\Delta V/V|, \quad (1.31)$$

где V – объем колебательной полости.

Знак приращения в формуле (1.31) должен учитываться, исходя из физических соображений: уменьшение объема в области преобладания магнитного поля приводит к увеличению f_0 , а в области преобладания электрического поля – к уменьшению ее. В частных случаях расчета формула (1.31) может видоизменяться. Так, применение ее к квазистатическим полям (электрическое и магнитное поля находятся соответственно в объемах $V_{эл}$ и V_m) требует вычисления суммы относительных изменений этих объемов, содержащих разделенные поля,

$$\Delta f/f_0 \approx |\Delta V_{эл}/2V_{эл}| + |\Delta V_m/2V_m|. \quad (1.32)$$

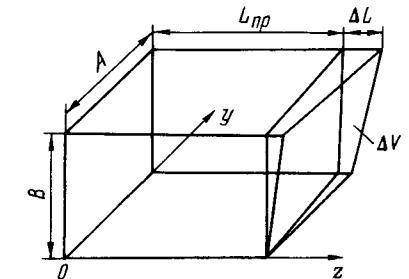


Рис. 1.6. К определению допустимой величины перекоса стенки прямоугольного объемного резонатора методом малых возмущений.

Коэффициент междугиповой связи колебаний получается в результате решения системы уравнений для двух взаимодействующих типов и имеет вид [68]

$$\gamma_{1,2} = -(1/2W_0) \int_{\Delta V} (\mu_a \bar{H}_1 \bar{H}_2 - \epsilon_a \bar{E}_1 \bar{E}_2) dV. \quad (1.33)$$

Пример. Пусть требуется определить соотношение между перекосом стенки прямоугольного резонатора и коэффициентом связи существующих в нем колебаний H_{101} и H_{011} . Резонатор изображен на рис. 1.6.

Из структуры полей H_{101} и H_{011} следует, что взаимодействие волн может происходить за счет магнитных составляющих, касательных к наклонной стенке. Ортогональные в недеформированной полости, они при перекосе стенки теряют свойство ортогональности, и колебания оказываются связанными. Коэффициент междугиповой связи получается на основании формулы (1.33):

$$\gamma_{1,2} = -(1/2W_0) \int_{\Delta V} \mu_a \bar{H}_1 \bar{H}_2 dV. \quad (1.34)$$

Магнитные составляющие полей запишем в виде

$$\left. \begin{aligned} \bar{H}_1 &= H_0 \cos(\pi y/B) \sin(\pi z/L_{np}); \\ \bar{H}_2 &= H_0 \cos(\pi x/A) \sin(\pi z/L_{np}), \end{aligned} \right\} \quad (1.35)$$

где A и L_{np} – размеры полости резонатора (см. рис. 1.6).

Накопленная энергия выражается формулой

$$W_0 = (1/4) \int_V \mu_a H_0^2 dV. \quad (1.36)$$

Подстановка выражений для составляющих полей и энергии в (1.34) и преобразования дают в результате формулу погрешности длины стенки резонатора, приводящую к перекосу

$$\Delta L_{np} \leq \pi L_{np} \gamma_{1,2}. \quad (1.37)$$

Величина $\gamma_{1,2}$ задается, исходя из необходимого ослабления связи между рабочим и паразитным типами колебаний.

§ 1.7. Метод вспомогательной системы координат

Этот метод позволяет непосредственно получить зависимость отклонений выходных параметров от геометрических погрешностей конструкций устройств СВЧ.

Если погрешности изготовления приводят к вырождению рабочего типа колебаний, отыскание зависимости приращения параметра от производственных погрешностей формы и взаиморасположения токонесущих поверхностей колебательной полости заключается в решении волнового уравнения в подходящей системе координат, которую назовем вспомогательной. Необходимо, чтобы вспомогательная система координат достаточно легко преобразовывалась в основную.

Рассмотрение вопросов использования метода вспомогательной системы координат в общем виде затруднительно. Конкретный пример применения метода имеется в работе [26], где исследуется связь между эллиптичностью цилиндрической полости с колебаниями H_{11} и разностью частот вырожденных типов H'_{11} и H''_{11} . Требующиеся для расчета зависимости получаются в результате решения волнового уравнения в эллиптической системе координат с последующими преобразованиями к цилиндрической системе.

В случае, если погрешности изготовления не вызывают вырождения рабочих колебаний, применение не требует решения волнового уравнения во вспомогательной системе координат. Расчетные формулы находят приведением геометрических соотношений из одной системы координат в другую. Примером такого использования метода может служить имеющийся вывод формулы для волнового сопротивления коаксиальной линии с эксцентрикитетом цилиндрических поверхностей. Вывод сделан с помощью биполярной системы координат.

Ограниченностю метода вспомогательной системы координат заключается в том, что известно лишь несколько систем координат, в которых может быть найдено решение волнового уравнения. Кроме того, при использовании метода необходимо убедиться в соответствии геометрии производственных погрешностей (эллиптичность, конусность и др.) выбранной вспомогательной системе координат.

Глава 2 РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ НА ШЕРОХОВАТОСТЬ ТОКОНЕСУЩИХ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ СВЧ-КОНСТРУКЦИЙ

§ 2.1. Постановка и решение задачи о влиянии шероховатости токонесущих и диэлектрических поверхностей на радиотехнические параметры и характеристики СВЧ-конструкций

Рассмотренные в предыдущей главе физические процессы, происходящие на шероховатой проводящей и обеих сторонах радиопрозрачной диэлектрической пластины, в полной мере не отражают действительные электромагнитные явления на границах раздела двух сред. С другой стороны, эти явления в значительной степени определяют фактические собственные и выходные радиотехнические параметры и характеристики СВЧ-конструкций.

В устройствах СВЧ к подобным конструкциям относятся токонесущие поверхности волноводов, СВЧ-узлов на их основе, полости объемных резонаторов различного типа и назначения, узлы СВЧ-антенн, а также радиопрозрачные обтекатели антенн и некоторые другие конструкции СВЧ.

Высота микронеровностей во много раз меньше рабочей длины волны $R_{max} < < \lambda_0$. Это позволяет говорить о шероховатостях, как о микронеровностях поверхностей СВЧ-конструкций, практически не искажающих заданной структуры электромагнитного поля. Примем еще одно условие: граница раздела двух сред с геометрическими неровностями представляет собой в целом плоскую и безграничную площадку. Это условие, конечно, не соответствует практическим случаям СВЧ-конструкций, но в значительной мере облегчает теоретические исследования.

Влияние протяженных микронеровностей, определенным образом ориентированных относительно падающей под заданным углом к ним электромагнитной волны, в действительности приводит к изменению поляризации дифрагированной волны и появлению «теневых» зон на «неосвещенной» стороне микронеровностей. Допущение, что влияние этих двух эффектов на результат расчета относительно невелико, а также представление всей совокупности микронеровностей в виде большого числа малых отражателей с высотами, подчиняющимися случайному закону распределения, позволяет в расчетах ограничиться эффективным и хорошо отработанным математическим аппаратом теории вероятности.

Используемый подход и методика исследования влияния шероховатостей дают возможность предсказать только относительное ухудшение радиотехнических параметров и характеристик по сравнению с теми, которые были бы в случае идеально гладких металлических и диэлектрических узлов СВЧ-конструкций [12, 14].

Таким образом, выбранный подход, принятые допущения и результаты метода исследования открывают две принципиальные и очень важные для практики возможности: радиоконструкторы и разработчики устройств СВЧ устанавливают требуемый класс шероховатости рабочих поверхностей конструкций, а технологи – дифференцированно для каждого узла СВЧ-конструкции назначают соответствующие режимы обработки поверхностей.

§ 2.2. Допуски на шероховатость токонесущих (металлических) поверхностей СВЧ-конструкций

Задача по определению производственного допуска в данном случае может быть сформулирована так: каков должен быть класс обработки металлической поверхности, чтобы относительное увеличение активных потерь за счет поверхностных токов и относительная мощность рассеяния поля на шероховатостях не превышали наперед заданных значений.

При падении плоской монохроматической волны нормально к плоской поверхности раздела xy электромагнитная задача сводится к решению уравнения вида [16, 23]

$$\nabla^2 \vec{F}(x, y, z) + K^2 \vec{F}(x, y, z) = 0, \quad (2.1)$$

где $\vec{F}(x, y, z)$ – искомое поле.

Так, в случае идеально проводящей металлической поверхности с микронеровностями граничные условия для электрической составляющей поля равны

$$\vec{F}(x, y, z)|_{\text{для поверхности } \xi(x, y)} = 0, \quad (2.2)$$

учет же конечной проводимости (импедансная поверхность) приводит к приближенным граничным условиям Щукина – Леоновича

$$\vec{E}_x = W \vec{H}_y|_{z=\xi(x, y)}, \quad \vec{E}_y = -W \vec{H}_x|_{z=\xi(x, y)}, \quad (2.3)$$

где $z = \xi(x, y)$ – уравнение для неровной токонесущей поверхности; W – волновое сопротивление шероховатого слоя, в пределах которого протекает СВЧ-ток.

Решения волнового уравнения (2.1) с граничными условиями (2.2) или (2.3) не существует, и задачу удается приближенно решить только либо для малых относительных значений высот микронеровностей [$R(z) \ll \lambda_0$], либо только для относительно больших [$R(z) \gg \lambda_0$] неровностей поверхности. Предположим, что вектор магнитного поля падающей плоской волны имеет только составляющую H_y , а средний уровень плоской поверхности с микронеровностями лежит в плоскости xy . Тогда уравнение (2.1) для магнитного вектора принимает вид

$$\nabla^2 \vec{H} = -j \frac{\omega_0 \mu_m}{\sigma_m} \vec{H}, \quad (2.4)$$

причем формула (2.4) справедлива для $\varepsilon_0 \ll \sigma_m / \omega_0$. Или в соответствии с выбранной системой координат

$$\frac{\partial^2 \vec{H}_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \vec{H}_y}{\partial y^2 \partial z^2} = -\frac{2j}{(z_e)^2} \vec{H}_y, \quad (2.5)$$

где z_e – глубина скин-слоя.

Если бы поверхность была идеально плоской и без микронеровностей, то $\partial^2 \vec{H}_y / \partial x^2 = 0$ и

$$\vec{H}_y = \vec{H}_0 \exp \left[-(1+j) \frac{|z|}{z_e} \right], \quad (2.6)$$

что дает закон проникновения СВЧ-поля (а следовательно, и СВЧ-тока) вовнутрь плоского с конечной проводимостью проводника (где H_0 – составляющая поля на поверхности проводника; z_e – глубина проникновения тока в проводник, а $|z|$ – высота микронеровностей).

Мощность активных потерь в данном объеме проводящего материала равна

$$P_{\text{пот}} = \frac{1}{2\sigma_m} \int_V \vec{Y} \cdot \vec{Y} dV = \frac{1}{2\sigma_m} \int_V \text{rot} \vec{H} \text{rot} \vec{H}^* dV, \quad (2.7)$$

где \vec{Y} – вектор плотности объемного СВЧ-тока.

В свою очередь $\vec{H} = H_0 \hat{j}$ (\hat{j} – единичный вектор вдоль оси y), поэтому уравнение (2.7) примет вид

$$P_{\text{пот}} = \frac{1}{2\sigma_m} \int_V \text{grad} \vec{H}_y \cdot \text{grad} \vec{H}_y^* dV. \quad (2.8)$$

Введем коэффициент K_1 , учитывающий, во сколько раз увеличиваются активные потери на проводящей поверхности с микронеровностями по сравнению с потерями на такой же, но идеально гладкой поверхности.

Используя формулу Грина применительно к выражению (2.8), можно получить выражение для K_1 в следующей форме:

$$K_1 \approx \frac{P_{\text{пот}}}{P_0} \approx \frac{2}{|\vec{H}_0|^2 S z_e} y_m \vec{H}_0^* \int_0^{z_e} \int_{-\infty}^{\xi(x)} \vec{H}_y dx dz, \quad (2.9)$$

где S – единичная поверхность интегрирования; P_0 – потери в отсутствии микронеровностей.

Для простейших геометрических законов изменения профиля микронеровностей поверхности уравнение (2.9) может быть решено методом «последовательного исключения в конечных разностях».

Полагаем, что функция $\xi(x, y)$, характеризующая профиль микронеровностей, может быть описана только статистически, т. е. при помощи математического аппарата случайных функций. Рассмотрим характерный случай, когда глубина проникновения тока в металлическую поверхность z_e много меньше наибольших высот микронеровностей R_{\max} . В этом случае коэффициент K_1 характеризует увеличение площади поверхности за счет неровностей по отношению к идеально

гладкой поверхности, и его приближенно можно определить следующим образом:

$$K_1 \approx \sqrt{\left[1 + \left(\frac{\partial z}{\partial x}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\partial z}{\partial y}\right)^2\right]} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{\partial z}{\partial x}\right)^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial y}\right)^2 + \left(\frac{\partial z}{\partial x}\right)^2 \left(\frac{\partial z}{\partial y}\right)^2}. \quad (2.10)$$

Одномерная плотность вероятности производной случайного процесса равна

$$\omega_{1z}(x) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma_R^2}} \exp\left[-\frac{x^2 A^2}{2\sigma_R^4}\right], \quad (2.11)$$

где σ_R – среднеквадратичное отклонение высот неровностей поверхности; A – постоянный коэффициент, который входит в выражение для функции корреляции неровностей поверхности

$$B(x) \approx \sigma_R^2 \exp\left\{-\left[\frac{|x|^2}{A^2}\right]\right\}. \quad (2.12)$$

Из выражения (2.11) видно, что в данном случае производная от случайной функции распределена по нормальному закону со среднеквадратичным отклонением σ_R^2/A . Начальные моменты квадрата нормальной случайной величины с параметрами σ_R^2/A равны [12, 14]

$$m_k = \left(\frac{\sigma_R^2}{A}\right)^{2k} (2K - 1)!! \quad (2.13)$$

где $(2K - 1)!!$ – произведение всех нечетных чисел натурального ряда до $2K - 1$ включительно. С учетом сказанного коэффициент K_1 можно представить как

$$K_1 \approx \sqrt{1 + 2\left(\frac{\sigma_R^2}{A}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_R^2}{A}\right)^4}. \quad (2.14)$$

Постоянную A можно определить из численных расчетов, произведенных для конкретных профилей микронеровностей поверхности с рельефом, описываемым простейшими геометрическими законами [12, 14, 16]

$$2 \approx \sqrt{1 + 2\frac{8z_e^2}{A^2} + \frac{64z_e^4}{A^4}}. \quad (2.15)$$

Отсюда

$$A \approx 4z_e^2. \quad (2.16)$$

Окончательно получим

$$K_1 \approx \sqrt{1 + 0,12\left(\frac{\sigma_R}{z_e}\right)^4 + 0,004\left(\frac{\sigma_R}{z_e}\right)^8}. \quad (2.17)$$

При $\sigma_R/z_e < 1$

$$K_1 \approx 1 + 0,06\left(\frac{\sigma_R}{z_e}\right)^4, \quad (2.18)$$

где σ_R – среднеквадратичная величина случайной функции $R(x, y)$; z_e – расчетная глубина проникновения СВЧ-тока в металлическую поверхность конструкции.

Выражение (2.18) является основным для расчета относительных потерь СВЧ-тока за счет микронеровностей, увеличивающих фактические пути протекания тока в токонесущем слое.

Обычно допускают, что шероховатость не должна увеличивать активные потери на СВЧ в металлическом узле более, чем на 10% по сравнению с идеально гладкой поверхностью, имеющей ту же поверхностную проводимость материала. При этом конструкторско-технологическое требование к ограничению величины шероховатости токонесущих поверхностей узлов СВЧ-конструкций запишется в виде [12, 14, 16]

$$\sigma_R \leq 1,13z_e \quad (2.19)$$

при $K_1 \leq 1,1$.

Выполнение неравенства (2.19) при обработке токонесущих поверхностей СВЧ-конструкций гарантирует, что активные потери за счет шероховатостей не превышают 10% от расчетного значения, полученного в предположении идеальной обработки металлической поверхности.

Технолога в первую очередь интересует производственный допуск δ_{npR} на шероховатость обработки поверхности, который он должен задать перед запуском изделия в производство. Таким производственным допуском на чистоту обработки поверхности, как было показано выше, является соответствующий класс шероховатости обработки поверхности (см. ГОСТ 2789-73). Класс чистоты обработки токонесущей (металлической) поверхности N_m связан со среднеквадратической величиной высот микронеровностей σ_R следующей эмпирической формулой [12, 14, 16]:

$$\sigma_R \approx 40 \exp\left[-\sqrt{N_m}\right], \quad (2.20)$$

где σ_R получается в микрометрах.

На основании формулы (2.20) конструкторско-технологический критерий на чистоту обработки токонесущей поверхности СВЧ-конструкции, данный выражением (2.19), следует переписать в виде

$$N_m \geq \ln^2(35/z_e), \quad (2.21)$$

где z_e измеряется в микрометрах.

Последнее неравенство является критерием для выбора нужного класса обработки металлических поверхностей СВЧ-конструкций. На рис. 2.1 показана рассчитанная на основании неравенства (2.21) зависимость требуемого класса обработки металлической поверхности N_m в функции рабочей длины волн λ_0 . Расчет этой зависимости произведен для случая латунных поверхностей, так как из латуни

наиболее часто конструируются токонесущие поверхности устройств СВЧ.

Заметим, что аналогичные графические зависимости $N_m = f(z_e)$ несложно построить и для любого другого металла или проводящего покрытия.

В случае комбинированного, многослойного токонесущего покрытия расчет требуемого класса шероховатости его поверхности, исходя из принятого условия $K_1 \leq 1,1$, следует находить из неравенства (2.21), подставляя в него значение глубины проникновения СВЧ-тока (в микрометрах), но рассчитанное для данного покрытия.

Из рассмотрения графика, приведенного на рис. 2.1, можно сделать важное заключение. Для того чтобы потери за счет шероховатости

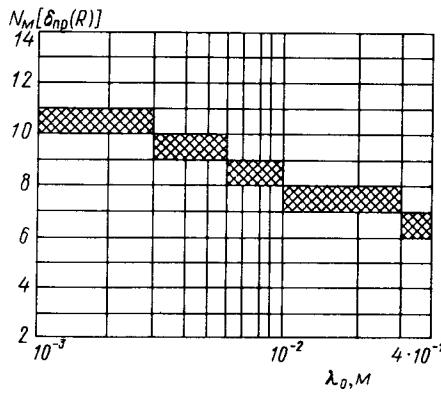


Рис. 2.1. Зависимость между граничным классом чистоты обработки латунной поверхности N_m и рабочей длиной волны λ_0 ($K_1 \leq 1,1$).

не превышали 10% расчетной величины, токонесущие поверхности латунных волноводов и объемных резонаторов, работающих на сантиметровых волнах, следует обрабатывать не хуже, чем по 8–10 классу чистоты, а СВЧ-конструкции этих же типов, работающие на миллиметровых волнах, не хуже 10–12, чем по классу шероховатости.

Опыт технологии производства устройств СВЧ подтверждает общие закономерности, вытекающие из критерия (2.21), и частные зависимости для латунных поверхностей, представленные графиками (см. рис. 2.1).

Теперь остановимся на главных аспектах теории диффузного отражения электромагнитных волн от шероховатых металлических поверхностей. Действительно, при падении плоской электромагнитной волны на поверхность с микронеровностями происходит не только увеличение активных потерь в самой поверхности, но и уменьшается «зеркально» отраженная мощность за счет рассеяния части энергии падающей волны на микронеровностях (см. также гл. 1) [12, 36].

Напряженность электрического поля вертикально поляризованной электромагнитной волне, отраженной от поверхности S в направлении $\Phi_{\text{отр}}$ при падении на шероховатую поверхность под углом $\Phi_{\text{пад}}$, равна

$$\dot{\mathbf{E}} \approx \int_S \int \frac{\dot{\mathbf{E}}_{\text{пад}}}{2\lambda_0 r} (\cos \varphi_{\text{отр}} + \cos \varphi_{\text{пад}}) \exp \{jk [x(\sin \varphi_{\text{отр}} \cos \beta - \sin \varphi_{\text{пад}}) + y \sin \varphi_{\text{отр}} \cos \beta + z(\cos \varphi_{\text{отр}} + \cos \varphi_{\text{пад}})]\} dx dy, \quad (2.22)$$

при $h_{\max} \ll \lambda_0$,

где $\dot{\mathbf{E}}_{\text{пад}}$ – напряженность поля падающей волны; β – угол между направлением наблюдения и осью x ; k – волновое число; z – случайная непрерывная функция, распределенная по нормальному закону и характеризующая профиль микронеровностей; r – координата точки наблюдения.

Опуская промежуточные вычисления, при прежних предположениях относительно формализации параметров шероховатой отражающей поверхности можно показать, что среднее значение отраженного поля в любом направлении будет равно [16, 23]

$$\dot{\mathbf{E}}^2 \approx \frac{E_{\text{пад}}^2}{(\lambda_0 r)^2} \cos \varphi_{\text{пад}} \exp \left[-\frac{16\pi^2 \sigma_R^2}{\lambda_0^2} \right]. \quad (2.23)$$

Если оценивать дополнительные потери мощности рассеяния за счет шероховатостей отражателя коэффициента K_2 (аналогично введенному для оценки дополнительных активных потерь поверхностных токов СВЧ из-за влияния микронеровностей), то можно записать

$$K_2 \approx 1 + \frac{16\pi^2 \sigma_R^2 [\text{м}]}{\lambda_0^2 [\text{м}]} \approx 1 + 150 \left(\frac{\sigma_R}{\lambda_0} \right)^2. \quad (2.24)$$

Физическое толкование смысла коэффициента K_2 таково: для идеально гладких поверхностей рассеянное поле отсутствует и $K_2 = 1$, для шероховатых отражателей всегда имеет место диффузное отражение, и тогда $K_2 > 1$. Если исходить из принятого для коэффициента K_1 численного критерия, и предположить, что рассеянная мощность не будет превышать также 10% отражаемой шероховатой поверхностью «зеркально» отраженной мощности, то должно быть принято условие: $K_2 \leq 1,1$. Конструктивно-технологические ограничения по критерию $K_2 \leq 1,1$ на высоту микронеровностей шероховатого отражателя получим из формулы (2.24) в таком виде

$$\sigma_R \leq 0,025 \lambda_0, \quad (2.25)$$

при $K_2 \leq 1,1$.

Ниже следующий численный пример иллюстрирует применимость формулы (2.25) и принятый критерий $K_2 \leq 1,1$. Так, при работе на длине волны $\lambda_0 = 1$ см, чтобы потери на диффузное рассеяние от шероховатости отражателя не превышали 10% от всей отраженной мощности, нужно обеспечить $\sigma_R \leq 0,25$ мм. Такая величина σ_R соответствует самым низшим классам чистоты поверхностей (1–2). Это

значит, что относительное влияние одного и того же класса чистоты токонесущей поверхности узла СВЧ-конструкции на потери за счет поверхностных СВЧ-токов и потери за счет диффузного рассеяния неодинаково. Поэтому для конструкций устройств СВЧ, выполненных из металлов, преобладающими потерями будут активные, численная взаимосвязь которых с классом чистоты обработки может быть установлена выражением (2.21) и графиками вида, представленного на рис. 2.1.

Однако в технике СВЧ существует несколько типов устройств, для которых даже очень незначительная мощность, отраженная рассеянно, недопустима. К таким устройствам относятся различные СВЧ-резонансные системы.

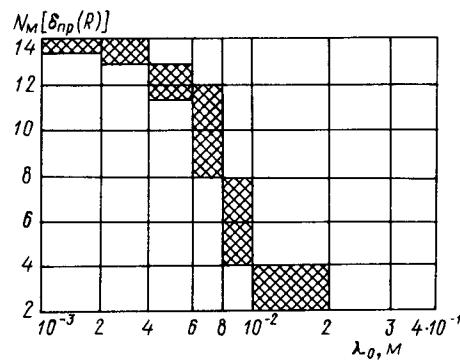


Рис. 2.2. Зависимость между требуемым классом чистоты обработки металлического отражателя N_m и рабочей длиной волны λ_0 ($P_{\text{расс. доп}} \leq 0,005$).

При резонансе за счет многократных переотражений энергии даже незначительные микронеровности на отражающих поверхностях резонансных систем в результате дадут настолько весомые потери на рассеяние, что резонансные свойства подобных устройств резко ухудшаются.

Пусть $P_{\text{расс. доп}}$ — относительная мощность рассеяния, допустимая при однократном отражении от шероховатой поверхности торцевой стенки объемного резонатора, тогда производственный допуск на величину шероховатости $\delta_{np}(R)$, т. е. требуемый класс чистоты обработки металлической поверхности N_m , можно найти из неравенства

$$N_m \geq \ln^2 \left[\frac{1}{4000\lambda_0 (P_{\text{расс. доп}})} \right], \quad (2.26)$$

где λ_0 измеряется в метрах.

На рис. 2.2 приведены результаты расчетов по формуле (2.26) зависимости N_m от λ_0 , когда численная величина $P_{\text{расс. доп}} \leq 0,005$. Как видно из рисунка, для принятого условия $P_{\text{расс. доп}} \leq 0,005$ требуемый класс обработки полости разонатора миллиметрового или коротковолновой части сантиметрового диапазонов граничит с предельными возможностями современного производства.

§ 2.3. Допуски на шероховатость поверхностей диэлектрических (радиопрозрачных) узлов СВЧ-конструкций

Задача по определению производственного допуска может быть сформулирована так: каков должен быть класс обработки диэлектрической шероховатой с одной или с обеих сторон пластины (например, поверхности стенки обтекателя), чтобы относительное уменьшение коэффициента прохождения ΔT или относительное увеличение за счет микронеровностей коэффициента отражения ΔR не превышали наперед заданных значений.

Исследование прохождения электромагнитных волн через шероховатую границу воздух — диэлектрик производится по известным формулам Фреиля, но с принятыми ранее допущениями в отношении статистических свойств микронеровностей. Для шероховатой поверхности отраженное и преломленное (прошедшее в диэлектрик) поля находятся через средние значения коэффициентов Френеля или через среднюю коэффициентов отражения R и прохождения T . Выполненный в этом направлении анализ подтверждает, что при шероховатой границе раздела коэффициент отражения в зеркальном направлении уменьшается на величину [14, 33]

$$\bar{R} \approx R_0 \exp \left[- \frac{8\pi\sigma_R^2}{\lambda_0^2} \cos \varphi_{\text{пад}} \right], \quad (2.27)$$

где R_0 — коэффициент отражения для идеально гладкой поверхности раздела.

Среднее значение коэффициента прохождения \bar{T} для угла наблюдения, равного углу преломления $\varphi_{\text{набл}} \approx \varphi_{\text{прел}} \approx \varphi_{\text{пад}}$ для шероховатой границы раздела также меньше, чем для идеально гладкой границы раздела, и это уменьшение описывается экспоненциальным множителем

$$\bar{T} \approx T_0 \exp \left[- \frac{2\pi^2\sigma_R^2}{\lambda_0^2} \left(\cos \varphi_{\text{пад}} - \sqrt{\frac{\varepsilon_d}{\varepsilon_1} - \sin^2 \varphi_{\text{пад}}} \right) \right], \quad (2.28)$$

где T_0 — коэффициент прохождения для идеально гладкой поверхности раздела; ε_1 и ε_d — соответственно относительные диэлектрические проницаемости первой и второй среды.

Для наиболее часто встречающегося на практике случая нормального падения выражения (2.27) и (2.28) упрощаются и могут быть приведены к виду

$$\bar{R} \approx \frac{\sqrt{\varepsilon_1} - \sqrt{\varepsilon_d}}{\sqrt{\varepsilon_1} + \sqrt{\varepsilon_d}} \exp \left[- \frac{8\pi^2\sigma_R^2}{\lambda_1^2} \right]; \quad (2.29)$$

$$\bar{T} \approx \frac{2\sqrt{\varepsilon_1}}{\sqrt{\varepsilon_1} + \sqrt{\varepsilon_d}} \exp \left[- \frac{2\pi^2\sigma_R^2}{\lambda_1^2} \left(1 - \sqrt{\frac{\varepsilon_d}{\varepsilon_1}} \right) \right]. \quad (2.30)$$

Выражения (2.29) и (2.30) являются исходными для конструкторско-технологических оценок влияния шероховатостей при прохождении электромагнитной волны через пластины диэлектрика.

По аналогии с (2.29) и (2.30) через коэффициенты Френеля можно записать выражения для коэффициентов отражения R_0 и прохождения T_0 в предположении идеально гладких поверхностей раздела, тогда разности $R_0 - R$ и $T_0 - T$ дадут соответственно ΔR и ΔT , т.е. относительные изменения в коэффициенте отражения и коэффициенте прохождения в связи с влиянием шероховатостей. Нетрудно показать, что выражения для вычисления ΔR и ΔT могут быть представлены в виде

$$|\Delta R|^2 \approx \frac{8\pi \cdot 10^{-5} \sqrt{\epsilon_d}}{\lambda_0} \exp[-\sqrt{N_d}] \quad (2.31)$$

и

$$|\Delta T|^2 \approx \frac{8\pi \cdot 10^{-5} \sqrt{\epsilon_d}}{\lambda_0} \exp[-\sqrt{N_d}], \quad (2.32)$$

где N_d – класс чистоты обработки поверхностей диэлектрического листа, т.е. производственный допуск на шероховатость поверхности диэлектрика $\delta_{\text{пр}}(R)$.

Если $\Delta R_{\text{доп}}$ – допустимая величина коэффициента зеркального отражения, а $\Delta T_{\text{доп}}$ – допустимая величина уменьшения коэффициента прохождения, необходимый класс чистоты обработки поверхностей диэлектрика может быть выбран на основании следующих неравенств:

$$N_d |\Delta R_{\text{доп}}| \geq \ln^2 \left[\frac{\sqrt{\epsilon_d}}{4 \cdot 10^3 \lambda_0 |\Delta R_{\text{доп}}|^2} \right]; \quad (2.33)$$

$$N_d |\Delta T_{\text{доп}}| \geq \ln^2 \left[\frac{\sqrt{\epsilon_d}}{4 \cdot 10^3 \lambda_0 |\Delta T_{\text{доп}}|^2} \right]. \quad (2.34)$$

В выражениях (2.31)–(2.34) длину волны λ_0 следует брать в метрах.

Формулы (2.33) и (2.34) являются основными для выбора класса обработки поверхностей диэлектрика, когда в результате радиотехнического расчета установлены численные значения $\Delta R_{\text{доп}}$ и $\Delta T_{\text{доп}}$. Для нужд производства конкретного типа устройств СВЧ (например, радиопрозрачных антенных обтекателей) эти формулы можно табулировать и построить графики, удобные для технологических оценок.

Так, на рис. 2.3 показана расчетная зависимость требуемого класса обработки поверхностей диэлектриков N_d от рабочей длины волны λ_0 при следующих допустимых относительных изменениях коэффициентов отражения и прохождения:

$$|\Delta R_{\text{доп}}|^2 = |\Delta T_{\text{доп}}|^2 \leq 2\% \text{ и } |\Delta R_{\text{доп}}|^2 = |\Delta T_{\text{доп}}|^2 \leq 0,5\%.$$

Из графиков, приведенных на рис. 2.3, видны трудности технологии обработки диэлектрических поверхностей СВЧ-конструкций, особенно в тех случаях, когда значение диэлектрической проницаемости отно-

сительно велико, а допустимые изменения параметров $R_{\text{доп}}$ и $T_{\text{доп}}$ незначительны.

В связи с тем, что в формулы (2.31)–(2.34) входит величина N_d , устанавливающая через класс обработки среднеквадратическую высоту микронеровностей диэлектрической поверхности, упомянутые формулы приобретают размерность 1/единица длины. Эти формулы поэтому

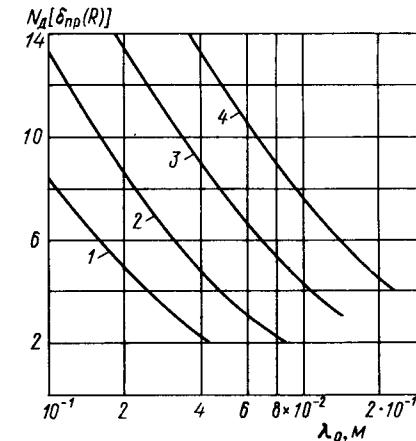


Рис. 2.3. Зависимость между требуемым классом обработки N_d поверхности диэлектрика и рабочей длиной волны λ_0 :
1 – при $\epsilon_d = 2$; 2 – при $\epsilon_d = 9$; 3 – при $\epsilon_d = 2$; 4 – при $\epsilon_d = 9$; $1,2 - |\Delta R_{\text{доп}}|^2 = |\Delta T_{\text{доп}}|^2 \leq 0,002$; 3, 4 – $|\Delta R_{\text{доп}}|^2 = |\Delta T_{\text{доп}}|^2 \leq 0,005$.

являются эмпирическими, что при их использовании для расчета безразмерных величин ΔR , ΔT и N_d значение λ_0 следует брать в метрах.

§ 2.4. Примеры расчета производственных допусков на шероховатость рабочих поверхностей устройств СВЧ

Вышеприведенные технологические критерии выбора класса чистоты обработки металлических и диэлектрических поверхностей установлены в предположении, что физические свойства на СВЧ поверхностных слоев с микронеровностями не отличаются от свойств основной массы материала. Кроме того, сложность протекания поверхностных эффектов в металлах на СВЧ приводит к заметному падению фактической удельной проводимости поверхностного слоя проводника $\sigma_{\text{м.п}}$ по сравнению с проводимостью основной массы материала $\sigma_{\text{м}}$.

Табл. 2.1 (второй и третий столбцы) иллюстрирует количественные изменения проводимости металлов и сплавов, которые наиболее часто применяются при конструировании устройств СВЧ. В четвертом и пятом столбцах таблицы приведены простейшие формулы для расчета величины z_e и активной составляющей поверхностного сопротивления R_{\square} .

Остановимся на конкретном примере по расчету допусков на шероховатость токонесущих поверхностей устройств СВЧ. Необходимо установить требования к чистоте обработки токонесущих поверхностей

Таблица 2.1

Характерные свойства на СВЧ металлов и сплавов и их поверхностных слоев, применяемых для СВЧ-конструкций

Металл или сплав	$\sigma_{\text{нр}}$, см/м	z_e , мкм	$\sigma_{\text{нр,м}}$, см/м	z_e , мкм			R_{\square} , Ом
				1	2	3	
Серебро	$6,1 \cdot 10^7$	$2,2 \cdot 10^7$		$0,37/\sqrt{\lambda_0}$ см		$0,044/\sqrt{\lambda_0}$ см	
Медь	$5,5 \cdot 10^7$	$3,5 \cdot 10^7$		$0,39/\sqrt{\lambda_0}$ см		$0,047/\sqrt{\lambda_0}$ см	
Алюминий	$3,2 \cdot 10^7$	$2,0 \cdot 10^7$		$0,51/\sqrt{\lambda_0}$ см		$0,061/\sqrt{\lambda_0}$ см	
Латунь	$1,6 \cdot 10^7$	$1,4 \cdot 10^7$		$0,73/\sqrt{\lambda_0}$ см		$0,086/\sqrt{\lambda_0}$ см	
Припой (мягкий)	$0,7 \cdot 10^7$	$0,6 \cdot 10^7$		$1,10/\sqrt{\lambda_0}$ см		$0,130/\sqrt{\lambda_0}$ см	
Фосфористая бронза	$0,9 \cdot 10^7$	$0,8 \cdot 10^7$		$0,98/\sqrt{\lambda_0}$ см		$0,177/\sqrt{\lambda_0}$ см	

Таблица 2.2

Сводная таблица исходных данных и результатов расчета

Материал стенки волновода	z_e , мкм	R_{\square} , Ом	K_1/R_{\square} , %			$R_{\square\phi}/R_{\square}$, %	
			3				
			10 см	3 см	1 см		
Медь	1,29	0,67	0,014	0,027	0,047	1,000	
Алюминий	1,68	0,88	0,39	0,02	0,061	1,000	
Латунь	2,41	1,36	0,73	0,028	0,086	1,000	

Примечание. Таблица составлена в предположении обработки рабочих токонесущих поверхностей волноводов по 9–10 классам шероховатости.

прямоугольных волноводов трактов РЛС, работающих на различных длинах волн: $\lambda_{01} = 10$ см; $\lambda_{02} = 3$ см и $\lambda_{03} = 1$ см. Волноводы предполагается изготавливать из меди, латуни и алюминия, используя один и тот же технологический процесс обработки их внутренних полостей. Технологический процесс таков, что можно гарантировать по ГОСТ 2789–73, 9–10 классы чистоты токонесущих поверхностей волноводов.

В результате точностного анализа следует получить сведения о том, в какой степени предполагаемый процесс изменит расчетную величину поверхностного сопротивления R_{\square} медных, латунных и алюминиевых волноводов всех трех диапазонов.

В соответствии с ГОСТ 2789–73 в табл. 2.3 приведены классы шероховатости, наибольшие (максимальные) высоты микронеровностей R_{\max} , а также средние арифметические отклонения высот микронеровностей R_a . Эта таблица может быть использована в качестве руководства для всех конструкторско-технологических расчетов по оценке требуемой чистоты обработки рабочих поверхностей конструкций СВЧ. При этом следует иметь в виду, что принятые в соответствии с ГОСТ 2789–73 средние арифметические значения высот микронеровностей для подавляющего большинства технологических приемов обработки поверхностей близки среднеквадратическим значениям.

Для 9–10 классов шероховатости поверхности можно принять $\sigma_R \approx 0,2$ мкм. Выполним расчет значений коэффициента K_1 , применяя формулу (2.18). Полученные в результате расчета значения коэффициента K_1 разместим в третьем столбце табл. 2.2. Окончательно влияние технологического процесса на рост поверхностного сопротивления определим по формуле $R_{\square\phi} = K_1 R_{\square}$; относительное же увеличение поверхностного сопротивления будет равно отношению $R_{\square\phi}/R_{\square}$. Последние три столбца табл. 2.2 иллюстрируют это относительное увеличение в процентах от поверхностного сопротивления в предположении идеальной обработки токонесущих поверхностей волноводов. Как видно из табл. 2.2, изготовление волноводов сантиметрового диапазона с производственным допуском на шероховатость токонесущих поверхностей $\delta_{np}(R)$ примерно по 9–10 классам практически не должно давать увеличения поверхностного сопротивления. В действительности $R_{\square\phi}$ заметно больше R_{\square} , а следовательно, и потери в волноводах возрастают, но не из-за микронеровностей, а в результате резкого падения фактической поверхностной проводимости металла на СВЧ. Следует подчеркнуть, что величины K_1 и $R_{\square\phi}$ могут быть определены только в результате специальных измерений на СВЧ. Если K_1 и $R_{\square\phi}$ экспериментально измерены на рабочей частоте, то фактическое линейное затухание шероховатого волновода прямоугольного сечения в децибелах на метр легко найти по известным расчетным зависимостям вида α , дБ = $f(R_{\square})$ [4, 17], но подставляя в него измеренное фактическое значение $R_{\square\phi}$.

Таблица 2.3

Классы шероховатости высоты микронеровностей R_{\max} и средние арифметические отклонения профилей поверхностей R_a (ГОСТ 2789-73)

Класс шероховатости N_m	Наибольшие высоты микронеровностей R_{\max} , мкм	Среднее арифметическое отношение профиля R_a , мкм
1	<u>320</u> <u>160</u>	—
2	<u>160</u> <u>80</u>	—
3	<u>80</u> <u>40</u>	—
4	<u>40</u> <u>20</u>	—
5	<u>20</u> <u>10</u>	—
6	— <u>2,5</u> <u>1,25</u>	
7	— <u>1,26</u> <u>0,63</u>	
8	— <u>0,63</u> <u>0,32</u>	
9	— <u>0,32</u> <u>0,16</u>	
10	— <u>0,16</u> <u>0,08</u>	
11	— <u>0,08</u> <u>0,04</u>	
12	— <u>0,04</u> <u>0,02</u>	
13	<u>0,1</u> <u>0,05</u>	—
14	<u>0,05</u> <u>0,0025</u>	—

Заметим, что полученный результат в виде значений K_1 и $R_{\square\phi}/R_{\square}$ удобно использовать и при точностном исследовании других типов устройств СВЧ. Например, добротность резонатора часто выражают через величину R_{\square} , т. е. в виде зависимостей $Q = f(R_{\square})$. Подстановка в это выражение расчетного значения $R_{\square\phi}$ дает его фактическую добротность с учетом микронеровностей резонансной полости. С другой стороны, на основании подробного исследования для найденных численных значений K_1 , R_{\square} и $R_{\square\phi}$ несложно определить относительный допуск на величину поверхностного сопротивления $\delta_{\text{отн}}(R_{\square})(R)$ [см. формулу (1.8)]. Затем эта информация может стать исходной к анализу и корректировке технологического процесса обработки токонесущих поверхностей волноводов, изготавляемых, например, для протяженных трактов РЛС или сложных СВЧ-схем.

Применимельно к диэлектрическим узлам также рассмотрим конкретный пример. «Прямую» задачу по расчету относительных отклонений выходного параметра при вариации независимых параметров решим для монолитной стенки радиопрозрачного обтекателя полуволновой электрической толщины антенны судовой навигационной РЛС. Пусть обтекатель (как и РЛС) работает на длине волны $\lambda_0 = 1$ см, относительная диэлектрическая проницаемость материала его стенки $\epsilon_d \approx 4$; технология обработки, структура материала и свойства лакокрасочных покрытий таковы, что шероховатость обеих поверхностей соответствует первому – второму классу шероховатости (см. табл. 2.3). Требуется установить падение радиопрозрачности обтекателя за счет микронеровностей обеих поверхностей его стенки. Как было показано в § 2.3, при всех прочих равных условиях фактическая величина радиопрозрачности T' определяется всеми дополнительными видами рассеяния от шероховатостей, таким образом

$$|\Delta T'_\Sigma|^2 \approx |\Delta R|^2 + |\Delta T|^2.$$

Комбинируя формулы (2.31) и (2.32), выражение для $|\Delta T'_\Sigma|$ запишем в виде

$$|\Delta T'_\Sigma| \approx \frac{4\pi \cdot 10^{-5} \sqrt{\epsilon_d}}{\lambda_0} \exp[-\sqrt{N_d}].$$

После подстановки всех известных величин (λ_0 , м) и выполнения вычислений получим $|\Delta T'_\Sigma| \approx 0,015$. Это значит, что антенный обтекатель, поверхность стенки которого имеет структурные микронеровности, близкие к 1–2 классу чистоты, только из-за влияния поверхностных микронеровностей дополнительно будет терять радиопрозрачность по сравнению с расчетом приблизительно на 1,5%.

Следует заметить, что фактическая радиопрозрачность обтекателя определяется, кроме того, погрешностью в электрической толщине его стенки (см. гл. 7) и действительным значением $\operatorname{tg} \delta_d$ материала, определяющим тепловые потери при прохождении электромагнитной волны.

Глава 3 РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ НА ИЗГОТОВЛЕНИЕ И СБОРКУ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ВОЛНОВОДНЫХ ТРАКТОВ

§ 3.1. Исходные положения

В подавляющем большинстве практических случаев устройства СВЧ представляют собой сложные сборки, в которых в качестве компонуемых элементов используются функциональные СВЧ-узлы и вспомогательные (соединительные) элементы СВЧ-линий передачи. В технике СВЧ к подобным устройствам относятся простые и сложные СВЧ-измерительные схемы, различного типа линии передачи, антенно-фидерные тракты радиолокационных станций и т. п. Так, например, мощность излучения РЛС (а следовательно, и принимаемая мощность) в значительной степени определяется результирующими потерями на отражение и активными потерями, существующими в тракте, соединяющем передатчик РЛС с антенной. Кроме того, погрешности изготовления и монтажа элементов тракта за счет многократных переотражений и образования стоячих волн неизбежно уменьшают электропрочность тракта и дают нежелательную реакцию на передатчик. В этой связи влияние погрешностей изготовления и сборки сложных волноводных трактов надо тщательно исследовать.

Отечественный и зарубежный опыт технологии и сборки волноводных узлов и элементов с приемлемыми производственными допусками показывает, что не всегда удается обеспечить требуемые выходные параметры и характеристики многоэлементных волноводных трактов и сложных СВЧ-схем. Поэтому конструкторско-технологическое обеспечение требуемых выходных параметров и характеристик волноводных трактов предполагает определенную номенклатуру расчетных операций, специальных конструкторских решений и технологических мероприятий.

§ 3.2. Конструкторско-технологическая характеристика соединений

Тип устройства СВЧ, его назначение, особые требования к его радиотехническим характеристикам и эксплуатации, а также ремонтопригодности дают возможность радиоконструктору выбрать неразъемные типы конструкций соединений и соединительных элементов волноводного тракта.

В технике СВЧ различают три основные вида соединений СВЧ-функциональных узлов и отрезков СВЧ-линий передачи:

1. Неразъемные соединения, обладающие очень высокой степенью электропрочности, но не допускающие после сборки устройства СВЧ рассоединения узлов схемы и отрезков линий передачи.

2. Разъемные соединения, имеющие хорошие радиотехнические характеристики, но допускающие редкую разборку только при замене СВЧ-узла или участка тракта при ремонте.

3. Разъемные соединения для быстрых и многократных присоединений и отсоединений часто выходящих из строя элементов, а также при выполнении измерений на СВЧ.

Следует подчеркнуть, что антенно-фидерные тракты РЛС и вся измерительная СВЧ-техника строятся, как правило, на волноводах прямоугольного сечения с основным типом колебаний H_{10} .

В табл. 3.1 систематизированы конструкторско-технологические параметры применяемых в технике СВЧ типов соединительных волно-

Таблица 3.1

Характеристика соединений прямоугольных волноводов сантиметрового диапазона с полной осионного типа H_{10}

Неразъемные соединения		
Тип соединения	Электропрочность, дБ	Способ крепления волноводов друг к другу
Паяные с наплавленной муфтой Сварные с наружным полным швом С пластиковой муфтой С пластиковой муфтой и фиксирующей втулкой	> 120	Пайка Сварка Опрессовка соединения волноводов токопроводящим пластиком
Разъемные соединения для редкой разборки		
Контактное соединение с фланцами (рис. 3.1, а) Контактное фланцевое соединение с гарантированным прижимом (рис. 3.1, б)	30 – 80 40 – 90	Штифтами и винтами Стягивающими болтами
Контактное фланцевое соединение с бронзовой вставкой (рис. 3.2, а) Контактное фланцевое соединение с контурной фигурной прокладкой и резиновым герметиком (рис. 3.2, б)	50 – 120	Винтами или болтами
Разъемные соединения для частой разборки		
Контактное фланцевое соединение с различными видами устройств для быстрого разъединения и сборки Дроссельное фланцевое соединение с различными видами устройств для быстрого разъединения и сборки (рис. 3.4)	30 – 80 30 – 100	Винтами, струбцинами, накидными разрезными гайками, фиксирующими клиньями, байонетными замками, пружинами, клиньями и т. п.

водных узлов сантиметрового и миллиметрового диапазонов радиоволн. Настоящая таблица для радиоконструктора, например, может служить руководством к выбору типа конструкции соединения для волноводного тракта РЛС по величине реально достигаемой электрогерметичности.

Следует заметить, что неразъемное соединение с высокой герметичностью может быть получено путем опайки любого типа разъемного соединения или путем постановки на токопроводящие клей

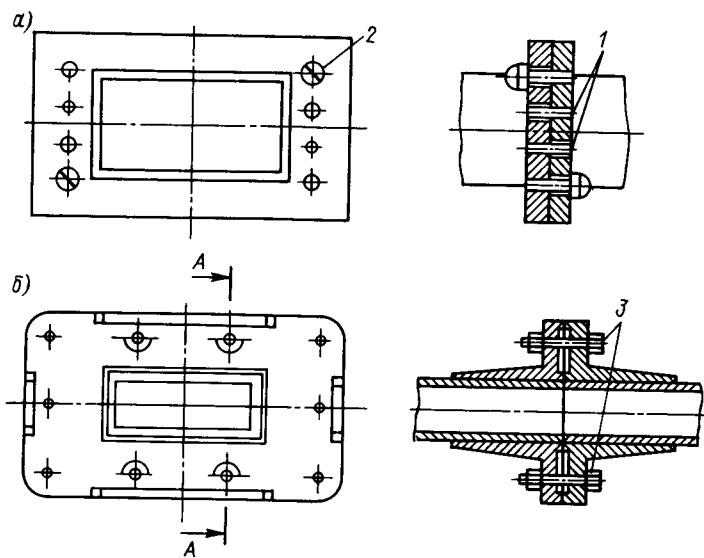


Рис. 3.1. Конструкции разъемных соединений волноводов для редкой разборки: а – фланцевое с направляющими штифтами 1 и винтами 2; б – фланцевое со стягивающими болтами 3.

(например, на клей К-6 или К-8) стандартных разъемных соединений. Получающаяся при этом величина электрогерметичности, как и у типовых конструкций неразъемных соединений, будет не менее 120 дБ. Коэффициент отражения от неразъемных соединений зависит от величины смещения соединяемых волноводов относительно друг друга и от качества внутреннего шва. При прецизионном изготовлении и точной сборке неразъемных соединений могут быть достигнуты: коэффициент отражения $|\Gamma|$ не более 0,005 и величина вносимых дополнительно в тракт потерь не более 0,05 дБ.

Четыре наиболее распространенных типа конструкций разъемных соединений волноводов, допускающих редкую разборку, показаны на рис. 3.1 и 3.2. Всем этим типам конструкций соединений присущи жесткие требования к точности сборки; этим объясняется такой широкий диапазон значений электрогерметичности, определяемых погрешностью фиксаций сечений волноводов, надежностью электрического

контакта по внутреннему периметру фланцев и величиной реально получающегося в собранном соединении зазора между фланцами отдельных волноводных элементов тракта.

Соединения рассмотренных четырех типов особо критичны по своей электрогерметичности и потерям, вносимым в тракт, от величины зазора между фланцами t_r . Теоретический анализ и обработка соответствующих экспериментальных данных по электрогерметичности и вносимым потерям фланцевых соединений волноводов, работающих

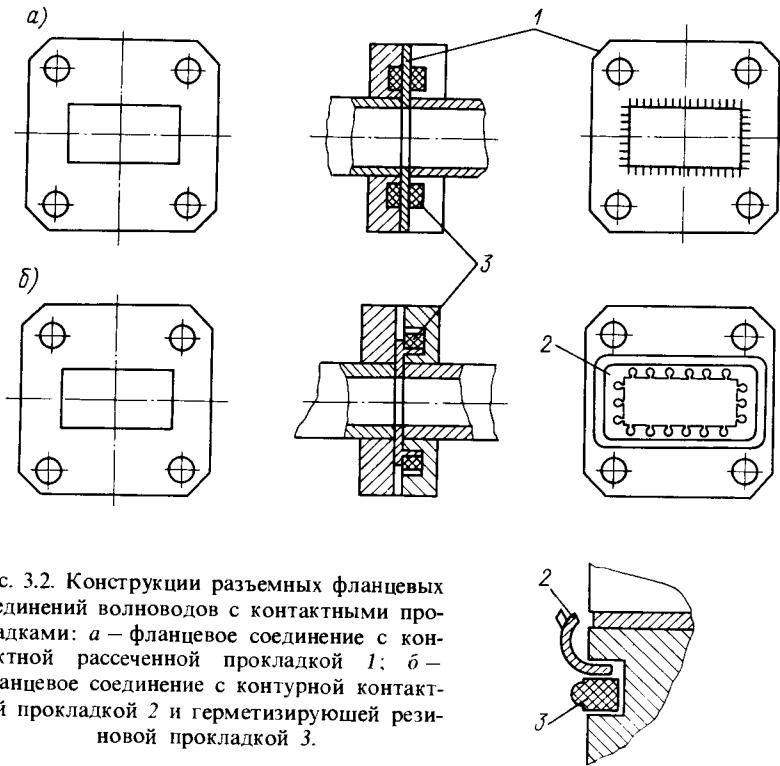


Рис. 3.2. Конструкции разъемных фланцевых соединений волноводов с контактными прокладками: а – фланцевое соединение с контактной рассеченной прокладкой 1; б – фланцевое соединение с контурной контактной прокладкой 2 и герметизирующей резиновой прокладкой 3.

на колебаниях H_{10} , позволили систематизировать эти данные в виде графиков зависимостей $N(t_r)$ и $P_{\text{отн}}(t_r)$ (рис. 3.3) [5, 15, 44].

Как правило, соединения в прецизионной СВЧ-измерительной аппаратуре и СВЧ-схемах, узлы которых требуют частой разборки, строятся с электрическими дросселями того или иного вида и конфигурации (рис. 3.4). Конструкции дроссельных соединений волноводов более сложны по своей форме, требуют специализированных и дополнительных повышенных точностей, технологических операций при их производстве. Однако из-за жестких требований по электрогерметичности соединения волноводных трактов РЛС приходится строить на

основе дроссельных фланцевых конструкций. К тому же конструкции дроссельно-фланцевых соединений достаточно просто позволяют вводить элементы, обеспечивающие надежную герметизацию волноводного тракта (рис. 3.2).

В табл. 3.2 приведены главные геометрические размеры дросселей для стандартных волноводов, применяемых в технике СВЧ. Следует обратить внимание на абсолютные размеры дросселей, приведенные

в таблице в миллиметрах: для соединений сантиметровых и миллиметровых волноводов размеры конструкций дросселей C , D , t , l_{dp} и r достигаются с определенными технологическими трудностями даже в прецизионном производстве.

Таблица 3.2

Основные конструктивные размеры дроссельных соединений для волноводов различного диапазона (рис. 3.4)

Тип волновода	Волновод, мм		Дроссель, мм				
	a	b	C	D	t	l_{dp}	r
МЭК-32	72,4	34,0	84,3	98,6	0,91	21,84	2,3
МЭК-40	58,927	29,1	66,4	77,47	0,74	17,78	1,9
МЭК-48	47,55	22,15	55,63	64,92	0,63	14,48	1,52
МЭК-58	40,39	20,19	46,13	53,85	0,53	12,32	1,27
МЭК-70	34,85	15,18	40,6	47,24	0,43	10,29	1,02
МЭК-81	28,5	12,1	32,36	37,97	0,38	8,76	0,76
МЭК-100	22,86	10,16	25,78	31,11	0,29	6,73	0,51
МЭК-120	19,05	9,52	21,74	25,32	0,23	5,82	0,47
МЭК-140	15,8	7,9	18,03	21,03	0,19	4,83	0,41
МЭК-180	12,95	6,48	14,78	17,25	0,15	3,96	0,31
МЭК-220	10,67	4,32	12,0	13,6	0,13	3,28	0,20
МЭК-260	8,64	4,32	9,86	11,51	0,10	2,64	0,18
МЭК-320	7,21	3,56	8,15	9,45	0,09	2,18	0,15
МЭК-400	5,69	2,84	6,53	7,57	0,076	1,75	0,127
МЭК-500	4,78	2,39	5,46	6,35	0,063	1,45	0,102
МЭК-620	3,76	1,88	4,32	5,00	0,051	1,14	0,076
МЭК-740	3,10	1,55	3,53	4,11	0,038	0,94	0,063
МЭК-900	2,54	1,27	2,92	3,38	0,025	0,79	0,051
МЭК-1200	2,03	1,02	2,34	2,69	0,025	0,63	0,051

Рис. 3.3. Зависимость электротехническости N_{3g} и вносимых фланцевым соединением относительных потерь $P_{отн}$ контактного фланцевого соединения от величины зазора между фланцами t_f (толщина прокладки 0,1 мм).
1 – без прокладки; 2 – с прокладкой.

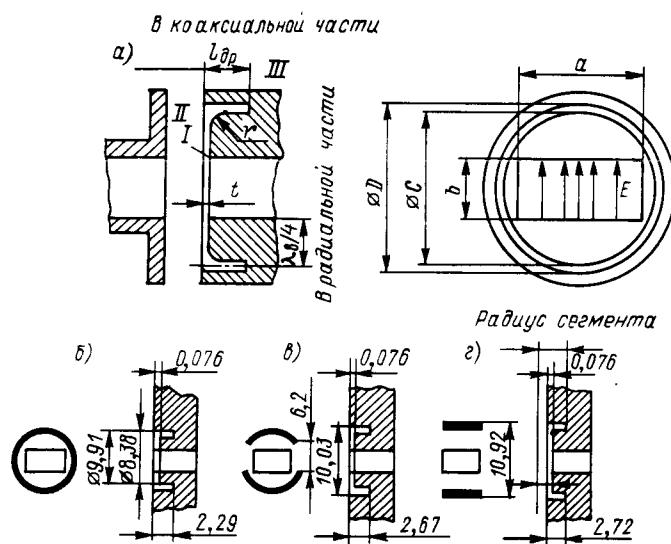


Рис. 3.4. Конструкции фланцевых соединений: а – конфигурация дроссельного соединения волноводов; б – конструкция дросселя в форме кольца; в и г – конструкции дроссельных соединений соответственно в форме двух полуколец и двух сегментов для волновода 8-миллиметрового диапазона (все размеры в мм).

§ 3.3. Расчет производственных допусков на изготовление и сборку волноводных соединений

Независимо от того, каковы типы соединения двух отрезков волновода тракта, в месте их присоединения могут появиться отраженные волны из-за скачка волнового сопротивления, образующегося в результате неблагоприятного сочетания производственных допусков на размеры сечений соединяемых волноводных труб, деформаций сечений труб в процессе сборки, плохого контакта в месте соединения и ошибок монтажа, при котором сечения волноводов смещаются относительно друг друга.

Приведем без выводов основные расчетные формулы, связывающие погрешности изготовления и монтажа соединений волноводов с величиной получающейся при этом коэффициента отражения.

Метод расчета допусков при свидже сечений, образовании угла между осями волноводов и повороте сечений соединяемых волноводов основан на методе малых возмущений [3, 5, 15]. Задаваясь допустимой величиной модуля составляющих коэффициента отражения $|G_a|$

или $|\Gamma_b|$, зависящих соответственно от ошибки в размерах стенки a и b , по приближенным формулам легко найти относительные допуски на эти размеры $\delta_a(\lambda_0)$ и $\delta_b(\lambda_0)$ при соединении волноводов с параллельным сдвигом (рис. 3.5, а) [3, 44]. Так, относительный допуск на размер a прямоугольного волновода с основной волной H_{10} будет равен

$$\delta_a(\lambda_0) \approx 0,8 |\Gamma_a| \quad (3.1)$$

и относительный допуск на размер волновода b равен

$$\delta_b(\lambda_0) \approx |\Gamma_b|. \quad (3.2)$$

Отметим, что отражение возникает не только из-за смещения сечений волноводов при монтаже, но и из-за погрешностей изготовления непосредственно волноводных труб. Выбирая относительные допуски на отдельно изготовленные отрезки труб одинаковыми [$\delta_a(\lambda_0) = \delta_b(\lambda_0)$] и полагая, что сечения имеют максимально возможные отклонения, но разные знаки (рис. 3.5, б), запишем формулу для приближенного вычисления допуска на размеры сечений соединяемых волноводов

$$\delta_{a(b)}(\lambda_0) \approx 0,15 |\Gamma|. \quad (3.3)$$

Так, например, если допустимая величина коэффициента отражения от соединительного узла волноводного тракта РЛС не должна превышать 0,01 (т. е. $|\Gamma|_{\text{доп}} \leq 0,01$), то из формулы (3.3) легко найти относительный допуск на размеры сечений соединяемых волноводов $\delta_{a(b)}(\lambda_0) \approx 0,15 \cdot 0,01 \approx 0,0015 \lambda_0$. Для трехсанитметрового волновода производственный допуск на размеры сечений сопрягаемых волноводов (см. рис. 3.5, б) составит величину $\delta_{\text{пр}a(b)} \approx 0,0015 \cdot 30 \text{ мм} \approx \pm 0,045 \text{ мм}$.

Если сечения волноводов соединяются не под прямым углом к оси волноводов, то получается излом (рис. 3.5, в), который также вызывает отражение. При изломе волновода в плоскости широкой стенки [3, 15] на 1 град. поворота

$$|\Gamma|(\varphi_{\text{пов}a}) \approx 10^{-3} \quad (3.4)$$

и при изломе в плоскости узкой стенки на 1 град. поворота

$$|\Gamma|(\varphi_{\text{пов}b}) \approx 2 \cdot 10^{-3}. \quad (3.5)$$

Модуль коэффициента отражения от соединения двух волноводов на 1 град. поворота, сечения которых повернуты относительно друг друга на угол $\varphi_{\text{пов}}$ (рис. 3.5, г), определяется по формуле

$$|\Gamma|(\varphi_{\text{пов}}) \approx 3 \cdot 10^{-3}. \quad (3.6)$$

При наличии нескольких видов погрешностей сочленения волноводов производственные допуски должны ужесточаться, так как допустимая величина коэффициента отражения в самом неблагоприятном сочетании фаз отраженных волн является суммой модулей составляющих коэффициентов отражения.

Для обеспечения малых значений коэффициентов отражения ответственным оказывается выбор установочных элементов и определение допустимой погрешности монтажа фланцевых соединений.

Расчет производственных допусков установочных элементов фланцевых соединений волноводов производят исходя из выбираемого конструктивного типа соединения: штифтового или болтового. Оба эти типа соединений широко применяются в волноводных трактах, например, судовых РЛС; выбор первого или второго типа соединения

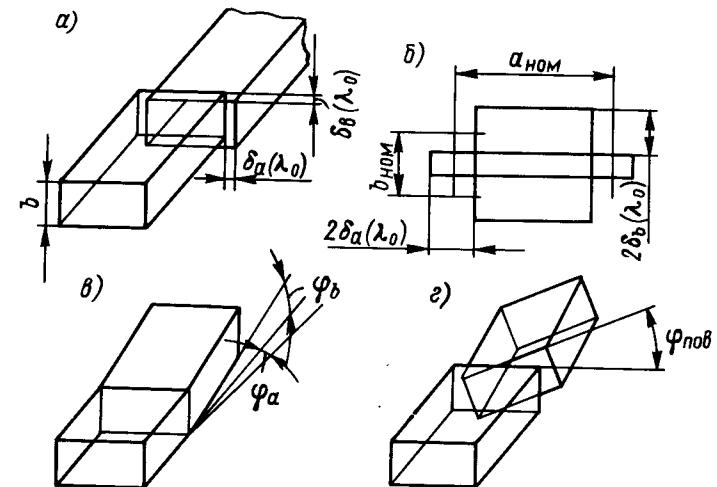


Рис. 3.5. Погрешности монтажа волноводов: а – соединение с параллельным сдвигом сечений волноводов; б – неблагоприятный случай соединения волноводов, выполненных с одинаковыми допусками, но с разными отклонениями по знаку; в – соединение с образованием угла между осями труб; г – соединение с образованием поворота между сечениями волноводов.

обуславливается радиотехническими требованиями к тракту и рабочим диапазонам радиолокатора.

По расположению и количеству установочных отверстий соединения бывают с двумя отверстиями с несвязанными базами, с двумя или четырьмя отверстиями с несвязанными базами, многорядные с несвязанными базами. Расположение установочных элементов симметрично осям симметрии волновода и влияние посадок установочных элементов оценивают, полагая, что стыкуемые каналы волноводов одинаковы. При штифтовом соединении допустимое смещение каналов по размеру a и b вычисляют по формуле (рис. 3.6, а) [8, 15]

$$\delta_{a(b)} \approx 0,5(d_0 - d_b) \approx 0,5S, \quad (3.7)$$

где d_0 – номинальный диаметр отверстия; d_b – номинальный диаметр штифта (винта); S – зазор между отверстием и штифтом (винтом).

Таблица 3.3

Рекомендуемые типы и классы посадок для установочных элементов дроссельных фланцев

Виды и группы соединений	Рекомендуемые посадки для конструкций серийного производства
Штифтовые (для двух установочных штифтов)	$A_4/Pr\ 2_{2a}$
Винтовые (для двух-четырех установочных винтов)	A_3/III_4
Винтовые (для многорядного соединения)	A_5/X_5 или A_5/III_4
Болтовое (для установочных болтов)	A_3/X_4
Болтовые (для двух-четырех установочных болтов)	A_3/III_4
Болтовые (для многорядного соединения)	A_5/X_5 или A_5/III_4

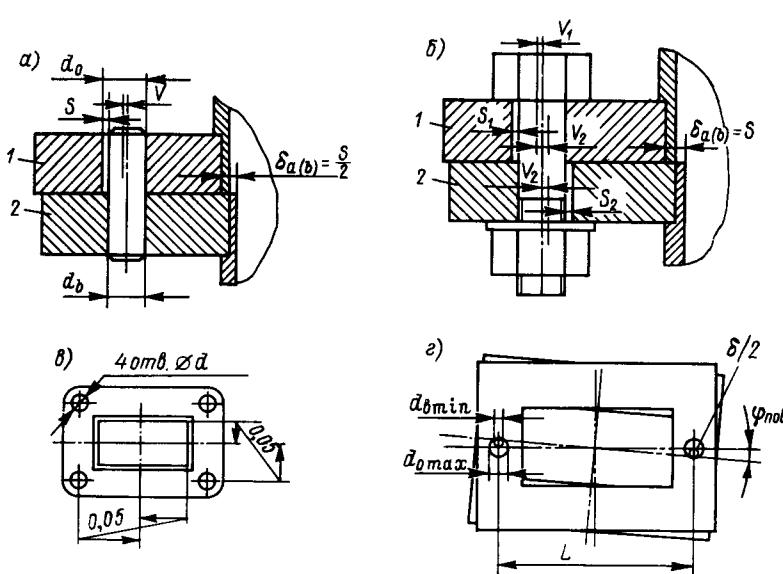


Рис. 3.6. Ошибки монтажа волноводных труб: а – смещение каналов волноводов при штифтовом или винтовом соединении; б – смещение каналов волноводов при болтовом соединении; в – простановка на чертеже допусков на несимметричность установочных отверстий к осям волновода; г – поворот фланцев при штифтовом соединении.

1,2 – соединяемые фланцы.

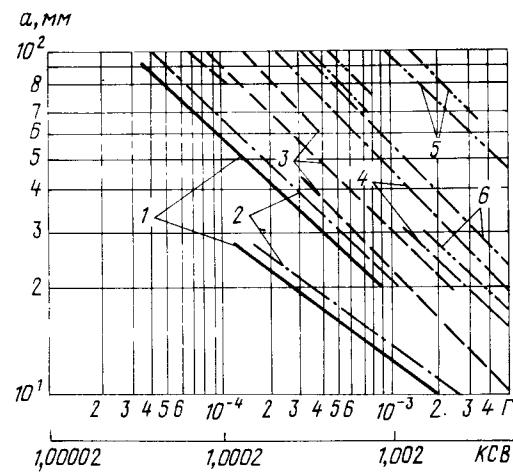
производственных допусков представляют на рабочих чертежах и учитывают при выборе технологического процесса изготовления фланцевого соединения (рис. 3.6, в). Как видно из рис. 3.6, г, возможный поворот фланцев при штифтовом соединении можно найти из приближенного соотношения

$$\operatorname{tg} \varphi_{\text{пов}} \approx \delta_{a(b)}/2. \quad (3.9)$$

Статистическая обработка производственных данных позволяет дать рекомендации в отношении выбора оптимальных типа и класса посадок на элементы крепления фланцев, которые обеспечивают взаимозаменяемость и одновременно с этим гарантируют коэффициент отражения не более заданной величины. В табл. 3.3 приведены эти обобщенные

Рис. 3.7. График зависимости коэффициента отражения $|\Gamma|$ (КСВ) от абсолютного размера волновода a , диаметров и типа установочных элементов, а также от вида и класса посадки установочных элементов.

1 – посадка $A_4/Pr2_{2a}$ для двух штифтов; 2 – посадка A_3/III_4 – для двух или четырех винтов; 3 – посадка A_3/L_4 – для многорядного болтового соединения; 4 – посадка A_3/III_4 – для двух или четырех установочных болтов; 5 – посадка A_3/III_4 – для многорядного винтового соединения; 6 – посадка A_5/X_5 – для многорядного болтового соединения.



сведения. Выбор типа фланцевого соединения и допустимая погрешность выполнения элементов крепления зависят от конструкции, абсолютных размеров сечения волноводов и особых требований, предъявляемых к нему. Как правило, для волноводов, работающих в длинноволновой части сантиметрового диапазона (т. е. для волноводных труб

с большими абсолютными размерами сечений), а также для обеспечения высокой надежности применяются многорядные винтовые и болтовые соединения.

Пользуясь рис. 3.7, можно выбирать размеры установочных элементов и их посадки в зависимости от абсолютных размеров широкой стенки волновода a и допустимой величины КСВ или модуля коэффициента отражения $|\Gamma|$.

Из рассмотренных графиков видно, что рационально применять для сопряжения волноводных узлов и элементов тракта миллиметрового диапазона штифтовые соединения, для сантиметрового – установочные болты, для длинноволновой части сантиметрового – многорядное болтовое соединение.

Для конкретного типа и конструкции соединения можно определить влияние погрешностей сопряжения волноводов по формулам (3.1) \div (3.6), а затем с помощью кривых, представленных на рис. 3.3, определить падение электротехническости. Обратная задача, т. е. определение производственных допусков на изготовление и монтаж соединений по допустимой величине падения электротехническости соединения, решается вначале с привлечением графика, приведенного на рис. 3.3, а затем уже через величину $t_{\text{г.доп}}$ находятся допуски на сборку волноводов.

§ 3.4. Электропрочность волноводных соединений в зависимости от погрешностей изготовления и монтажа

Безусловный интерес представляет расчет электропрочности фланцевых соединений волноводов в зависимости от погрешностей их изготовления и монтажа. Для расчета электропрочности СВЧ-устройств применяется метод, детально разработанный для мощных устройств постоянного тока. В основе метода лежит замена в наиболее неблагоприятном сечении («критическом» сечении) СВЧ-конструкции фактического электромагнитного поля наиболее близким к нему по структуре «электростатическим аналогом».

Общепринята в качестве основного параметра электропрочности относительная электропрочность (ОЭ)

$$\text{ОЭ} = P_{\text{пр.э}} / P_{\text{пр.л}}, \quad (3.10)$$

где $P_{\text{пр.э}}$ – пробивная мощность соединительного элемента; $P_{\text{пр.л}}$ – пробивная мощность регулярной линии передачи.

Для количественной оценки степени неоднородности электростатического поля (аналога) используется коэффициент неоднородности поля, равный

$$K_{\text{н.п}} = E_{\text{max}} / E_{\text{ср}}, \quad (3.11)$$

где E_{max} – максимальная напряженность поля в разрядном промежутке (у нас в месте расположения неоднородности в конструкции соединительного элемента волноводов); $E_{\text{ср}}$ – средняя напряженность поля в том же сечении, но для регулярного волновода.

Используя соотношения (3.10), (3.11), можно привести к виду

$$\text{ОЭ} = 1 / (E_{\text{max}} / E_{\text{ср}}) = 1 / K_{\text{н.п}}^2. \quad (3.12)$$

В формуле (3.12) величина $K_{\text{н.п}}$ соответствует коэффициенту неоднородности поля в области его максимальной напряженности в конструкции соединительного элемента.

Упомянутую методику расчета вначале применим для точностного исследования типового дроссельно-фланцевого соединения, широко используемого в волноводных трактах РЛС (см. рис. 3.4 и 3.8, а).

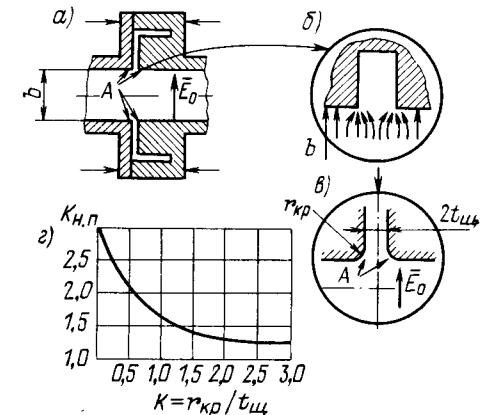


Рис. 3.8. К расчету электропрочности: *а* – схема дроссельно-фланцевого соединения волноводов; *б* – «критическая» область электростатического поля (аналога) на кромке щели; *в* – расчетный аналог для определения $K_{\text{н.п}}$ дроссельно-фланцевого соединения; *г* – зависимость $K_{\text{н.п}}$ от соотношения r_{kp}/t_{us} конструкции дроссельного соединения.

Области максимальной концентрации поля включают кромки «дроссельной щели» *«А»*; «критическое» сечение этого соединения волноводов с волной типа H_{10} совпадает с плоскостью максимума электрического поля E_0 (т. е. области лежат вблизи оси волновода на обеих широких его стенах). Электростатическим аналогом этих «критических» областей является неизлучающая щель (рис. 3.8, б); расчетным аналогом двух симметричных углов зоны *«А»* дроссельно-фланцевого соединения будет симметричная система, образующая неизлучающую щель шириной $2t_w$ и со скругленными кромками по радиусу r_{kp} (рис. 3.8, в). Максимальная напряженность имеет место в точках *«А»* (рис. 3.8, в); для этой области коэффициент неоднородности поля определяется из сложной системы уравнений [41] или из графиков, устанавливающих зависимость величины коэффициента $K_{\text{н.п}}$ от параметра $K = r_{kp}/t_w$ (рис. 3.8, г).

Понятно, что технологические погрешности выполнения конструктивных параметров дросселя r_{kp} и t_w неизбежно должны привести к падению электропрочности соединения по сравнению с расчетом.

Пример. Пусть необходимо найти производственные допуски на конструктивные размеры r_{kp} и t_w дроссельно-фланцевого соединения трехсантиметровых волноводов (см. рис. 3.4, а и рис. 3.8), если допустимо падение электропрочности не более, чем в два раза, по срав-

нению с регулярным волноводом ($\text{ОЭ}_{\text{доп}} \leq 0,5$). Для этого численного значения $\text{ОЭ}_{\text{доп}}$ из формулы (3.12) найдем $K_{\text{н.п.}} \leq 1,4$. Из рис. 3.8, г устанавливаем, что коэффициент K не должен быть меньше 1,5. Как следует из табл. 3.2, для дроссельного фланца трехсантиметрового волновода (МЭК-100) номинальное значение $t_{\text{ном.}} = 0,29$. Так как $K \leq 1,5$, то $r_{\text{к.ном.}} \leq 0,43$ мм. Допустим, что дроссельные фланцы, как и все другие элементы волноводного тракта, изготавливаются серийно в производстве, гарантирующим относительную точность изготовления $m \geq \geq 10^{-2}$. Тогда номинальные размеры $r_{\text{к.п.}}$ и $t_{\text{ш.}}$ могут быть выполнены с погрешностью не менее $\pm 0,02$ мм. Для обеспечения падения электропрочности в пределах заданной нормы необходимо взять такие производственные допуски на размеры дросселя, чтобы отношение $r_{\text{к.п.}}/t_{\text{ш.}}$ всегда было бы равно или больше 1,5 (см. рис. 3.8, г). Если выбрать $\delta_{\text{пп.}}(r_{\text{к.п.}}) = +0,02$ мм, а $\delta_{\text{пп.}}(t_{\text{ш.}}) = -0,02$ мм, то фактическое отношение $r_{\text{к.п.}}/t_{\text{ш.}} = 0,43^{+0,02}/0,29^{-0,02}$ гарантирует отсутствие производственного брака дроссельно-фланцевого соединения по выбранному критерию электропрочности.

Теперь рассмотрим влияние погрешностей монтажа фланцевых соединений волноводов на уменьшение электропрочности тракта РЛС. При соединении двух прямоугольных волноводов «критическое» сечение находится в плоскости максимума напряженности электрического поля волны H_{10} , т. е. вблизи середины широких стенок волновода. Погрешности изготовления и монтажа волноводов, образующие «ступеньки» по широким стенкам, в основном и определяют падение электропрочности соединения по сравнению с регулярным волноводом.

Для этих случаев двухмерная электрическая модель представляет собой две симметричные ступеньки в плоскости, проходящей через середину широких стенок волновода. Поэтому для анализа электропрочности можно ограничиться рассмотрением одной ступеньки, высота которой Δb определяет результатирующую погрешность выполнения сечений соединяемых волноводов и погрешность их монтажа (рис. 3.9, а). Для этого электростатического аналога коэффициент $K_{\text{н.п.}}$ может быть рассчитан по формуле [14, 15, 22]

$$K_{\text{н.п.}} \approx 1 \pm 1/K_1 \sqrt{K_2}, \quad (3.13)$$

где K_1 и K_2 – конструктивные коэффициенты.

Коэффициенты K_1 и K_2 находятся из соотношений

$$K_1 \approx \pi K_{\phi} (\sqrt{K_2 - 1}) / (\sqrt{K_2} \ln K_2), \quad (3.14)$$

и

$$K_2 \approx \sqrt{K_2} / \sqrt{K_2 - 1} + \pi K_{\phi} / \ln K_2, \quad (3.15)$$

где $K = r_b / 0,5b'$ (см. рис. 3.9, а); K_{ϕ} – коэффициент формы выступа (ступеньки), равный отношению $\Delta b / r_b$ (см. рис. 3.9, а).

В принятой электростатической модели $b' = 0,5b$ (b – номинальный размер узкой стенки прямоугольного волновода). На рис. 3.9, б представлены в виде графиков рассчитанные по формулам (3.13), (3.14) и (3.15) зависимости $K_{\text{н.п.}}$ для наиболее характерных и вероятных

значений коэффициентов K_{ϕ} и K_3 . Точностное исследование влияния погрешности монтажа волноводных соединений на электропрочность выполняется с привлечением расчетных формул (3.10) – (3.15) или с помощью графиков, приведенных на рис. 3.9, б. Для иллюстрации техники расчета рассмотрим два конкретных примера из практики проектирования антенно-фидерных трактов.



Рис. 3.9. К расчету электропрочности соединений волноводов: а – область «критического поля» при сопряжении волноводов с погрешностями в размерах сечений или с погрешностью сборки; б – зависимость $K_{\text{н.п.}}$ от значений K_3 и K_{ϕ} .

Пример. Пусть необходимо найти производственный допуск на смещение фланцев при монтаже отдельных элементов и узлов антенно-волноводного тракта РЛС, работающей в десятисантиметровом диапазоне радиоволн, если падение электропрочности в местах соединений не должно превышать 20% по отношению к регулярному волноводу, т. е. $\text{ОЭ}_{\text{доп}} \leq 0,8$. Из формулы (3.12) для значения $\text{ОЭ}_{\text{доп}} \leq 0,8$ находим $K_{\text{н.п.}} \leq 1,12$. Пусть соединительные фланцы (см. рис. 3.1) для антенно-волноводного тракта РЛС изготавливаются серийно путем прессования; этот технологический процесс обеспечивает $r_b \approx 2$ мм. Волноводный тракт строится из отрезков прямоугольной трубы МЭК-32 (см. табл. 3.2), для которой $b = 34$ мм ($b' = 0,5b = 17$ мм), откуда $K_3 \approx 0,23$. Как видно из графиков, приведенных на рис. 3.9, б, для поддержания коэффициента в пределах $K_{\text{н.п.}} \leq 1,12$ коэффициент формы выступа K_{ϕ} должен быть равен 1,5. Радиус скругления кромки выступа задан технологическим процессом, и пусть $r_b \approx 2$ мм, тогда из рис. 3.9, б для $K_{\phi} = 1,5$ находим $\Delta b \leq 3$ мм. Суммарный производственный допуск на сборку фланцев, следовательно, должен быть равен $\delta_{\text{пп.}}(\Delta b) \approx \pm 1,5$ мм.

Существующие технологические средства обеспечивают более высокую точность соединения фланцев, предназначенных для редкой разборки и сборки. Именно поэтому стандартные соединительные элементы антенно-волноводных трактов мощных РЛС сантиметрового диапазона

практически не уменьшают электропрочность по отношению к регулярным участкам тракта. По сути дела для применяемых технологических процессов серийного изготовления и сборки волноводных трактов и их соединительных элементов проблема точностного обеспечения высокой электропрочности разборных соединений таким образом снимается. При этом проблема минимизации коэффициента отражения остается весьма острой и трудно решаемой даже для волноводных соединений длинноволновой части сантиметрового диапазона радиоволн. Переход в миллиметровый диапазон обостряет производственную проблему обеспечения электропрочности волноводных соединений.

Пример. Установим максимально возможное падение электропрочности при сборке антенно-волноводного тракта судовой навигационной РЛС восьмимиллиметрового диапазона, построенного на прямоугольных волноводах типа МЭК-320 (см. табл. 3.2). Производство серийное, средней точности; относительная точность производства $m = 10^{-2}$. Внутреннее сечение прямоугольного волновода $a \times b = 7,2 \times 3,6$ мм выполняется с допуском $\delta_{\text{пр}}(a, b) = \pm 0,03$ мм производственный допуск на монтаж фланцев также равен $\delta_{\text{пр, фл}} = \pm 0,03$ мм; радиус внутренней кромки волноводов у фланцев $r_b \approx 0,03$ мм. Рассматриваем самый неблагоприятный случай, когда знаки $\delta_{\text{пр}}(a, b)$ и $\delta_{\text{пр, фл}}$ разные, тогда максимальное смещение одного волновода относительно другого в плоскости максимальной интенсивности электрического поля составит величину (см. рис. 3.9, а) $\Delta b = \delta_{\text{пр, } \Sigma} = |\delta_{\text{пр}}(a, b)| + |\delta_{\text{пр, фл}}| \approx 0,03 + 0,03 = 0,06$ мм. По определению $K_\phi = \delta_{\text{пр, } \Sigma}/r_b = 0,06/0,03 = 2$. Так как размер волновода $b = 3,2$ мм, то $b' \approx b/2 \approx 1,6$ мм. Найдем теперь коэффициент $K_3 = 0,06 \text{ мм}/(0,5 \cdot 1,6 \text{ мм}) \approx 0,07$. Для значений $K_\phi \approx 2$ и $K_3 \approx 0,07$ из графика, приведенного на рис. 3.9, б, найдем $K_{\text{н.п.}} \approx 1,27$, откуда $\text{ОЭ} \approx 0,66$. Иначе говоря, за счет погрешностей изготовления волноводных труб и погрешностей их монтажа электропрочность волноводного тракта в местах соединения волноводов уменьшится приблизительно на треть.

§ 3.5. Оптимизация сборки волноводных трактов по критериям минимального коэффициента отражения и минимальных потерь

В серийном производстве сборка волноводного тракта может производиться произвольно, без какого-либо систематического подбора или выборки из общего числа однотипных компонуемых элементов и узлов. При этом суммарный коэффициент отражения на входе многоэлементного фидерного тракта получается недопустимо большим, если даже все составляющие элементы и СВЧ-узлы выполнены с предельно высокой точностью. Поэтому несомненно представляет интерес рассмотреть такие методы сборки, которые при прежних значениях составляющих коэффициентов отражения от компонуемых волноводных элементов и узлов дают значительно меньшие величины суммарного коэффициента отражения на входе фидерного тракта РЛС. Метод

систематического подбора элементов и узлов при сборке тракта РЛС является оптимальным в том смысле, что решает эту производственную проблему.

Действительно, при достаточно большом числе одинаковых элементов и узлов, поступающих на сборку, перебирая элемент за элементом и узел за узлом и проверяя экспериментально результаты, можно добиться величины суммарного коэффициента отражения на входе $|\Gamma_\Sigma|$ в пределах допуска [14, 17, 22].

Для первого узла или элемента, поступающего на сборку и взятого произвольно, наиболее вероятным значением фазы будет ее среднее значение $\pi/2$, тогда коэффициент отражения на его входе будет равен

$$\Gamma_{\Sigma 1} = \bar{\Gamma}_{\Sigma 1} = \sqrt{\Gamma_1^2 + \Gamma_0^2}. \quad (3.16)$$

Если к первому узлу присоединяется второй элемент или узел фидерного тракта, то наиболее вероятным значением суммарного коэффициента отражения будет значение

$$\bar{\Gamma}_{\Sigma 2} = \sqrt{\Gamma_2^2 + \bar{\Gamma}_{\Sigma 1}^2} = \sqrt{\Gamma_2^2 + \Gamma_1^2 + \Gamma_0^2}. \quad (3.17)$$

Таким образом, для фидерного тракта, составленного по методу подбора из n волноводных элементов и узлов, наиболее вероятным является среднеквадратическое значение

$$\bar{\Gamma}_\Sigma = \sqrt{\sum_{i=0}^n \Gamma_i^2}. \quad (3.18)$$

Вероятность того, что суммарный коэффициент отражения не будет превосходить величину $|\Gamma_\Sigma|$, лежащей между минимально и максимально возможными значениями коэффициента отражения на входе тракта $|\Gamma_\Sigma|_{\min} < |\Gamma_\Sigma| < |\Gamma_\Sigma|_{\max}$, равна

$$P = \int_{\Gamma_{\Sigma \min}}^{\Gamma_\Sigma} \frac{h}{\sqrt{\pi}} \exp[-h^2(\Delta\Gamma_\Sigma)^2] d\Gamma_\Sigma. \quad (3.19)$$

Значения $|\Gamma_\Sigma|_{\min}$ и $|\Gamma_\Sigma|$ удобно выразить через среднеквадратический коэффициент отражения, т. е.

$$|\Gamma_\Sigma|_{\min} = t_{\min} |\bar{\Gamma}_\Sigma| \text{ и } |\Gamma_\Sigma| = t |\bar{\Gamma}_\Sigma|, \quad (3.20)$$

где t — численный параметр, смысл которого будет разъяснен ниже.

Выражения (3.19) и (3.20) можно привести к виду

$$p = 0,5 \{ \theta[h\Gamma_\Sigma(t-1)] + \theta[h\bar{\Gamma}_\Sigma(1-t_{\min})] \}, \quad (3.21)$$

где $\theta(x) = 2/5 \int_0^x \exp[-z^2] dz$ — функция Лапласа. Рассматривая центральную часть кривой нормального распределения, определим ординату кривой h . При этом примем, что суммарный коэффициент отражения с вероятностью, равной 0,999, лежит в пределах $|\Gamma_\Sigma|_{\min} < |\Gamma_\Sigma| < |\Gamma_\Sigma|_{\max}$.

тогда выражение (3.21) приравняем 0,999. Для многоэлементных трактов $t_{\max} \gg 1$, тогда, решая выражение (3.21), найдем параметр

$$h \approx \frac{2,33}{(1 - t_{\min})|\bar{\Gamma}_{\Sigma}|}. \quad (3.22)$$

Следовательно, выражение (3.21) может быть приведено к виду

$$p \approx 0,5[0,999 + \theta(2,33x)], \quad (3.23)$$

где $x = (t - 1)/(1 - t_{\min})$.

Зависимость параметра x от вероятности его появления p , рассчитанная по формуле (3.23), представлена рис. 3.10. Задаваясь величиной вероятности и зная $\bar{\Gamma}_{\Sigma \min}(t_{\min})$, с помощью графика определяют параметр t , а следовательно, и ожидаемый суммарный коэффициент отражения на входе тракта

$$\bar{\Gamma}_{\Sigma} \leq t \bar{\Gamma}_{\Sigma} = t \sqrt{\sum_{i=0}^n \Gamma_i^2}. \quad (3.24)$$

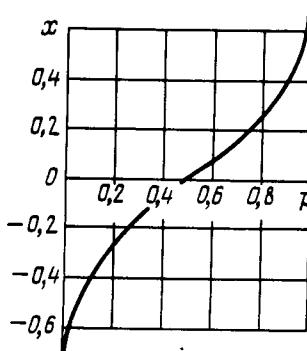


Рис. 3.10. Зависимость параметра x от вероятности его появления p .

В практике производства и сборки антенно-фидерных трактов характерны два случая: когда ни один из составляющих коэффициентов отражения не имеет преобладающего значения и когда один из составляющих коэффициентов отражения значительно превосходит любой из остальных.

Для первого варианта сборки значение минимального коэффициента отражения может быть равно нулю. т. е.

$$|\Gamma_{\Sigma}|_{\min} = 0 \text{ и } t_{\min} = 0. \quad (3.25)$$

При этом имеет место полная взаимная компенсация составляющих коэффициента отражения. Этот вариант весьма благоприятен при сборке фидерных трактов РЛС, так как в результате подбора элементов и при пооперационном контроле получающегося коэффициента отражения от группы элементов удается получить суммарную величину коэффициента отражения, практически равную нулю.

Есть другой вариант сборки с подбором, когда предварительно все однотипные элементы и узлы тракта разбраковываются по модулю и фазе коэффициента отражения, а на сборку идут поочередно элементы и узлы с разными знаками фазы коэффициента отражения. Для такого метода сборки с вероятностью, равной 0,90÷0,98, суммарный коэффициент отражения равен

$$|\Gamma_{\Sigma}| \leq (1,4 \div 1,6) \sqrt{\sum_{i=0}^n \Gamma_i^2}, \quad (3.26)$$

т. е. при той же вероятности брака ожидаемая величина суммарного коэффициента отражения примерно в два раза меньше, чем для произвольно собираемой системы.

Такой технологический процесс будет оптимальным по критерию минимума суммарного коэффициента отражения также потому, что позволяет получить высококачественные тракты РЛС из составляющих волноводных элементов и узлов, изготовленных с пониженной точностью.

При выборе того или иного метода сборки необходимо иметь в виду следующий важный момент. Тракты, например, судовых РЛС в окончательном виде монтируются, как правило, «по месту» из подготовленной номенклатуры вспомогательных волноводных элементов и имеют обязательный перечень функциональных узлов (отрезки волноводов, герметизирующие секции, измерительные узлы, вращающиеся переходы, согласующие узлы и т. п.). Поэтому здесь могут быть использованы две возможности. При методе с предварительной разбраковкой в производстве разбраковываются как все «обязательные», так и вспомогательные узлы тракта, но последние с некоторым резервом по числу и номенклатуре. Окончательная сборка выполняется на объекте установки.

При методе сборки с подбором и пооперационным контролем весь тракт РЛС должен быть поэлементно исследован, а затем и предварительно собран на заводе. Этот метод дает значительно меньшее значение ожидаемого суммарного коэффициента отражения, но он требует знания точного перечня и числа элементов и узлов тракта. В каждом конкретном случае метод сборки должен выбираться компромиссно, исходя из технических требований к тракту и из технолого-экономических соображений. Понятно, что предварительная разбраковка и сборка с подбором эффективны только в узкой полосе частот.

Когда же один из элементов или узлов тракта обладает коэффициентом отражения, значительно превосходящим остальные (пусть это будет $|\Gamma_k|_{\max}$), то можно полагать, что при любом методе сборки он останется нескомпенсированным, т. е.

$$|\Gamma_{\Sigma}|_{\min} = |\Gamma_k|_{\max} \text{ или } t_{\min} = |\Gamma_k|_{\max}/|\bar{\Gamma}_{\Sigma}|. \quad (3.27)$$

Для вероятности брака не более двух процентов формула (3.26) может быть переписана следующим образом:

$$|\Gamma_{\Sigma}| \leq [1 \div 0,6(1 - t_{\min})] \sqrt{\sum_{i=0}^n \Gamma_i^2}. \quad (3.28)$$

Предложенный метод расчета позволяет формулировать требования к изготовлению отдельных волноводных элементов и СВЧ-функциональных узлов при выбранном методе сборки и допустимой величине $|\Gamma_{\Sigma}|$ на входе тракта.

Пример. Пусть необходимо осуществить сборку из 36 однотипных волноводных элементов антенно-волноводного тракта РЛС трехсанитметрового диапазона ($\lambda_0 = 32$ мм). Допустимая величина на входе тракта $|\Gamma_{\Sigma}|_{\text{доп}} \leq 0,3$. В предположении, что частные коэффициенты отражения определяются только погрешностью выполнения соединений

волноводов, необходимо установить производственный допуск на сборку сечений волноводных труб при методе произвольной сборки и сборке по методу подбора с предварительной разбраковкой. Допустим процент брака не более двух; составляющие коэффициенты отражения от всех соединений волноводов примерно одинаковы. Исходя из заданных требований, из формулы (3.24) для случая произвольной сборки находим $|\Gamma_i| \approx 0,016$, а для варианта сборки с подбором и предварительной разбраковкой по формуле (3.26) получим $|\Gamma_i| \approx 0,03$. Таким образом, второй метод сборки с подбором и разбраковкой допускает изготовление соединительных элементов волноводов с погрешностью приблизительно в два раза большей, чем при методе произвольной сборки.

Отметим, для расширения возможностей производства, для снижения точности изготовления волноводных соединительных элементов и узлов часто применяются согласующие устройства, с помощью которых снижается до заданной нормы суммарный коэффициент отражения на входе тракта. Этот общеизвестный и часто применяемый в технике СВЧ способ компенсации вызываемого технологическими причинами суммарного коэффициента отражения имеет один недостаток – он требует разработки, изготовления и, естественно, включения в тракт РЛС дополнительных, специальных устройств – согласующих трансформаторов.

Рассмотрим теперь важную задачу оптимизации волноводных трактов по критерию минимальных суммарных потерь, а также вопросы точностного и конструкторского обеспечения подобной оптимизации [15, 22].

Полная величина активных потерь α_Σ (в децибелах) протяженного волноводного тракта, составленного из функциональных СВЧ-узлов и вспомогательных элементов, является суммой частных составляющих активных потерь.

Во-первых, это линейные потери в самом тракте длиной L , м

$$\alpha_L \approx (\alpha L), \quad (3.29)$$

где α – линейное затухание тракта, дБ/м.

Во-вторых, это активные потери в каждом из n фланцевых соединений узлов и волноводных элементов

$$\alpha_{\text{сод}} \approx \sum_{i=1}^n P_{\text{отн},i}(t_{ri}), \quad (3.30)$$

где $P_{\text{отн},i}(t_{ri})$ – относительные потери, дБ, i -го соединения в зависимости от его типа и зазора между фланцами.

Для однотипных (стандартных) соединений выражение (3.30) упрощается

$$\alpha_{\text{сод}} \approx nP_{\text{отн},1}(t_r). \quad (3.31)$$

В-третьих, из-за конечной электротехнической конструкции каждого из n фланцевых соединений волноводов произойдет утечка энергии, в относительных единицах равная

$$\alpha_{\text{утеч}} \approx \sum_{i=1}^n N_i(t_{ri}), \quad (3.32)$$

и аналогично в случае применения в тракте однотипных по своей конструкции фланцевых соединений

$$\alpha_{\text{утеч}} \approx nN(t_r). \quad (3.33)$$

В-четвертых, в каждом из m функциональных узлов тракта будут наблюдаться потери СВЧ-энергии $P_{\text{пот},\phi,i}$, зависящие от решаемой им задачи, электрического решения и качества их конструкторско-технологического исполнения

$$\alpha_{\text{фузл}} \approx \sum_{i=1}^m P_{\text{пот},\phi,i}. \quad (3.34)$$

И, наконец, в-пятых, имеют место потери в связи с отражением электромагнитной энергии от электрических и конструктивных неоднородностей как функциональных узлов, так и вспомогательных соединительных элементов; потери по этой причине составляют величину

$$\alpha_{|\Gamma_\Sigma|} \approx 20 \lg |\Gamma_\Sigma|, \quad (3.35)$$

причем величина $|\Gamma_\Sigma|$ по-прежнему должна находиться из выражений (3.24), (3.26) или (3.28).

Если есть особые условия, оговаривающие предельно допустимую величину α_Σ , то в задачу конструктора входит проработка конструкций узлов, конструкций соединений и определение необходимых производственных допусков на их изготовление с целью минимизации суммы

$$\min |\alpha_\Sigma| = \alpha_{\text{сод}} + \alpha_{\text{утеч}} + \alpha_{\text{фузл}} + \alpha_L + \alpha_{|\Gamma_\Sigma|}. \quad (3.36)$$

Теперь несколько принципиальных замечаний по конструированию и точностному обеспечению вспомогательных элементов, на основе и с привлечением которых предполагается компоновать волноводный тракт.

Составляющие $\alpha_{\text{сод}}$ и $\alpha_{\text{утеч}}$ по своим численным значениям определяются не только числом фланцево-дрессельных соединений n , но и техническим их решением (например, неразъемное соединение отрезков волноводов, контактное или дрессельное), геометрией соединения, а также технологической погрешностью исполнения их конструкций и ошибками при монтаже тракта. В этой части задача решается конструктором с учетом заданного электрической схемой тракта числа соединяемых функциональных узлов, а главное, с учетом возможности производства нужных типов дрессельно-фланцевых соединений или возможности использования готовых унифицированных разъемов (см. § 3.2). Определение производственных допусков фланцевых соединений волноводов, исходя из заданных значений $\alpha_{\text{сод}}$ и $\alpha_{\text{утеч}}$, в каждом конкретном случае может быть произведено в соответствии с методиками, изложенными в § 3.2 и 3.3.

Следует заметить, что линейные потери возрастают и электротехническость в том же по длине канале волноводного тракта падает при использовании в нем поворотов и скруток. В свою очередь число, крутизна скруток и радиусы поворотов определяются особыми условиями компоновки тракта в заданных габаритах.

Следует иметь в виду, что не всегда уменьшение суммарной длины тракта и числа фланцевых соединений обеспечит минимальное значение потерь и повышенную электротехническость. Например, при уменьшении радиуса изгиба сокращается абсолютная длина канала волноводного изгиба, но из-за трудностей получения хорошего качества токонесущих поверхностей и потери формы поперечного сечения тракта на малых радиусах изгиба полные потери в таком соединительном волноводном элементе все же возрастают. Зная тип линии передачи, свойства применяемых материалов, покрытий и точностные возможности технологического процесса, можно построить вспомогательные графики, например, для определения потерь волноводного изгиба в зависимости от величины его радиуса (рис. 3.11) [3, 12, 22].

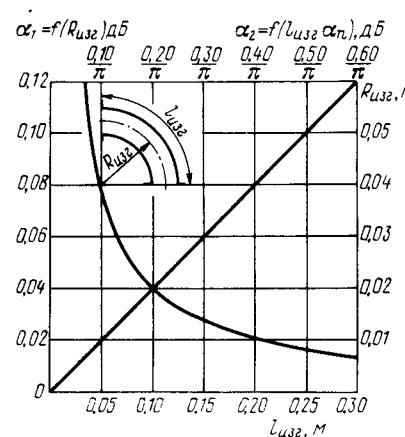


Рис. 3.11. Типовые графики зависимости α_1 от радиуса $R_{изг}$ и α_2 от длины l волноводного изгиба.

посредственно во фланцевых соединениях.

Монтаж волноводных трактов и СВЧ-схем всегда является пространственным и жестким, так как каждый функциональный СВЧ-узел на основе того или иного отрезка линии передачи представляет собой самостоятельную конструкцию, а соединительные элементы – определенной конфигурации и размеров отрезки того же типа линии СВЧ-передачи. Обычно волноводные элементы и узлы, составляющие тракта РЛС или СВЧ-схему, монтируются на общем основании или плате. Для крепления тракта или схемы используются фланцы и реже непосредственно наружная поверхность волноводной трубы, которая фиксируется с помощью специальных хомутов к несущему основанию или плате. Габаритные размеры, а следовательно, и посадочные размеры узлов и элементов, как и места посадок на основании или плате,

иллюстрирует величину дополнительных потерь волноводного элемента в зависимости только от радиуса его изгиба $R_{изг}$; кривая $\alpha_2 = f(l_{изг})$ иллюстрирует линейное возрастание потери с ростом фактической длины канала $l_{изг}$. Полные потери в волноводном изгибе равны сумме α_1 и α_2 . В каждом конкретном случае подобные вспомогательные графики позволяют установить геометрию узла, исходя из требований минимизации суммы $\alpha_1 + \alpha_2$.

Аналогичный анализ можно выполнить и при определении оптимальных конструкций с целью минимизации потерь во вспомогательных элементах тракта – скрутках, изломах, разного вида переходах и не-

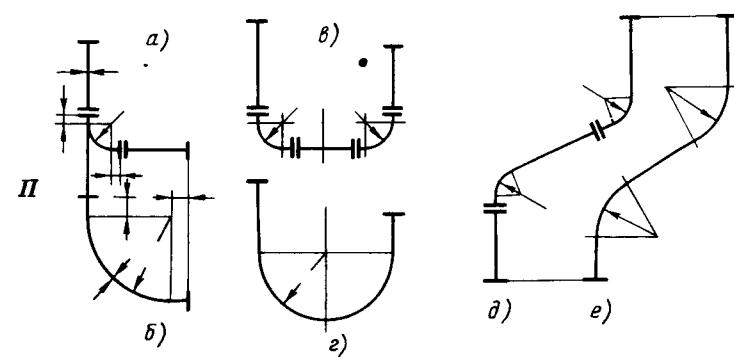
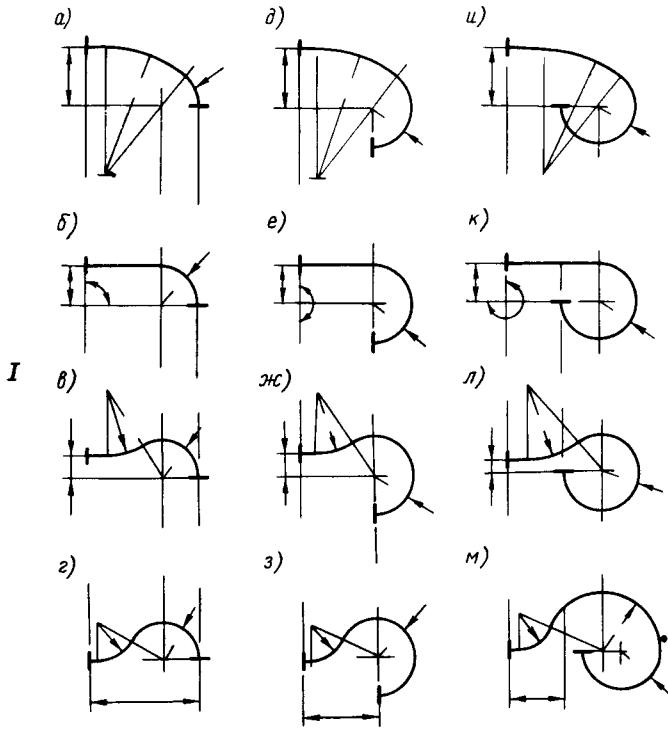


Рис. 3.12. Типы волноводных изгибов и компенсаторов.
I – формы волноводных изгибов, обеспечивающих компенсацию ошибок монтажа волноводного тракта на основании или СВЧ-схемы на плате;
II – иллюстрация к выбору формы и состава соединительных волноводных отрезков.

изготавляются с конечной точностью. При сборке волноводных трактов и монтаже СВЧ-схем на жестком основании (плате) возникают механические напряжения, способные вызвать не только деформацию волноводных труб, смещение сечений волноводов, но и механическое разрушение конструкции соединительных элементов. Эксплуатация трактов РЛС в значительном температурном диапазоне усугубляет напряжение в конструкции и приводит к дополнительной деформации тракта в местах соединений. Обе эти причины вызывают изменение электрических параметров тракта по величине суммарных активных потерь и электротермичности отдельных соединений. Чтобы исключить это нежелательное явление, в конструкцию тракта вводят специальные волноводные компенсаторы, которые одновременно представляют собой вспомогательные волноводные элементы, обеспечивающие соединение функциональных узлов и элементов в единый СВЧ-тракт. Форма и размеры волноводных изгибов-компенсаторов определяются с учетом абсолютной величины компенсирующего геометрического параметра (ошибок сборки), температурных деформаций и заданных требований к потере и электротермичности. Поэтому для волноводных изгибов-компенсаторов желательно применять изгибы волноводов в плоскости E , как обладающие наименьшей механической жесткостью. Рекомендуемая форма волноводных компенсаторов может быть уяснена из рис. 3.12, I [5, 15]. Так, при соединении волноводов под углом $\pi/2$, когда ошибки монтажа фланцевых соединений невелики, применимы изгибы вида a , b , c , d ; для случая значительного разброса соединяемых волноводных элементов и узлов по длине – изгибы вида i , k , l , m . Для сопряжения волноводных каналов, фланцы которых расположены под углом π , применимы компенсаторы формы d , e , j и z . Из-за соображений повышения технологичности рекомендуется применять стандартные или нормализованные элементы и узлы одинаковых типоразмеров.

Например, схемы a и b (рис. 3.12, II) построены на стандартных волноводных изгибах и прямых отрезках, но первая имеет дополнительно два фланцевых соединения, а вторая – четыре. Если возникающие из-за этого дополнительные потери и уменьшение электротермичности оказываются недопустимыми, то следует конструировать монолитные изгибы простейших форм (b и g на рис. 3.12, II). Волноводные соединения сложной формы можно подбирать также из нормализованных отрезков (см. рис. 3.12, II, d), но часто из-за тех же причин приходится строить оригинальный соединительный волновод (см. рис. 3.12, II, e).

Как видно, задачи оптимизации волноводного тракта по критерию минимума полных потерь распадаются на ряд частных, связанных как с конструированием непосредственно самого тракта, так и с обеспечением необходимой точности выполнения его отдельных узлов и соединений.

Применение при проектировании тракта и в точностных расчетах методов и техники ЭВМ позволяет быстро находить оптимальные конструкторско-технологические решения [22, 34].

Глава 4 РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ РЕЗОНАТОРОВ СВЧ

§ 4.1. Функциональные и конструктивные особенности резонаторов СВЧ

Резонаторы СВЧ широко используются в современной радиоаппаратуре различного назначения (радиолокационной, радионавигационной, радиопередающей, радиоприемной, радиоизмерительной и т. д.). Функции, выполняемые резонаторами в аппаратуре СВЧ, многообразны: они используются как волномеры, как эхо-камеры, в качестве стабилизирующих контуров, как высокоизбирательные фильтры, преселекторы и другие функциональные элементы. Резонаторы являются базисными узлами техники СВЧ в том смысле, что результаты электродинамического

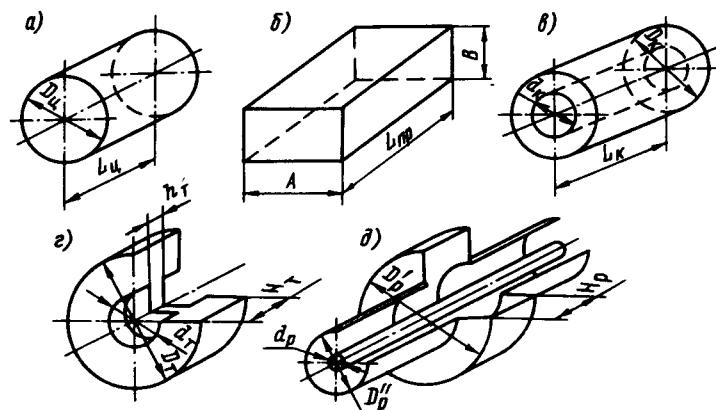


Рис. 4.1. Основные типы конструкций резонаторов СВЧ:
а – цилиндрический; б – прямоугольный; в – коаксиальный; г – торOIDальный; д – радиальный.

и точностного анализа их конструкций, проводимого во многих случаях достаточно полно и строго, используются и для других типов функциональных узлов СВЧ, имеющих более сложные конструкции колебательных систем.

Среди резонаторов СВЧ можно выделить несколько основных конструктивных типов: цилиндрические, прямоугольные, коаксиальные, торOIDальные, радиальные (рис. 4.1). Фактические параметры резонаторов с различными типами электромагнитных полей определяются размерами колебательных полостей, свойствами токонесущих поверхностей, переходным сопротивлением в местах соединения деталей и величиной электромагнитной связи с внешними СВЧ цепями. Поэтому отклонения радиотехнических параметров всех типов резонаторов существенно за-

вистят от погрешностей изготовления резонансной полости, ее фактического поверхностного сопротивления и качества сборочно-регулировочных операций.

Кроме перечисленных простейших конструктивных типов резонаторов СВЧ применяются и более сложные. Точный анализ их конструкций более трудоемок, однако принципиально не отличается от анализа простейших конструкций.

Погрешности изготовления и сборки резонаторов СВЧ относятся к геометрии резонансной полости, к микрогеометрии токонесущих поверхностей (чистота обработки, профиль микронеровностей, свойства и качество покрытий) и к соединениям деталей в местах протекания токов СВЧ (переходное сопротивление контакта и т. п.). Эти погрешности конструктивных параметров резонаторов являются причиной изменений характеристик поля в резонансной полости и, соответственно, отклонений радиотехнических параметров от их теоретических значений.

Технологические погрешности геометрии колебательных систем в соответствии с обозначениями рис. 4.1 следующие:

- погрешности размеров $\Delta D_{\text{ш}}$, $\Delta L_{\text{ш}}$, ΔA и т. д.;
- погрешности формы вида эллиптичности $\Delta D = D_{\text{max}} - D_{\text{min}}$, конусности и т. п.;
- погрешности взаиморасположения поверхностей, такие, как перекос стенок $\Delta L = L_{\text{max}} - L_{\text{min}}$ и т. п.;
- различные локальные дефекты типа вмятин, кольцевых углублений, нарушений поверхностной проводимости и т. д.

Технологические погрешности микрогеометрии токонесущих поверхностей в конечном итоге выражаются через отклонения фактического поверхностного сопротивления $R_{\square\Phi}$ от теоретического $R_{\square0}$.

Технологические погрешности соединений деталей являются причиной увеличения переходного сопротивления R_k и зависят от рассмотренных первичных погрешностей размеров и формы деталей, чистоты поверхностей, а также от погрешностей сборочных операций, таких, как неравномерное, недостаточно сильное или недостаточно плотное прижатие поверхностей деталей, образующих внутреннюю полость резонатора.

Отмеченное ранее функциональное назначение резонаторов СВЧ в радиоаппаратуре определяет большое разнообразие требований к уровню радиотехнических параметров и реализуемой точности их заданных значений. В связи с этим по-разному может решаться и задача конструкторско-технологического обеспечения параметров резонансных устройств СВЧ, в том числе и в отношении необходимой точности изготовления конструкций.

§ 4.2. Связь параметров колебательных систем с технологическими погрешностями их конструкций

Для установления зависимостей радиотехнических параметров устройств СВЧ от конструкторско-технологических факторов необходимо исследовать влияние последних на характер деформаций структуры

электромагнитных полей [26, 28]. Деформации структуры поля в колебательной системе определяются тем, как искажаются токонесущие поверхности или, соответственно, как изменяются граничные условия рабочих колебаний при искажениях поверхностей.

Плотность поверхностного тока СВЧ определяется формулой

$$\bar{j}_{\square} = [\bar{n}\bar{H}_t], \quad (4.1)$$

где \bar{H}_t — тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля; \bar{n} — единичный вектор нормали к проводящей поверхности.

Рис. 4.2 иллюстрирует механизм деформации структуры поля при искривлении токонесущей поверхности.

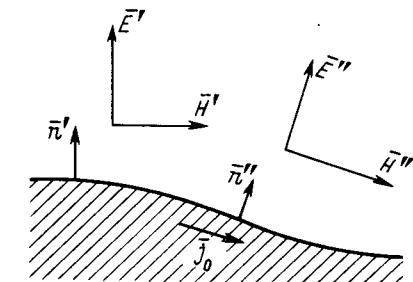


Рис. 4.2. Нарушение граничных условий рабочего типа колебаний при деформации токонесущей поверхности.

Тангенциальная составляющая \bar{H}_t , касательная к поверхности при хорошей проводимости материала, изменяет направление при увеличении поверхностного сопротивления R_{\square} .

Деформации поверхностей от различных технологических воздействий могут оказывать существенно различное влияние на граничные условия. Вызванные этими деформациями физические явления рассмотрим применительно к колебательным системам простейшего конструктивного вида с наиболее распространенными на практике типами электромагнитных полей, которые используются не только в большинстве резонаторов, но и в других функциональных узлах СВЧ.

Погрешности размеров колебательной системы изменяют ее рабочее пространство равномерно, не вызывая нарушений граничных условий рабочего типа колебаний. Небольшое изменение какого-либо из основных размеров любого типа резонатора приводит к соответствующему изменению резонансной частоты, практически не оказывая влияния на добротность и резонансное сопротивление.

Погрешности формы колебательных систем или взаиморасположения токонесущих поверхностей нарушают граничные условия рабочего типа колебаний. Вследствие этого пространственная структура поля искажается, что сопровождается изменением всех выходных радиотехнических параметров узла СВЧ.

Пример. В коаксиальном резонаторе, имеющем несоосность цилиндрических проводящих поверхностей (рис. 4.3), изменяются резонансная частота и волновое сопротивление, увеличиваются потери в

резонансной полости и меняется величина связи с внешними цепями СВЧ. Относительное изменение, например, волнового сопротивления при наличии несоосности $\Delta_{D,d}$, найденное методом конформных преобразований (см. гл. 1), может быть определено из выражения [26]

$$\Delta \rho_k / \rho_k \approx 4\Delta_{D,d}^2 / (D_k^2 - d_k^2) \ln(D_k/d_k). \quad (4.2)$$

Погрешность изготовления конструкции резонатора может привести к вырождению рабочего типа колебаний.

Пример. В цилиндрическом резонаторе, имеющем небольшую эллиптичность, колебания всех типов (за исключением H_{0n} и E_{0n}) теряют устойчивость и расщепляются на взаимно-ортогональные. Воз-

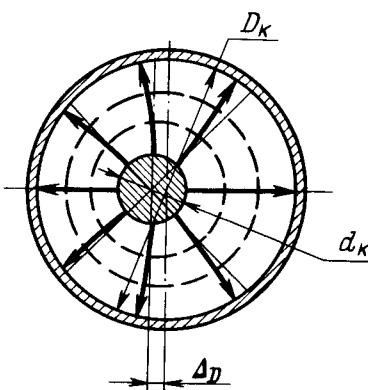


Рис. 4.3. Деформация линий электромагнитного поля вследствие эксцентрикитета цилиндрических поверхностей в коаксиальном резонаторе.

ниющие колебания имеют различные уровни собственных потерь и различные резонансные частоты, причем разность частот зависит от величины эллиптичности. Так, разность длин волн колебаний в результате расщепления колебаний типа H_{1n} выражается формулой

$$\Delta\lambda \approx \rho_{1n}^2 (\rho_{1n}^2 + 1) \lambda_0 \Delta_D / 2\pi^2 D_n (\rho_{1n}^2 - 1), \quad (4.3)$$

где ρ_{1n} – корни производной функции Бесселя; Δ_D – эллиптичность цилиндра.

Деформации пространственной структуры полей в колебательных системах СВЧ являются в ряде случаев причиной взаимодействия колебаний, существующих одновременно. Кроме того, явления взаимодействия могут приводить к возбуждению паразитных типов колебаний, изменяющих характеристики рабочего типа, и, соответственно, выходные радиотехнические параметры.

Пример. На рис. 4.4 показано, как ортогональные и, следовательно, не связанные друг с другом в цилиндрической полости идеально правильной формы колебания типов H_{01} и E_{11} теряют свойство ортогональности в случае перекоса торцевой стенки. Деформация резонансного объема является причиной взаимодействия радиальной магнитной составляющей рабочих колебаний H_{01} и азимутальной магнитной составляющей вырожденных паразитных колебаний E_{11} в результате того, что

линии поверхностных токов не будут взаимно перпендикулярными, т. е. может возникать ток колебаний типа E_{11} за счет тока колебаний типа H_{01} .

Явления, подобные рассмотренным в приведенных примерах для простейших типов колебательных систем резонаторов, существуют и в колебательных системах других функциональных узлов СВЧ. На практике нередко приходится иметь дело с функциональными узлами, колебательные системы которых ввиду сложности формы не поддаются общему анализу с помощью методов, описанных в гл. 1. В этих случаях указанные методы могут быть применены в ограниченной мере. Практически в любой конструкции колебательной системы СВЧ можно выделить области с электромагнитным полем, применительно к которым возможен приближенный теоретический анализ связи влияющих технологических факторов с девиацией радиотехнических параметров. Кроме того, как уже отмечалось, эти связи могут быть определены и путем экспериментального исследования макетов разрабатываемых резонаторов СВЧ [37].

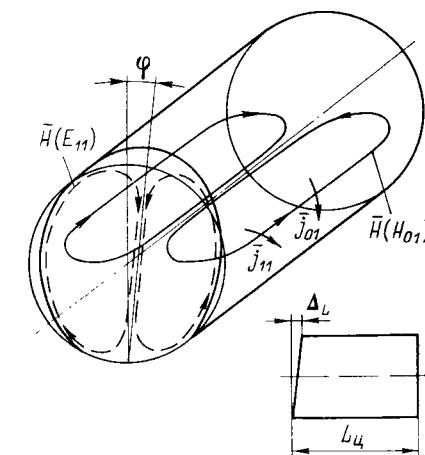


Рис. 4.4. Взаимодействие колебаний при перекосе торца цилиндрического резонатора.

§ 4.3. Основы точностного анализа конструкций резонаторов СВЧ

Определение количественного влияния технологических факторов на радиотехнические параметры резонаторов СВЧ (как и других функциональных узлов) производится аналитически на стадии проектирования устройств на основе уравнений производственных погрешностей.

Уравнение производственных погрешностей для СВЧ-узла, имеющего элементы регулировки радиотехнического параметра X , записывается в следующем виде:

$$\Delta X_\Sigma = \sum \phi_{x_i}(X) \Delta x_i - \Delta X_{\text{пер}}, \quad (4.4)$$

где Δx_i – погрешности конструктивных параметров узла СВЧ (резонатора); $\phi_{x_i}(X)$ – функции влияния конструктивных параметров на параметр X ; $\Delta X_{\text{пер}}$ – величина отклонения параметра X , компенсируемая при регулировке.

По поводу уравнения (4.4) необходимо сделать несколько замечаний. Во-первых, функции влияния ввиду малой величины производственных отклонений конструктивных параметров могут быть заменены на соответствующие коэффициенты влияния $S_{x_i}(X)$. Тогда уравнение перепишется в виде

$$\Delta X_{\Sigma} = \sum S_{x_i}(X) \Delta x_i - \Delta X_{\text{пер}}. \quad (4.5)$$

Во-вторых, при достаточной величине регулировки параметра X в правой части уравнения разность может быть заменена на величину погрешности регулировки. Анализ этой погрешности, определяющей результирующую погрешность радиотехнического параметра, будет произведен далее.

В-третьих, если узел СВЧ (резонатор) имеет механизм перестройки, то его воздействие на радиотехнический параметр X учитывается в уравнении (4.4) слагаемым $S_n(X) \Delta x_n$, где Δx_n – погрешность механизма перестройки.

Функциональный узел СВЧ (резонатор) может иметь несколько основных радиотехнических параметров, каждому из которых соответствует свое уравнение производственных погрешностей. В качестве основных радиотехнических параметров резонаторов СВЧ принимаются, как правило, резонансная частота f_0 и добротность Q (или обратная ей величина – декремент затухания d).

Уравнение производственных погрешностей для определения ухода резонансной частоты имеет вид

$$\Delta f_{\Sigma} = \sum_i S_{x_i}(f_0) \Delta x_i + \sum_j S_{\Delta_j}(f_0) \Delta_j - \Delta f_{\text{пер}}, \quad (4.6)$$

где Δx_i – производственные погрешности размеров конструкции резонатора; Δ_j – погрешности формы, взаиморасположения токонесущих поверхностей и другие неоднородности в колебательной системе (в том числе погрешности элементов связи).

Уравнение производственных погрешностей для нахождения девиации декремента затухания резонатора запишется в виде

$$\begin{aligned} \Delta d_{\Sigma} &= S_{R_{\square}}(d) \Delta R_{\square} + S_{R_k}(d) \Delta R_k + \\ &+ S_r(d) \Delta T + \Delta d_{\text{пар}} = \Delta d(R_{\square}) + \Delta d(R_k) + \Delta d(T) + \Delta d_{\text{пар}}, \end{aligned} \quad (4.7)$$

где ΔR_{\square} , ΔR_k – приращения поверхностного и контактного сопротивлений в колебательной полости соответственно; ΔT – отклонение от расчетного коэффициента передачи; $\Delta d_{\text{пар}}$ – потери за счет паразитных типов колебаний.

Уравнения (4.6) и (4.7) необходимы для анализа технологических погрешностей и последующего расчета производственных допусков конструкций резонаторов СВЧ.

Коэффициенты влияния погрешностей размеров резонаторов на резонансную частоту $S_{x_i}(f_0)$ определяются рассмотренным в § 1.4 методом разложения в ряд Тейлора [26]. Именно таким способом получены

численные значения коэффициентов влияния для цилиндрического, прямогоугольного и коаксиального резонаторов с различными типами колебаний. Но в тех случаях, когда исходные выражения для резонансной частоты сложны, описанный способ может оказаться неприменимым, и коэффициенты влияния следует находить другим аналитическим методом.

Уравнение для расчета радиального резонатора в коаксиальной линии имеет вид

$$\frac{I_1(kD_p''/2) N_0(kD_p'/2) - N_1(kD_p''/2) I_0(kD_p'/2)}{I_0(kD_p''/2) N_0(kD_p'/2) - N_0(kD_p''/2) I_0(kD_p'/2)} = (kH_p/\pi) \ln [(D_p'' - d_p)/H_p], \quad (4.8)$$

где k – волновое число; I_0 , I_1 , N_0 , N_1 – функции Бесселя и Неймана; D_p' , D_p'' , d_p , H_p – размеры резонатора (см. рис. 4.1, д).

Дифференцирование уравнения (4.8) приводит к чрезвычайно громоздким формулам для нахождения коэффициентов влияния. Существует другая возможность определения коэффициентов влияния в уравнении погрешностей радиального резонатора. Проведенный в работе [29] анализ показал, что при соблюдении соотношений размеров полости резонатора $D_p'/D_p'' > 3$ и $D_p'/H_p > 4$ влиянием погрешностей всех размеров, кроме D_p' , на отклонения резонансной частоты можно пренебречь. Тогда уравнение производственных погрешностей (4.6) для определения ухода частоты упростится

$$\Delta f \approx S_{D_p'}(f_0) \Delta D_p'. \quad (4.9)$$

Коэффициенты влияния погрешностей формы, взаиморасположения токонесущих поверхностей и других конструкторско-технологических факторов в колебательной полости резонатора СВЧ также могут быть в ряде случаев определены аналитически с помощью методов, изложенных в гл. 1. [26]. Наиболее распространенным методом для такого анализа является метод малых возмущений, достаточно разработанный в применении к расчету влияния технологических погрешностей колебательной полости. Общеизвестно выражение для определения ухода частоты, вызванного деформацией объема колебательной полости

$$\Delta f \approx \beta f_0 \Delta V/V, \quad (4.10)$$

где V – объем резонансной полости; ΔV – изменение объема за счет деформаций поверхностей или погрешностей размеров полости, вызванных технологическими факторами; β – коэффициент, учитывающий интенсивность и характер распределения электромагнитного поля в месте расположения неоднородности.

Переход от изменения объема в формуле (4.10) к соответствующему отклонению линейного размера l позволяет получить формулу вида

$$\Delta f \approx S_l(f) \Delta l, \quad (4.11)$$

где $S_l(f)$ – коэффициент влияния технологической погрешности по размеру l в резонансной полости на уход частоты.

Коэффициенты влияния в уравнении погрешностей для декремента затухания (4.7) определяются на основе известных соотношений для Q или d методом дифференцирования. В общем виде можно получить лишь выражение для $\Delta d(T)$, пригодное к любому типу резонатора. Зависимость затухания резонаторов СВЧ от погрешностей конструкций элементов связи выражается через коэффициент передачи T , который связан с нагруженной добротностью резонатора следующим упрощенным соотношением [1]:

$$d(T) = \sqrt{T/2Q_n}, \quad (4.12)$$

где $d(T)$ – затухание за счет элементов связи (вносимое затухание); Q_n – нагруженная добротность резонатора.

Из (4.12) методом дифференцирования получаем

$$\Delta d(T) = \Delta T/4Q_n\sqrt{T}. \quad (4.13)$$

Таким образом,

$$S_T(d) = 1/4Q_n\sqrt{T}. \quad (4.14)$$

Остальные коэффициенты влияния в уравнении производственных погрешностей (4.7) определяются для каждого конкретного типа конструкции резонатора и вида колебаний в нем. Проиллюстрируем это на примерах.

Пример. Рассмотрим цилиндрический резонатор с колебаниями E_{010} . Для декремента затухания в зависимости от потерь токонесущих поверхностей резонансной полости имеем выражение

$$d(R_\square) = \lambda_0(1 + D_u/2L_u)R_\square/60\pi^2D_u, \quad (4.15)$$

откуда после дифференцирования получим

$$\Delta d(R_\square) = \lambda_0(1 + D_u/2L_u)\Delta R_\square/60\pi^2D_u. \quad (4.16)$$

Значит

$$S_{R_\square}(d) = \lambda_0(1 + D_u/2L_u)/60\pi^2D_u. \quad (4.17)$$

Пример. Декремент затухания коаксиального резонатора связан с переходным сопротивлением в соединениях деталей конструкции следующим соотношением [39]:

$$d(R_k) = (1 + D_k/d_k)R_k/30\pi^2D_k\ln(D_k/d_k). \quad (4.18)$$

Аналогично (4.17) получим

$$S_{R_k}(d) = (1 + D_k/d_k)/30\pi^2D_k\ln(D_k/d_k). \quad (4.19)$$

Приращение декремента затухания резонатора СВЧ за счет взаимодействия высокодобротного рабочего типа колебаний и сравнительно низкодобротного паразитного типа можно определить в общем виде из условия, что суммарный декремент затухания примерно равен полу- сумме декрементов взаимодействующих типов. Тогда

$$\Delta d_{\text{пар}} = (d_0 + d_{\text{пар}})/2 - d_0 = (d_{\text{пар}} - d_0)/2. \quad (4.20)$$

При проектировании конкретных конструкций резонаторов может возникнуть необходимость учета погрешностей специфических конструктивных элементов. Важно, что такие погрешности поддаются анализу с помощью рассмотренных методов или в крайнем случае учитываются на основе экспериментальных данных.

Пример. Найдем допустимую величину эксцентрикситета бесконтактного плунжера в коаксиальном резонаторе при условии увеличения потерь не более, чем на 30%. Воспользуемся для расчета формулой [39], преобразованной к виду

$$\Delta d/d_0 \approx (1 - d_k/D_k + d_k^2/D_k^2)\Delta_{D,d}^2 \quad (4.21)$$

где $\Delta_{D,d}$ – эксцентрикситет плунжера, отнесенный к наибольшему зазору между ним и корпусом резонатора.

При $d_k/D_k = 0,5$ сумма в скобках имеет минимум. Тогда при условии $\Delta d/d_0 \leq 0,3$ получим по формуле (4.21) $\Delta_{D,d} \leq 0,63$.

§ 4.4. Расчет производственных допусков конструкций резонаторов СВЧ

Расчет допусков производится после определения коэффициентов влияния в уравнениях производственных погрешностей. При расчете необходимо учитывать существование различных условий производства узлов и резонаторов СВЧ (с полной взаимозаменяемостью деталей, с подгонкой и регулировкой) и возможность смещения центра группирования производственных отклонений всех рассматриваемых параметров от их номинальных значений.

Для конструкций резонаторов, изготавляемых по условию взаимозаменяемости деталей в партии, допуск на резонансную частоту в соответствии с выражением (4.6) рассчитывается по следующей формуле (для удобства здесь и в дальнейшем выражения даны для половины поля допуска):

$$\delta(f_0) = \sqrt{\sum_i S_{x_i}^2(f_0)\delta_{np}^2(x_i) + \sum_j S_{\Delta_j}^2(f_0)\delta_{np}^2(\Delta_j)}, \quad (4.22)$$

где $\delta_{np}(x_i)$ – производственные допуски на размеры резонатора; $\delta_{np}(\Delta_j)$ – производственные допуски на отклонения формы, взаиморасположения токонесущих поверхностей, вмятины и т. д.

Формула для допуска на декремент затухания имеет вид

$$\delta(d) = \sqrt{S_{R_\square}^2(d)\delta^2(R_\square) + S_{R_k}^2(d)\delta^2(R_k) + S_T^2(d)\delta^2(T)}, \quad (4.23)$$

где $\delta(R_\square)$, $\delta(R_k)$, $\delta(T)$ – производственные допуски на поверхностное сопротивление, сопротивление в соединениях и коэффициент передачи резонатора соответственно.

Для расчета производственных допусков конструкций резонаторов СВЧ исходные уравнения точности (4.22) и (4.23) должны быть преоб-

разованы. При условии примерно равного влияния погрешностей конструктивных параметров на радиотехнические параметры формулы будут иметь следующий вид:

$$\delta(f_0) = \bar{S}'_{(f_0)} \sqrt{\sum_{i+j} \delta_{np}^2(x_i, \Delta_j)} \quad (4.24)$$

и

$$\delta(d) = \bar{S}''_{(d)} \sqrt{\delta^2(R_{\square}) + \delta^2(R_k) + \delta^2(T)}, \quad (4.25)$$

где \bar{S}' и \bar{S}'' – усредненные коэффициенты влияния.

Формула (4.22) может быть упрощена и в том случае, если конструктивные параметры имеют одинаковую погрешность. Тогда (4.22) преобразуется к виду

$$\delta(f_0) = \bar{\delta}_{np}(x, \Delta) \sqrt{\sum_{i+j} S_{x_i, \Delta_j}^2(f_0)}, \quad (4.26)$$

откуда

$$\bar{\delta}_{np}(x, \Delta) = \delta(f_0) / \sqrt{\sum_{i+j} S_{x_i, \Delta_j}^2(f_0)}, \quad (4.27)$$

где $\bar{\delta}_{np}(x, \Delta)$ – средний (одинаковый) производственный допуск на все конструктивные параметры.

Производственные допуски на конструкцию резонатора по формулам (4.22) и (4.23) вычисляются методом последовательного подбора при подстановке значений, соответствующих возрастающей точности конструктивных параметров (5-му, 4-му и т. д. классам точности). В случае, если для обеспечения заданной точности радиотехнических параметров оказывается достаточным изготовить конструкцию резонатора с точностью не выше 5-го класса, допуски на элементы конструкции назначаются из конструктивных соображений.

Для конструкций резонаторов СВЧ, содержащих элементы регулировки частоты, расчетная формула (4.22) будет иметь добавочный член

$$\delta(f_0) = \sqrt{\sum_i S_{x_i}^2(f_0) \delta_{np}^2(x_i) + \sum_j S_{\Delta_j}^2(f_0) \delta_{np}^2(\Delta_j)} - \Delta f_{per}, \quad (4.28)$$

где Δf_{per} – область регулирования (с помощью специального элемента конструкции или путем подгонки деталей).

Из (4.28) получим условие полной компенсации производственных погрешностей с помощью регулировки

$$\Delta f_{per} \geq \sqrt{\sum_i S_{x_i}^2(f_0) \delta_{np}^2(x_i) + \sum_j S_{\Delta_j}^2(f_0) \delta_{np}^2(\Delta_j)} - \delta(f_0) \quad (4.29)$$

Рассмотрим важный при реализации резонаторов СВЧ вопрос обеспечения в производстве заданного номинального значения радиотехнического параметра, что особенно существенно в отношении резонансной

частоты. При массовом производстве деталей смещение центров группирования отклонений конструктивных параметров незначительно, однако при единичном или мелкосерийном изготовлении, которое в производстве объемных резонаторов применяется чаще всего, смещение центра группирования достигает 30–40% от величины среднеквадратичного отклонения в размерах деталей. К этому смещению добавляются погрешности частоты, возникающие в результате всегда имеющегося округления размеров при расчете, а также вследствие несимметричного задания и поддержания при изготовлении полей допусков на детали.

Результирующее смещение частоты в соответствии с вероятностным сложением погрешностей является суммой перечисленных составляющих

$$|f_{\phi} - f_0| = \sum_i \zeta_i S_{x_i}(f_0) \delta_{np}(x_i) + \\ + \sum_j S_{x_j}(f_0) \mu_j \delta_{np}(x_j) + \sum_k S_{x_k}(f_0) \eta_k x_k, \quad (4.30)$$

где ζ_i – относительное смещение, определяемое типом производства; μ_j – несимметрия полей допусков; η_k – коэффициент, учитывающий округление размеров при расчете.

Как видно из выражения (4.30), возможна компенсация одних составляющих суммы другими и в принципе обеспечение точного номинального значения частоты находящегося в производстве резонатора.

§ 4.5. Вопросы оптимизации конструкций резонаторов СВЧ

Оптимальность конструкций резонаторов СВЧ закладывается уже при выборе вида резонатора и рабочего типа колебаний. Этот выбор влияет на достижимый уровень добротности, габариты и требуемую точность изготовления, поэтому правильнее всего выбор делать при одновременном учете таких данных, представленных в табличном виде.

Важным моментом является определение наивыгоднейшего соотношения размеров резонатора, зависящего от двух условий. С одной стороны, от соотношения размеров зависит предельно достижимая добротность резонатора. В то же время варьирование соотношением размеров дает возможность расширения производственных допусков.

Соотношение размеров по условию расширения производственных допусков, как правило, не совпадает с соотношением для максимальной добротности, поэтому существует возможность выбора подходящего соотношения [27].

Пример. В цилиндрических резонаторах соотношение размеров по критерию расширения допусков определяется формулой

$$D_w/L_n = \sqrt{(2\rho_{mn}/\pi p)^2}. \quad (4.31)$$

Для колебаний H_{014} формула (4.31) дает $D_w/L_n = 0,72$. Анализ показывает, что при таком соотношении D_w и L_n можно почти в

1,5 раза ослабить допуск на диаметр резонатора. Добротность при этом составляет 0,94 от максимума.

Задание производственных допусков на чистоту обработки токонесущих поверхностей (класс чистоты) зависит от допустимого уровня внутренних потерь в резонаторе и связано поэтому с деталировкой корпуса, с технологичностью деталей и величиной переходного сопротивления в местах их соединения. Для обоснования рациональной деталировки корпуса резонатора (резонансной полости) исходным является анализ распределения поверхностных токов СВЧ. На рис. 4.5 показано распределение токов для наиболее употребительных типов полей в резонаторах.

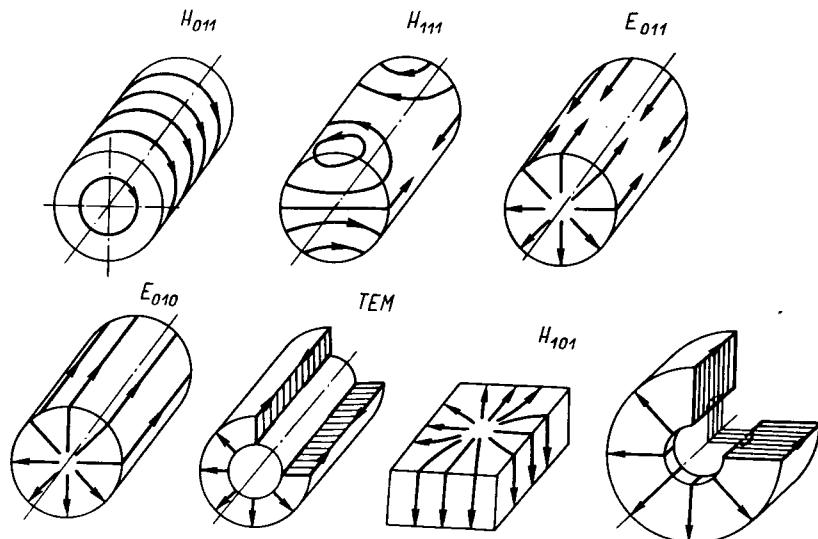


Рис. 4.5. Распределение поверхностных токов СВЧ в колебательных системах с полями различных типов.

Деталировка производится по принципу совмещения линий соединения деталей и направлений поверхностных токов для выбранного рабочего типа колебаний.

Пример. У резонатора с колебаниями H_{111} резонансная полость может быть образована двумя цилиндрическими корытами. При этом появляется дополнительное требование к угловой ориентации поля по отношению к плоскости соединения корыт, что достигается определенным расположением элементов связи.

Наилучшая форма резонансной полости резонатора СВЧ может быть реализована зачастую лишь с помощью специальных технологических методов: точное литье, гальваническое осаждение и т. д. Не всегда такие процессы можно применять, особенно в условиях единичного или мелкосерийного производства. Поэтому наилучшей конфигурацией де-

талей, формообразующих полость, следует, видимо, считать такую, которая в сборке резонатора обеспечивает наименьшие потери поверхностным токам СВЧ рабочего типа колебаний при достижимых технологических возможностях существующего производства.

Кроме уменьшения контактных сопротивлений, в конструкциях резонаторов СВЧ должно обеспечиваться снижение фактического поверхностного сопротивления в резонансной полости, что достигается при совпадении линий микрорельефа на токонесущих поверхностях с направлением поверхностных токов СВЧ. Для выполнения этого требования необходимы соответствующая деталировка конструкции полости резонатора и соответствующие приемы и условия обработки образующих ее деталей.

Пример. Оптимальным конструкторско-технологическим решением для резонатора с колебаниями H_{011} является деталировка корпуса в виде цилиндра с двумя плоскими крышками и обработка их методом точения. Резонаторы с колебаниями E_{010} или E_{011} в виде цилиндра с крышками целесообразно обрабатывать путем протяжки полости цилиндра (возможно использование тянутых труб) и шлифования плоскостей крышек.

Одним из наиболее эффективных способов обеспечения заданных значений радиотехнических параметров, а также оптимизации производственных допусков на конструктивные параметры резонаторов СВЧ является регулировка. Выбор необходимого диапазона регулирующего элемента в конструкции резонатора определяется рассчитанным по формуле (4.29) производственным частотным разбросом.

§ 4.6. Расчет производственных допусков на конструкцию эхо-камеры

Для иллюстрации техники расчета производственных допусков рассмотрим характерный пример. Пусть номинальные значения радиотехнических параметров эхо-камеры РЛС следующие: $\lambda_0 = 10,4$ см; $Q_h \geq 7 \cdot 10^4$; $T_0 = -14\text{dB}(0,04)$; перестройка в диапазоне длин волн равна 1,5%; относительная погрешность настройки эхо-камеры по частоте должна быть не более $4 \cdot 10^{-4}$.

Главной задачей при проектировании эхо-камер является обеспечение высокой нагруженной добротности, необходимой для уверенного контроля ряда параметров РЛС (энергетического потенциала станции, частоты передатчика, частотного спектра и т. д.) и точной настройки приемника и индикатора [7]. В связи с этим точностный анализ конструкции в основном относится к тем производственным факторам, которые влияют на получение заданной высокой добротности резонатора.

По величине нагруженной добротности с учетом предполагаемого уровня потерь в токонесущих поверхностях и в элементах связи определим необходимую расчетную добротность эхо-камеры

$$Q_0 \approx 1,4Q_h = 1,4 \cdot 7 \cdot 10^4 \approx 10^5.$$

Такая величина добротности может быть достигнута в цилиндрическом резонаторе с колебаниями H_{014} , с серебряным покрытием токонесущих поверхностей и соотношением его размеров ($D_u/L_u \approx 1$). Соответственно $d_0 \approx 1 \cdot 10^{-5}$.

Потери в элементах связи при заданной величине коэффициента передачи T выражаются декрементом затухания

$$d(T) = \sqrt{T/2Q_u} = \sqrt{0,04/2 \cdot 7 \cdot 10^4} \approx 0,14 \cdot 10^{-5}.$$

Переходя к расчету потерь за счет погрешностей изготовления, отметим, что потерями в соединениях деталей резонатора можно пренебречь (считать $d(R_k) = 0$) по двум причинам: 1) переходное сопротив-

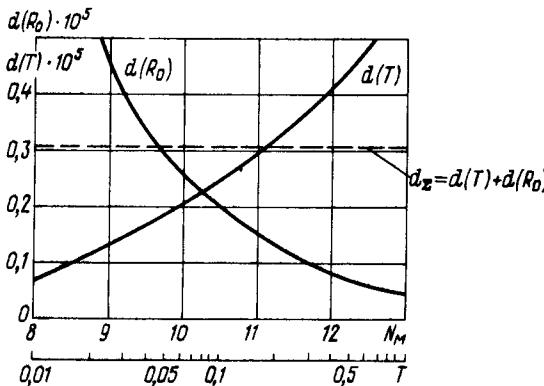


Рис. 4.6. К расчету допусков на коэффициент передачи и чистоту токонесущих поверхностей резонансной полости эхо-камеры.

ление в десятисантиметровом диапазоне волн может быть сделано достаточно малым [39]; 2) при выбранном типе колебаний аксиальные токи СВЧ отсутствуют.

Суммарные потери (результатирующий декремент затухания Δd_Σ) за счет погрешностей обработки токонесущих поверхностей и погрешностей элементов связи найдем из формулы

$$\Delta d_\Sigma = \Delta d(R_\square) + \Delta d(T) = d_u - d_0 - d(T) = (1,43 - 1 - 0,14) \cdot 10^{-5} \approx 0,3 \cdot 10^{-5}.$$

Разделить эти суммарные потери на составляющие можно с помощью графика, построенного на основе формул (4.12) и (2.21) при заданных значениях Q_u и λ_0 . По графику, приведенному на рис. 4.6, установим искомые величины допусков: при заданной номинальной связи резонатора ($T_0 = 0,04$) шероховатость поверхностей в соответствии с допустимой величиной суммарных потерь должна быть не хуже 11 класса, а допуск на величину связи не более ± 1 дБ.

Расчет допусков на размеры резонансной полости эхо-камеры необязателен, так как в конструкции должна быть предусмотрена перестройка по частоте в соответствии с заданным диапазоном РЛС.

Очень важным вопросом при проектировании эхо-камеры является

обеспечение чистоты рабочего типа колебаний. Для этого, кроме рационального выбора рабочего участка на диаграмме настройки резонатора (при соотношении $D_u/L_u \approx 1$ для получения максимальной добротности), необходимо исключить влияние паразитных типов колебаний. Ослабление взаимосвязи рабочего типа с большинством паразитных типов колебаний достигается применением соответствующих конструкций и размещением элементов связи резонатора с внешними цепями. Не менее существенное значение имеет ограничение погрешностей формы резонансной полости, особенно для ослабления взаимосвязи колебаний H_{014} и E_{114} .

Установлено, что наиболее сильно связь между колебаниями

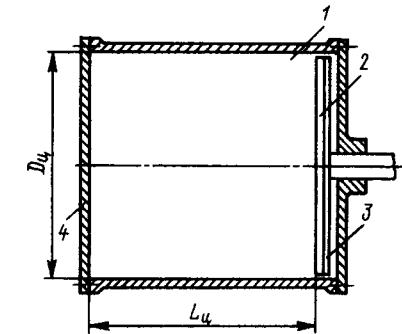


Рис. 4.7. Конструктивная схема эхо-камеры РЛС.

1 – цилиндрический корпус; 2 – плунжер;
3 – поглощающий диск; 4 – крышка.

H_{014} и E_{114} зависит от перекоса торцов резонатора. Производственный допуск на перекос торцевых стенок, исключающий взаимосвязь этих колебаний, рассчитывается по формуле

$$\delta_{\text{пр}}(\Delta L) \ll 5L_u \sqrt{d_0 d_{\text{пар}}} = 5 \cdot 243 \sqrt{1 \cdot 10^{-5} \cdot 1 \cdot 10^{-4}} = 0,04 \text{ мм},$$

в этой формуле принято, что $L_u = 243$ мм, а добротность колебаний E_{114} примерно на порядок меньше добротности рабочих колебаний, т. е. $d_{\text{пар}} \approx 1 \cdot 10^{-4}$.

Полученную величину допустимого перекоса (порядка единиц микрон) очень трудно выдержать при изготовлении. Поэтому рациональным решением является разнесение частот колебаний H_{014} и E_{114} , которое в конструкции с плунжером настройки (рис. 4.7) получается за счет зазора между стенками цилиндра и плунжером. Проникающие за плунжер колебания E_{114} затухают в поглотителе.

На основании заданной допустимой погрешности перестройки частоты эхо-камеры рассчитаем допустимую погрешность механизма перемещения плунжера. Уравнение погрешностей для резонатора с колебаниями H_{014} имеет вид

$$\Delta\lambda/\lambda_0 = 0,272\Delta D/D_u + 0,728\Delta L/L_u.$$

Приняв точность выполнения диаметра резонатора по третьему классу и подставив $\Delta\lambda/\lambda_0 = 4 \cdot 10^{-4}$, получим $\Delta L = 0,1$ мм. Полученная величина является производственным допуском на выполнение механизма перемещения, обеспечивающего установку частоты эхо-камеры с заданной точностью. Поэтому $\delta_{\text{пр}}(l) = 0,1$ мм, где l – длина микрометрического винта механизма настройки.

Глава 5 РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ СВЧ

§ 5.1. Назначение и особенности конструктивного оформления функциональных узлов

Для более полного анализа задачи расчета производственных допусков в рамках небольшой главы целесообразно ограничить рассматриваемые типы функциональных узлов линейными пассивными узлами, для которых характерна с одной стороны большая наглядность физических взаимосвязей выходных радиотехнических параметров и технологических погрешностей их конструкций, а с другой – более сильная зависимость радиотехнических параметров от производственных факторов. В дальнейшем изложении термин «функциональные узлы» будем поэтому относить к линейным пассивным узлам СВЧ.

Функциональные узлы используются в аппаратуре СВЧ в качестве устройств для деления энергии колебаний (направленные ответвители, мосты), частотного разделения сигналов (фильтры), управления амплитудой и фазой колебаний (аттенюаторы и фазовращатели), преобразования типов волн и т. д. Каждый из перечисленных типов устройств имеет много конструктивных разновидностей, что, в частности, связано с формообразованием конструкций узлов на отрезках передающих линий различных видов: коаксиальных, полосковых, волноводных и др.

На рис. 5.1 схематично изображены некоторые типы функциональных узлов СВЧ в различном конструктивном исполнении. Конструкции позволяют получить общее представление об особенностях узлов, выполненных на различных видах передающих линий, и рассмотреть виды производственных погрешностей, типичные для колебательных систем этих функциональных узлов СВЧ.

Для качественного анализа физических явлений, происходящих при деформациях структуры полей в колебательных системах узлов СВЧ, применен тот же подход, который изложен в предыдущей главе, а усложнение связей между конструктивными и радиотехническими параметрами можно количественно учесть путем соответствующего суммирования воздействий влияющих производственных факторов.

Отметим основные особенности конструкций, изображенных на рис. 5.1. У петлевого направленного ответвителя в коаксиальном исполнении (см. рис. 5.1, а) петля связи ориентирована вдоль оси линии. Фактические величины переходного ослабления C и направленности D ответвителя зависят не только от рассмотренных погрешностей в сечении коаксиальной линии (ΔD_k , Δd_k , $\Delta_{D,d}$ и т. д.), но и в еще большей мере от погрешностей формы и расположения петли связи в коаксиальной линии (Δd_n , Δh_n и др.).

Полосовой фильтр на встречных стержнях в полосковой линии (см. рис. 5.1, б) содержит систему последовательно расположенных резонаторов (стержней), находящуюся между экранирующими плоскими проводниками. Структура поля близка к существующим в коаксиальных системах; кроме того, характерным для такой конструкции фильтра

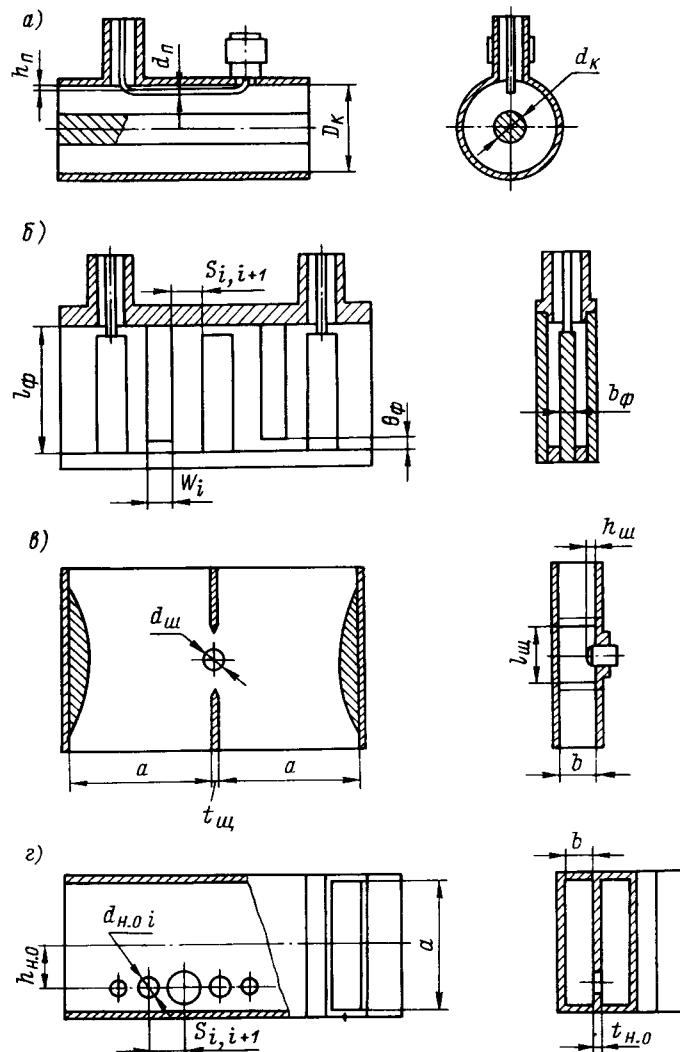


Рис. 5.1. Конструктивные схемы некоторых типов функциональных узлов СВЧ: а – петлевой направленный ответвитель (коаксиальный); б – фильтр на встречных стержнях (полосковый); в – щелевой мост (волноводный); г – направленный ответвитель (волноводный).

является наличие торцевых емкостей концов стержней на корпус и наличие большой емкостной связи между соседними стержнями. Эти конструктивные особенности определяют сильное влияние на искажения функции передачи фильтра таких технологических факторов, как погрешности ширины стержней ΔW_i , расстояний между ними $\Delta S_{i,i+1}$, торцевых зазоров $\Delta\theta$.

Волноводный щелевой мост (см. рис. 5.1, в) имеет элемент связи в виде щели и подстроенный емкостный штырь. Для устранения колебаний типа H_{30} предусмотрены согласованные с линией передачи вкладыши. Погрешности ширины щели Δl_{us} , толщины стенки между каналами Δt_{us} размеров штыря Δd_w и Δh_w влияют главным образом на коэффициент деления мощности и соотношение фаз колебаний на выходах моста; направленность зависит от технологических факторов, определяющих конструктивную несимметрию моста.

Многодырочный направленный ответвитель (см. рис. 5.1, г) имеет отверстия связи по широкой или узкой стенке волновода. На отклонения переходного ослабления C и направленности D от расчетных значений влияют в основном погрешности конструктивных элементов в области связи.

Важно отметить, что кроме упомянутых погрешностей размеров, формы и взаиморасположения токонесущих поверхностей в конструкциях функциональных узлов СВЧ на их радиотехнические параметры оказывают влияние микрогеометрия поверхностей и переходное сопротивление в местах соединения деталей колебательных систем. Это означает, что для функциональных узлов СВЧ, как и для резонаторов СВЧ, существенное значение имеют вопросы оптимизации конструкций, решение которых позволяет во многих случаях уменьшить чувствительность радиотехнических параметров к погрешностям выполнения конструкций.

§ 5.2. Связь параметров функциональных узлов СВЧ с технологическими погрешностями конструкций

Как уже отмечалось, связь параметров функциональных узлов СВЧ с технологическими погрешностями конструкций может быть установлена при наличии соответствующих условий в аналитическом виде. Проведенный в § 4.3 анализ связи параметров колебательных систем с производственными погрешностями конструкций резонаторов СВЧ справедлив для колебательных систем функциональных узлов СВЧ простейших конструкций. В этих случаях могут быть использованы методы анализа, изложенные в гл. 1 [26].

Пример. Пусть требуется определить зависимость переходного ослабления C направленного ответвителя (рис. 5.1, г) от производственных факторов. Ответвитель рассчитан для работы в трехсанитметровом диапазоне и имеет $t_{h_0} = 1$ мм, $h_{h_0} = 6,7$ мм, $d_{h_0} = 6,6$ мм.

В связи с тем, что отклонения радиотехнических параметров этого типа ответвителей зависят в основном от погрешностей размеров конструкции в области связи, требуемые зависимости определяются

дифференцированием выражения для C . Формулы для коэффициентов влияния имеют сложный вид; для иллюстрации приведем формулу коэффициента влияния толщины стенки t_{h_0} [44]

$$S_t(C) = 17,372 (K_3 P_e q_e \tau_e - K_4 P_m q_m \tau_m) / d_{h_0} (K_3 \Phi_e - K_4 \Phi_m), \quad (5.1)$$

где $K_3 = (k^2 - \pi^2/a^2)(1 + 1,193d_{h_0}/\lambda_b)\cos^2(\pi h_{h_0}/a)$;

$$K_4 = 2[1 + 2,119(d_{h_0}^2/\lambda_b)^2][k^2 \cos^2(\pi h_{h_0}/a) + (\pi^2/a^2) \sin^2(\pi h_{h_0}/a)];$$

$$\Phi_{e,m} = 1/[1 + P_{e,m} \operatorname{th}(q_{e,m} 2t_{h_0}/d_{h_0})] - 1/[1 + P_{e,m} \operatorname{cth}(q_{e,m} 2t_{h_0}/d_{h_0})];$$

$$\tau_{e,m} = 1/[\operatorname{ch}(q_{e,m} 2t_{h_0}/d_{h_0}) + P_{e,m} \operatorname{sh}(q_{e,m} 2t_{h_0}/d_{h_0})]^2 + 1/[\operatorname{sh}(q_{e,m} 2t_{h_0}/d_{h_0}) + P_{e,m} \operatorname{ch}(q_{e,m} 2t_{h_0}/d_{h_0})]^2;$$

$$P_e = 1,041; q_e = 1,202; P_m = 1,729; q_m = 0,92.$$

Не менее сложны и формулы для других коэффициентов влияния. Поэтому удобнее воспользоваться рассчитанным по этим формулам графиком для коэффициентов влияния, приведенным на рис. 5.2.

Связь технологических погрешностей конструкций волноводных направленных ответвителей и отклонений величин направленности D в аналитическом виде выразить практически невозможно. В связи с этим исследование зависимости D от производственных погрешностей проводится численным методом, например, с помощью ЭВМ [34]. При таком методе исследования может быть решена вероятностная задача и получены статистические значения искомых параметров ответвителя.

В отдельных случаях конструктивное исполнение направленного ответвителя может оказаться «удобным» для выражения направленности D через геометрические параметры в аналитическом виде. Тогда определение зависимости D от погрешностей изготовления конструктивных элементов не вызывает затруднений.

Пример. Требуется определить связь направленности D коаксиального направленного ответвителя с погрешностью установки петли связи (см. рис. 5.1, а). Ответвитель рассчитан на $D_0 = 35$ дБ и имеет конструктивные размеры $d_n = 1$ мм, $h_n = 1,5$ мм.

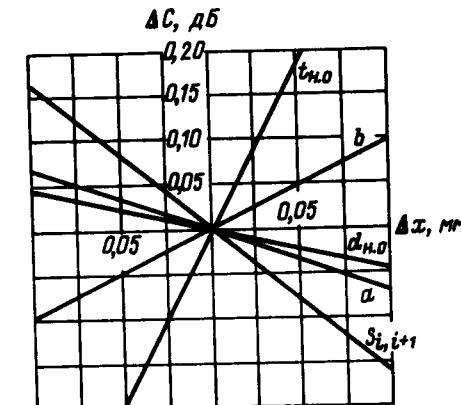


Рис. 5.2. Влияние производственных погрешностей конструктивных параметров на переходное ослабление волноводного направленного ответвителя.

В работе [43] получено выражение для приращения направленности в зависимости от смещения петли связи

$$\Delta D = -20 \lg \{1 + 10^{D_0/20} / [d_n \sqrt{(2h_n/d_n)^2 - 1} - \operatorname{arch}(2h_n/d_n)]\} \Delta h_n. \quad (5.2)$$

По формуле (5.2) вычислен коэффициент влияния, который для заданных значений параметров оказался равным $S_h(D) = -35,2 \text{ дБ/мм}$.

Трудности точностного анализа направленных ответвителей возрастают, если требуется обеспечение радиотехнических параметров в широком диапазоне частот. Анализ конструкций методами функционального или численного исследования может быть при необходимости дополнен данными экспериментальных исследований [37].

Похожую по методам решения задачу представляет собой точностный анализ конструкций и других типов функциональных узлов СВЧ. Из них наибольший интерес для разработчиков представляют фильтры СВЧ, причем самыми употребительными являются конструкции многозвенных фильтров. Анализ конструкций фильтров СВЧ методами функционального исследования затруднителен. Но в отдельных случаях все же удается определить функциональную связь выходных параметров фильтров с технологическими погрешностями выполнения их конструкций.

Пример. Определим влияние погрешностей конструктивных параметров волноводного полосового фильтра на его коэффициент отражения Γ . Конструкция фильтра (два соседних звена) схематично показана на рис. 5.3; звенья являются резонансными диафрагмами и связаны между собой с помощью отверстий в тонких перегородках.

Воспользуемся результатами работы [44]. Коэффициенты отражения звеньев фильтра зависят от погрешностей изготовления конструкции вследствие изменения нагруженной добротности звеньев

$$\Gamma_i = \Delta Q_{n_i} / 2Q_{n_i}. \quad (5.3)$$

Коэффициент влияния высоты окна диафрагмы для крайних звеньев фильтра равен

$$S_b(\Gamma) = (1 + \cos 2kb) / 2 [b + (\sin 2kb) / 2k] - 2k [\cos kb - \cos(\pi a'/2a) \cos k(a'/2 - b)] / [\sin kb [\sin k(a'/2 + b) - \sin(a'/2) \cos(\pi a'/2a)]], \quad (5.4)$$

где b – высота окна; a – ширина окна; a' – ширина эквивалентного прямоугольного окна номинальной высоты, имеющего равный с реальным окном периметр.

Выражения для коэффициента влияния ширины окна диафрагмы более сложно, чем (5.4). Влияние погрешности расположения штыря учитывается коэффициентом

$$S_l(\Gamma) = 6,28 \sqrt{1 - (a' + a'')^2 / \lambda^2} / (a' + a''), \quad (5.5)$$

где a'' – ширина эквивалентного прямоугольного окна номинальной высоты, имеющего равную с реальным окном площадь.

Аналогичны выражения для коэффициентов влияния средних звеньев фильтра.

При анализе конструкций фильтров СВЧ возникают дополнительные трудности. Они связаны с тем, что функции передачи фильтров зависят от многих параметров: затухания в полосе пропускания α_n , затухания вне полосы пропускания α_s , граничных (нижней и верхней) частот f_n и f_s и т. д. Каждая технологическая погрешность конструкции может быть связана сразу с несколькими параметрами и вызывать соответствующие их отклонения.

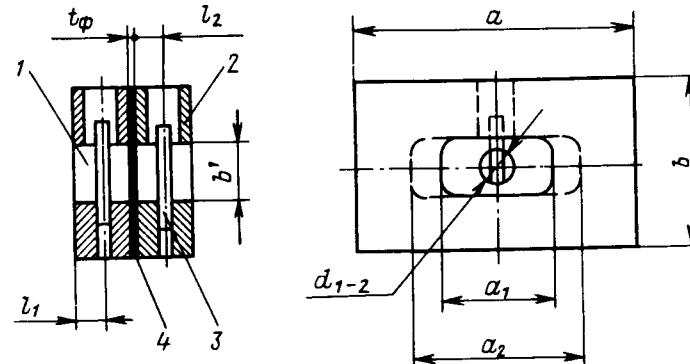


Рис. 5.3. Схематичная конструкция резонансных диафрагм волноводного фильтра:

1 – первая диафрагма; 2 – вторая диафрагма; 3 – регулирующий стержень;
4 – перегородка с окном связи.

Проанализировать искажения функций передачи фильтров и определить приращение параметров можно с помощью выражения для рабочего затухания. Рабочее затухание полиномиального фильтра с чебышевской функцией передачи, в частности, связано с элементами волновой матрицы передачи следующей зависимостью:

$$\alpha(\Omega) = 10 \lg |T_{11}^{(n)}|^2, \quad (5.6)$$

где Ω – нормированная частота; n – число звеньев (класс) фильтра.

Элементы волновой матрицы передачи выражаются через элементы классической матрицы передачи, а затем – через схемные параметры фильтра-прототипа. Тогда формула для элемента волновой матрицы трехзвенного фильтра получается в виде

$$T_{11}^{(3)} = (A_{11}^{(3)} + A_{12}^{(3)} + A_{21}^{(3)} + A_{22}^{(3)}) / 2 - \{[2 - \Omega^2(p_1 p_2 + p_2 p_3 + p_1 p_2 r) + r] + j\Omega [p_1 + p_2 + p_3 + p_2 r - \Omega^2 p_1 p_2 p_3]\} / 2, \quad (5.7)$$

где p_i – нормированные величины схемных параметров; r – нормированное сопротивление нагрузки.

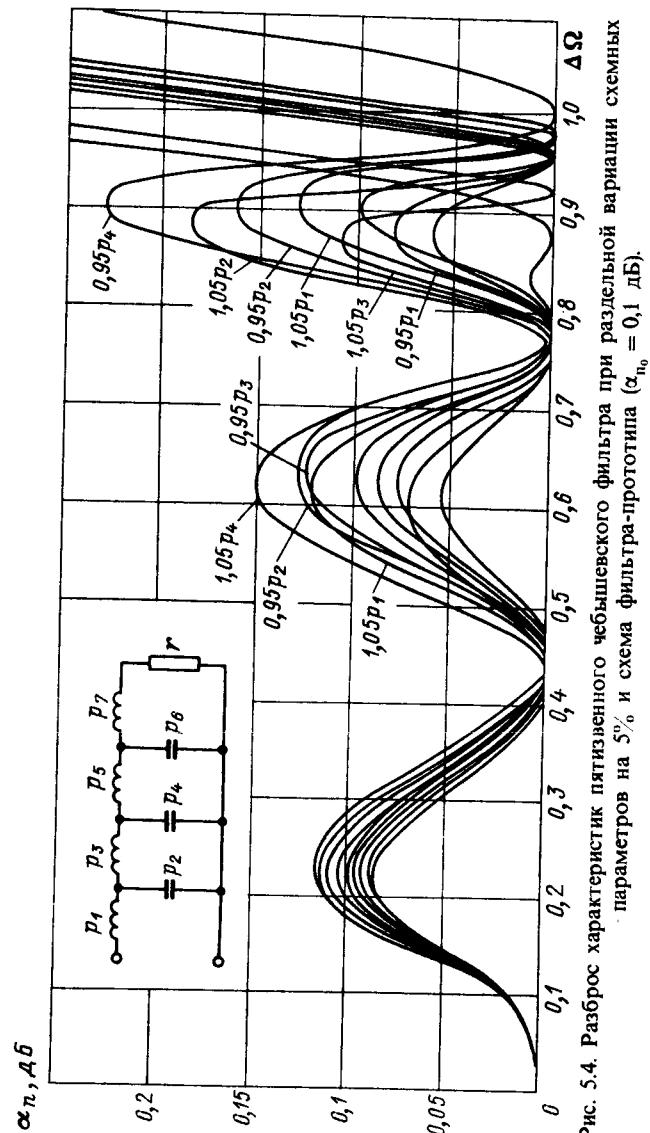


Рис. 5.4. Разброс характеристик пятизвенного чебышевского фильтра при раздельной вариации схемных параметров на 5% и схема фильтра-прототипа ($\alpha_{n_0} = 0,1$ дБ).

Выражение (5.7) довольно громоздко, хотя фильтр имеет небольшое число звеньев. При увеличении числа звеньев зависимости резко усложняются.

Приращения рабочего затухания фильтров в зависимости от погрешностей схемных и, следовательно, конструктивных параметров могут быть определены на основе формул вида (5.6) и (5.7).

Решение задачи облегчается применением численного метода анализа и использованием ЭВМ.

Пример. Рассмотрим влияние погрешностей схемных параметров на искажения функции передачи пятизвенного чебышевского фильтра. По формуле (5.6) рассчитаны функции рабочего затухания фильтра при пятипроцентных отклонениях схемных параметров. На рис. 5.4 приведено семейство расчетных функций передачи для пятизвенного фильтра и схема фильтра-прототипа. Характер искажений амплитудно-частотных характеристик в полосе пропускания позволяет заключить, что:

а) влияние погрешностей схемных параметров (а значит, и конструктивных) сказывается в основном на краях полосы пропускания;

б) наиболее сильное искажение функций передачи (и наибольшее приращение выходных параметров) вызывают погрешности средних звеньев фильтров.

Связь выходных параметров фильтров, направленных ответвителей и других функциональных узлов СВЧ с технологическими погрешностями выполнения их конструкций существенно зависит от уровня потерь в токонесущих поверхностях колебательных систем, т. е. от чистоты поверхностей или фактической поверхностной проводимости материала.

Формулы для расчета отклонений затухания и изменения ширины полосы пропускания полосовых фильтров в зависимости от величины потерь получены в работе [24]. Для затухания имеется соотношение

$$\Delta \alpha_{n \max} / \alpha_{n_0} \approx 2\delta f_0 \{1/\text{sh}(\beta/n) - \text{arctg}[1/\text{sh}(\beta/n)]\} / \pi \Delta \Omega_0, \quad (5.8)$$

где δ – относительное приращение потерь в элементах фильтра; $\Delta \Omega_0$ – нормированная полоса пропускания; $\beta = \text{arctg}(1 / \sqrt{\alpha_{n_0}^2 - 1})$; α_{n_0} – расчетное затухание фильтра в полосе пропускания.

Относительное изменение ширины полосы пропускания на уровне пульсаций дается зависимостью

$$\Delta \Omega / \Delta \Omega_0 \approx -2\delta f_0 \alpha_{n_0}^2 \{1/\text{sh}(\beta/n) - \text{arctg}[1/\text{sh}(\beta/n)]\} / \pi n \Delta \Omega_0 \sqrt{\alpha_{n_0}^2 - 1}. \quad (5.9)$$

Выходные радиотехнические параметры функциональных узлов СВЧ связаны и с потерями в местах соединения деталей их колебательных полостей. Определение взаимосвязи отклонений параметров и величины потерь в контактах (контактного сопротивления R_k) производится, как правило, путем экспериментального исследования конструкций.

§ 5.3. Уравнения производственных погрешностей функциональных узлов СВЧ

Связь погрешностей радиотехнических параметров функциональных узлов СВЧ и технологических факторов, влияющих на конструктивные параметры, выражается, как и для резонаторов СВЧ, уравнениями погрешностей вида (4.5). Удобно применять раздельное рассмотрение узлов, выполненных на отрезках передающих линий различных типов. Поэтому уравнение (4.5) несколько видоизменится

$$\Delta X_{\Sigma} = \sum_i S_{x_i}(X) \Delta x_i + \sum_j S_{x_j}(X) \Delta \chi_j - \Delta X_{\text{пер}}, \quad (5.10)$$

где χ_j — параметр поперечного сечения; $S_{x_j}(X)$ — коэффициент влияния параметров сечения на X .

Для волноводных функциональных узлов уравнение (5.10) записывается, в частности, в виде

$$\Delta X^{(b)} = S_a(X) \Delta a + S_b(X) \Delta b + S_{x_i}(X) \Delta x_i - \Delta X_{\text{пер}}^{(b)}. \quad (5.11)$$

Здесь и в дальнейшем верхний индекс при параметре X означает принадлежность узла к какому-либо конструктивному типу: волноводному (в), коаксиальному (к), полосковому (п). Соответствующие (5.11) выражения полной погрешности параметра X получаются и для конструкций функциональных узлов СВЧ, выполненных на отрезках передающих линий других видов.

По поводу уравнения (5.10) надо заметить, что последнее слагаемое в нем исключается, когда функциональные узлы не имеют элементов регулировки. К таким узлам относятся, в частности, волноводные многодырочные направленные ответвители, волноводные переходы некоторых типов и т. д.; тогда выражение (5.10) имеет вид

$$\Delta X_{\Sigma} = \sum_i S_{x_i}(X) \Delta x_i + \sum_j S_{x_j}(X) \Delta \chi_j. \quad (5.12)$$

Уравнения вида (5.10) и (5.12) в случае анализа конкретных конструкций функциональных узлов СВЧ записываются относительно исследуемого радиотехнического параметра. Так, погрешность переходного ослабления ΔC волноводного направленного ответвителя выражается уравнением

$$\Delta C^{(b)} = S_a(C) \Delta a + S_b(C) \Delta b + \sum_i S_{x_i}(C) \Delta x_i. \quad (5.13)$$

Погрешность направленности ΔD определяется уравнением, учитывающим возможность ее регулировки в направленном ответвителе

$$\Delta D^{(b)} = S_a(D) \Delta a + S_b(D) \Delta b + \sum_i S_{x_i}(D) \Delta x_i - \Delta D_{\text{пер}}^{(b)}. \quad (5.14)$$

Волноводные фильтры обычно имеют конструкцию, предусматривающую возможность регулировки радиотехнических параметров: коэффициента отражения Γ , затухания в полосе пропускания $\alpha_{\text{п}}$, граничных

частот полосы пропускания $f_{\text{п}}$ и $f_{\text{в}}$ и т. д. Погрешности параметров фильтра выражаются уравнениями вида

$$\Delta \Gamma^{(b)} = S_a(\Gamma) \Delta a + S_b(\Gamma) \Delta b + \sum_i S_{x_i}(\Gamma) \Delta x_i - \Delta \Gamma_{\text{пер}}^{(b)}; \quad (5.15)$$

$$\Delta \alpha_{\text{п}}^{(b)} = S_a(\alpha) \Delta a + S_b(\alpha) \Delta b + \sum_i S_{x_i}(\alpha) \Delta x_i + S_{R_{\square}}(\alpha) \Delta R_{\square} + S_{R_k}(\alpha) \Delta R_k - \Delta \alpha_{\text{п}}^{(b)} \text{пер} \quad (5.16)$$

и т. д.

Взаимосвязи погрешностей радиотехнических и конструктивных параметров функциональных узлов СВЧ в коаксиальном и полосковом исполнении описываются уравнениями вида

$$\Delta X^{(k)} = S_{D_k}(X) \Delta D_k + S_{d_k}(X) \Delta d_k + \sum_i S_{x_i}(X) \Delta x_i - \Delta X_{\text{пер}}^{(k)}; \quad (5.17)$$

$$\Delta X^{(n)} = S_n(X) \Delta H + S_w(X) \Delta W + S_t(X) \Delta t + \sum_i S_{x_i}(X) \Delta x_i - \Delta X_{\text{пер}}^n. \quad (5.18)$$

Эти уравнения, так же как и (5.11), рассматриваются применительно к каждому из исследуемых радиотехнических параметров.

Коэффициенты влияния в уравнениях (5.13)–(5.16), а также в уравнениях для коаксиальных, полосковых и других функциональных узлов СВЧ определяются рассмотренными в гл. 1 методами.

§ 5.4. Расчет производственных допусков конструкций функциональных узлов СВЧ

Производственные допуски конструкций функциональных узлов СВЧ, собираемых без регулировки радиотехнических параметров (с полной взаимозаменяемостью деталей), определяются в соответствии с уравнением погрешностей (5.12) по формуле

$$\delta(X) = \sqrt{\sum_i S_{x_i}^2(X) \delta_{\text{пп}}^2(x_i) + \sum_j S_{x_j}^2(X) \delta_{\text{пп}}^2(x_j)}. \quad (5.19)$$

Из формулы (5.19) получаются расчетные выражения для допусков на параметры конкретных конструкций узлов СВЧ. Так, допуски на переходное ослабление волноводного направленного ответвителя, на ослабление в полосе пропускания коаксиального фильтра выражаются следующими формулами:

$$\delta(C)^{(b)} = \sqrt{\sum_i S_{x_i}^2(C) \delta_{\text{пп}}^2(x_i) + S_a^2(C) \delta_{\text{пп}}^2(a) + S_b^2(C) \delta_{\text{пп}}^2(b)}; \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} \delta(\alpha_{\text{п}})^{(k)} = & \sqrt{\sum_i S_{x_i}^2(\alpha) \delta_{\text{пп}}^2(x_i) + S_{D_k}^2(\alpha) \delta_{\text{пп}}^2(D_k)} + \dots \\ & \leftarrow \dots + S_{d_k}^2(\alpha) \delta_{\text{пп}}^2(d_k) + S_{R_0}^2(\alpha) \delta_{\text{пп}}^2(R_0) + S_{R_k}^2(\alpha) \delta_{\text{пп}}^2(R_k). \end{aligned} \quad (5.21)$$

Для функциональных узлов с регулировкой параметров формулы производственных допусков основываются на уравнении погрешностей вида (5.10). Тогда имеем

$$\delta(X) = \sqrt{\sum_i S_{x_i}^2(X) \delta_{np}^2(x_i) + \sum_j S_{x_j}^2(X) \delta_{np}^2(\chi_j)} - \Delta X_{per}. \quad (5.22)$$

В частности, расчетные формулы для допусков на направленность волноводного направленного ответвителя, а также на коэффициент полосового фильтра, имеющих органы регулировки, получаются соответственно в виде

$$\delta(D)^{(n)} = \sqrt{S_a^2(D) \delta_{np}^2(a) + S_b^2(D) \delta_{np}^2(b) + \sum_i S_{x_i}^2(D) \delta_{np}^2(x_i)} - \Delta D_{per}^{(n)} \quad (5.23)$$

и

$$\delta(\Gamma)^{(n)} = \sqrt{S_a^2(\Gamma) \delta_{np}^2(a) + S_b^2(\Gamma) \delta_{np}^2(b) + \sum_i S_{x_i}^2(\Gamma) \delta_{np}^2(x_i)} - \Delta \Gamma_{per}^{(n)}. \quad (5.24)$$

По приведенным формулам производственные допуски на элементы конструкций функциональных узлов, как и для резонаторов СВЧ, определяются последовательной подстановкой величин отклонений, соответствующих возрастающей точности (5 класс, 4 класс и т. д.), до получения заданных допусков на радиотехнические параметры.

При условии кратности или равенства коэффициентов влияния формулы производственных допусков упрощаются. Чаще оказывается возможным задать кратные или равные допуски на конструктивные параметры функционального узла СВЧ, что также приводит к упрощению расчетных формул.

Пример. Требуется определить необходимую точность изготовления волноводного направленного ответвителя 10-сантиметрового диапазона. Заданный допуск на переходное ослабление $\pm 0,1$ дБ; количество отверстий связи — 5; прямоугольный волновод имеет размеры сечения $a = 72$ мм; $b = 34$ мм.

Для расчета воспользуемся формулой (5.20), приравняв $\delta_{np}(a) = \delta_{np}(b) = \delta_{np}(h_{n,o}) = \delta_{np}(d_{n,o}) = 2\delta_{np}(t)$ (см. рис. 5.1, 2). Коэффициенты влияния определим по графику рис. 5.2: $S_a(C) = 0,67$ дБ/мм; $S_b(C) = 1$ дБ/мм; $S_h(C) = 1,5$ дБ/мм; $S_d(C) = 0,5$ дБ/мм; $S_t(C) = 3,64$ дБ/мм. Тогда из (5.20) получим

$$\begin{aligned} \delta_{np}(t) &= \delta(C) / \sqrt{2S_a^2(C) + 2S_b^2(C) + 2S_h^2(C) + 10S_d^2(C) + S_t^2(C)} = \\ &= 0,1 / \sqrt{2(0,67)^2 + 2(1)^2 + 2(1,5)^2 + 10(0,5)^2 + (3,64)^2} = \pm 0,021 \text{ мм} \end{aligned} \quad (5.25)$$

и

$$\delta_{np}(a) = \delta_{np}(b) = \delta_{np}(h_{n,o}) + \delta_{np}(d_{n,o}) = \pm 0,042 \text{ мм}. \quad (5.26)$$

Рассчитанные производственные допуски показывают необходимость изготовления основных конструктивных элементов направленного ответвителя по 2-му или 3-му классам точности.

Производственные допуски функциональных узлов СВЧ могут быть определены не только по приведенным выше формулам общего вида, но и менее сложным способом, подходящим для рассматриваемого конкретного случая. В частности, если определен разброс параметров функционального узла в зависимости от отдельных технологических факторов, то вычисление суммарного разброса производится по закону суммирования случайных величин

$$\delta(X) = \sqrt{\sum_i \delta^2(X)_i}, \quad (5.27)$$

где $\delta(X)_i$ — разброс радиотехнического параметра X от i -го конструктивного параметра.

Пример. Пусть необходимо рассчитать минимальное значение направленности при изготовлении волноводных направленных ответвителей трехсантиметрового диапазона. Ответители имеют два ряда отверстий связи по 16 отверстий в каждом ряду (см. рис. 5.1, 2).

В работе [42] рассчитаны статистические характеристики для направленного ответвителя при вариации его конструктивных параметров. Расчетные данные приведены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Расчетные характеристики направленности волноводного направленного ответвителя

Конструктивный параметр x_i	$\delta_{np}(x_i)$, мм	D_{oi} , дБ	$\sigma_i(D)$, дБ
$l_{i,i+1}$	0,015	56,35	1,39
	0,03	56,76	3,24
	0,1	58,21	9,12
$d_{n,oi}$	0,025	57,8	6,07
	0,05	58,1	8,59
$t_{n,o}$	0,03	56,22	9,31
	0,05	52,75	9,57
	0,1	47,38	9,65

Задавшись значениями $\delta_{np}(l) = 0,015$ мм, $\delta_{np}(d) = 0,025$ мм и $\delta_{np}(t) = 0,03$ мм, рассчитаем величину суммарного среднеквадратичного отклонения направленности

$$\sigma(D) = \sqrt{\sigma^2(D)_l + \sigma^2(D)_d + \sigma^2(D)_t} = \sqrt{(1,39)^2 + (6,07)^2 + (9,31)^2} = 11,2 \text{ дБ}. \quad (5.28)$$

Отсюда получим минимальное значение направленности

$$D_{min} = D_{0,min} - 3\sigma(D) = 56,22 - 33,6 = 22,62 \text{ дБ}. \quad (5.29)$$

Расчет допусков по формулам, выведенным на основе (5.19), может быть упрощен, если данные, полученные для диапазона значений параметров, представлены в табличном виде.

Пример. Определим необходимую точность изготовления узкополосного семизвездного фильтра на встречных стержнях при допустимой погрешности граничных частот не более 1% и допустимом отклонении затухания в полосе пропускания 0,1 дБ. Фильтр должен работать в пятисанитметровом диапазоне волн: $\alpha_{n_0} = 0,1$ дБ.

Расчетные классы точности изготовления таких фильтров (на основе формул типа (5.19)) приведены в табл. 5.2.

Как следует из табл. 5.2, для обеспечения заданной точности граничных частот изготавливать фильтр требуется с несколько большей точностью, чем для обеспечения заданной точности по затуханию. Эту большую точность и следует выдерживать при изготовлении деталей конструкции.

Таблица 5.2

Классы точности изготовления семизвездных фильтров на встречных стержнях по допустимому отклонению параметров

Интервал, размеров, мм	Допустимое отклонение затухания, дБ				
	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25
1–3	2a–3a	3a–4	4 4–5		5
3–5	3a–4	4–5	5		
6–10	4	5			
10–18	4–5		7-й класс точности и грубее		
18–30	5				
30–5	5–7				
Интервал, размеров, мм	Допустимая погрешность граничных частот, %				
	0,5	1	1,5	2	2,5
1–3	1–3	2a–3a	3–4	3a–5	
3–5	2a–3	3a–4		4–5	
6–10	3–3a	4	4–5	5	
10–18	3a–4	4–5		5–7	
18–30	4	5			
30–5	4–5	5–7	7-й класс точности и грубее		

Формулы производственных допусков функциональных узлов СВЧ используются не только для определения необходимой точности изготовления конструкций, но, как и в отношении резонаторов СВЧ, для установления требуемых пределов регулировки параметров. Так, из формулы (5.22) получим

$$\Delta X_{\text{per}} \geq \sqrt{\sum_i S_{x_i}^2(X) \delta_{np}^2(x_i) + \sum_j S_{x_j}^2(X) \delta_{np}^2(\chi_j)} - \delta(X). \quad (5.30)$$

Возможности реализации полученных соотношений и точность регулировки радиотехнических параметров узлов СВЧ определяются условиями, рассмотренными в § 4.3 и 4.5.

Кроме расчета производственных допусков конструкций узлов СВЧ, важным вопросом является связанное с этим расчетом определение получаемых при изготовлении номинальных значений параметров, т. е. учет производственного смещения центров группирования их отклонений, округление расчетных размеров колебательных полостей узлов СВЧ, несимметричность полей допусков. Как и для резонаторов СВЧ, учет производственного смещения центров группирования отклонений параметров необходим главным образом при единичном или мелкосерийном изготовлении функциональных узлов СВЧ.

Результирующее смещение значений радиотехнических параметров узлов рассчитывается по формуле, аналогичной (4.30),

$$X_\Phi - X_0 = \sum_i \xi_i S_{x_i}(X) \delta_{np}(x_i) + \sum_j \mu_j S_{x_j}(X) \delta_{np}(x_j) + \sum_k \eta_k S_{x_k}(X) \delta_{np}(x_k), \quad (5.31)$$

где X_Φ и X_0 – реализуемое (фактическое) и расчетное значения параметра X .

§ 5.5. Оптимизация конструкций функциональных узлов СВЧ

Возможности оптимизации конструкций функциональных узлов СВЧ по критерию минимальной стоимости изготовления (при обязательном выполнении требований к радиотехническим параметрам) зависят от ряда условий. Главными из них являются: минимальная чувствительность радиотехнических параметров к погрешностям изготовления, позволяющая расширять производственные допуски, и максимальная конструктивно-технологическая простота, способствующая наиболее легкой производственной реализации.

Эти условия разработчик должен иметь в виду уже при выборе общего конструктивного решения узла (так называемого типа конструкции). Однако ввиду отсутствия конкретных рекомендаций в литературе по этому вопросу, выбор разработчика чаще всего основывается на имеющемся у него опыте и интуиции. В ряде случаев это оказывается недостаточным для принятия правильного решения. Тогда выбранный вариант конструкции узла подвергается переработке, что в технике СВЧ сопряжено с длительным временем и большими затратами.

Чтобы облегчить поиск оптимального конструктивного варианта функционального узла СВЧ, рассмотрим некоторые стороны этого

процесса, позволяющие выявить преимущества того или иного конструктивного решения.

Важным моментом при сравнении вариантов конструкции узла СВЧ являются результаты их точностного анализа. Для проведения анализа требуется знать влияние конструктивных погрешностей на радиотехнические параметры узла.

Пример. Пусть необходимо спроектировать полосковый направленный ответвитель с минимальным производственным разбросом величины переходного ослабления. Номинальное значение $C_0 = -20$ дБ.

Точностный анализ конструкций ответвителя приведем для двух вариантов: ответвитель с одной ступенью связи (а) на уровне 20 дБ и ответвитель с двумя последовательными ступенями (б) по 10 дБ (рис. 5.5). В работе [25] показано, что чувствительность переходного

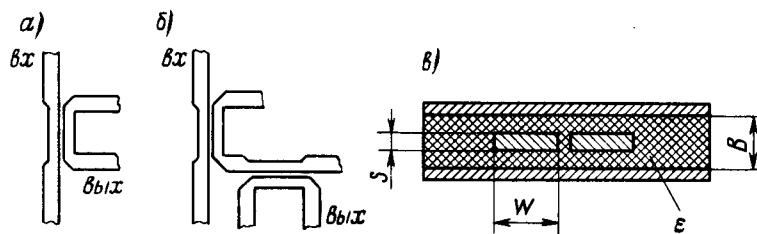


Рис. 5.5. Конструктивная схема полоскового направленного ответвителя.

а – ответвитель одноступенчатый; б – ответвитель двухступенчатый; в – поперечное сечение области связи.

ослабления полосковых направленных ответвителей зависит от уровня номинальной величины C_0 . Рассчитаем разброс переходного ослабления от погрешностей размеров W , S , B для обоих вариантов конструкции, используя зависимости параметров из работы [25] (при $z = 50$ Ом и $\epsilon_d = 2,5$). Для варианта с одной ступенью ответвления имеем

$$\Delta C'_\Sigma = \sqrt{\Delta C_W^2 + \Delta C_S^2 + \Delta C_B^2} = \sqrt{(0,28)^2 + (0,48)^2 + (0,74)^2} = 0,86 \text{ дБ.}$$

Для варианта с двумя ступенями

$$\Delta C''_\Sigma = \sqrt{2(0,22)^2 + 2(0,1)^2 + 2(0,37)^2} = 0,62 \text{ дБ.}$$

Полученные расчетные величины позволяют отдать предпочтение варианту конструкции ответвителя с двухступенчатой связью.

Возможности оптимизации конструкций функциональных узлов СВЧ во многих случаях выявляются при решении вопроса о введении необходимых регулировочных элементов. Регулировка параметров с целью компенсации производственных погрешностей оправдывается только тогда, когда уменьшение стоимости изготовления функционального узла за счет расширения производственных допусков более зна-

чительно, чем дополнительные затраты на изготовление усложненной конструкции и регулировочные работы.

В тех случаях, когда заданная точность радиотехнических параметров узла СВЧ не может быть обеспечена даже при изготовлении конструкции с наивысшей для данного конкретного производства точностью, применение регулировки обязательно. Задача конструктора заключается в правильном выборе принципа регулирования того или иного параметра и определении наиболее подходящих типов регулирующих элементов.

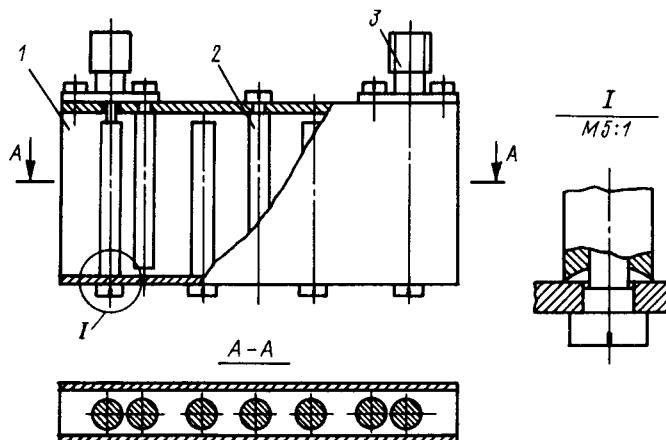


Рис. 5.6. Конструкция полосового фильтра на встречных стержнях.

1 – корпус; 2 – круглые стержни; 3 – разъемы

К элементам регулировки в функциональных узлах СВЧ предъявляется ряд требований, общие из которых следующие: а) количество регулирующих элементов должно быть минимальным; б) диапазон регулирования радиотехнических параметров должен, как правило, удовлетворять неравенству (5.30).

Оптимизация конструкций функциональных узлов СВЧ может быть достигнута путем использования конструктивных решений, позволяющих уменьшать регулирующие погрешности изготовления за счет рационального формообразования входящих в конструкцию узла деталей и повышения технологичности деталей и конструкции в целом.

Пример. Требуется выбрать вариант конструкции фильтра на встречных стержнях, который должен иметь минимальные потери в полосе пропускания.

Как было показано (см. рис. 5.4), для уменьшения потерь в полосе пропускания фильтра важно, чтобы погрешности изготовления были невелики. Кроме того, потери в токонесущих поверхностях и соедине-

ниях деталей также следует свести к минимуму. Исходя из этого, среди возможных вариантов конструкций фильтра ряд преимуществ имеет конструкция с круглыми стержнями, закрепленными в корпусе из волноводной тянутой трубы (рис. 5.6). В этой конструкции обеспечивается достаточно точное взаиморасположение стержней расточкой посадочных отверстий от одной базы; цилиндрическая форма стержней позволяет максимально повысить точность поперечного сечения и чистоту поверхностей; внутренняя поверхность волноводной трубы имеет высокую чистоту; протяженность линий контакта стержней с корпусом уменьшена; легко осуществляется компенсация погрешностей путем подбора диаметров некоторых стержней.

Глава 6 РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ АНТЕНН СВЧ

§ 6.1. Расчет производственных допусков зеркальных антенн СВЧ

В зеркальных антенах встречается два вида производственных погрешностей. Во-первых, это систематические погрешности, связанные с монотонными искажениями формы зеркала и искажениями при неправильном монтаже облучателя относительно отражателя. В определенной степени этот вид систематической погрешности поддается компенсации и коррекции в процессе настройки. Теория вопроса и производственные рекомендации по коррекции систематических погрешностей изготовления и сборки зеркальных антенн достаточно подробно рассмотрены в отечественной и зарубежной литературе.

Ко второму виду производственных погрешностей относятся случайные погрешности (отклонения) формы отражателя относительно идеального расчетного профиля. Этот вид производственных погрешностей также детально исследован отечественными и зарубежными авторами.

Обобщенные результаты статистической теории зеркальных антенн сводятся к следующим важным для практики положениям. Случайные фазовые погрешности в апертуре зеркальной антенны способны только ухудшить фактические ее характеристики по сравнению с расчетом. Появляющиеся при этом поля рассеяния уменьшают усиление антенны в направлении оси главного лепестка. За счет перераспределения мощности между главным лепестком и боковыми появляется дополнительный фон, и как результат этого растет уровень бокового излучения и ширина лепестка. Изменения в диаграмме направленности зеркальной антенны в связи с большим числом случайно ориентированных по своему максимальному направлению излучения элементарных полей рассеяния оказываются практически симметричными, т. е. направление главного излучения антенны остается неизменным. Фактически получающиеся характеристики зеркальной антенны связаны со случайной производственной погрешностью ее профиля через среднеквадратическое

отклонение фазы в раскрыве $\sigma_{\Delta\psi}$. Напомним взаимосвязь между $\sigma_{\Delta\psi}$ и величиной относительного допуска $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0)$

$$\delta_{\text{отн}}(\lambda_0) = \sigma_{\Delta\psi}/360x, \quad (6.1)$$

где x — вероятностный коэффициент, выбираемый из табличных значений интеграла вероятности, определяющий доверительность расчета и возможный процент брака.

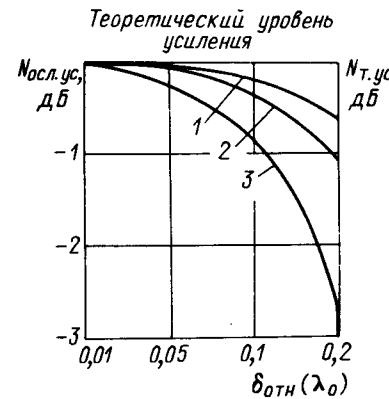


Рис. 6.1. Зависимость величины ослабления усиления от значения относительного допуска на фазу поля в раскрыве антены.

1 — с достоверностью расчета 90% (брек на более 10%); 2 — с достоверностью расчета 99% (брек не более 1%); 3 — с достоверностью расчета 99,9% (брек не более 0,1%).

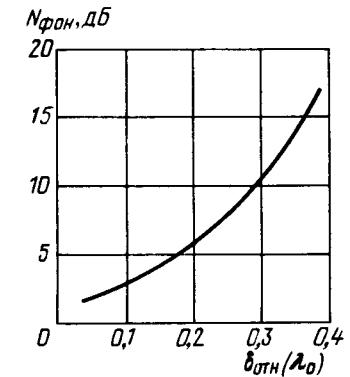


Рис. 6.2. Зависимость величины дополнительного фона бокового излучения от значения относительного допуска при доверительности расчета 99%, т. е. при гарантировании брака не более 1%.

При отсутствии корреляции между случайными погрешностями изготовления отражателя ослабление в усиливии может быть определено по следующей приближенной формуле:

$$KU_{\text{а.осл.}} \approx KU_{\text{т.}} (\delta_{\text{отн}})^2, \quad (6.2)$$

где $KU_{\text{т.}}$ — теоретическое усиление антены; $\delta_{\text{отн}}$ — относительный допуск на фазу поля в раскрыве.

Графиками, приведенными на рис. 6.1, проиллюстрирована зависимость $N_{\text{осл.ус.}}$ в децибелах в функции значения величины $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0)$. Действительный уровень бокового излучения зеркальной антенны $N_{\text{д.бок}}$, дБ, в зависимости от значения $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0)$ можно рассчитать по следующей приближенной формуле [14, 34]:

$$N_{\text{д.бок}} \approx 10 \lg \left[\text{anti lg} \left(\frac{N_{\text{т.бок}}}{10} \right) + \frac{(\text{КИП}) \delta_{\text{отн}}(\lambda_0)}{x} \right], \quad (6.3)$$

где $N_{t,бок}$ – теоретический уровень боковых лепестков, дБ; КИП – коэффициент использования поверхности раскрыва.

На рис. 6.2 показана зависимость величины дополнительного «фона» $N_{фон}$, дБ, найденная для случая, когда КИП ≈ 1 и принятая доверительность расчета 99% ($x = 2,6$). Действительную ширину главного лепестка антенны $\theta_{т,gl}$ в зависимости от $\delta_{отн}(\lambda_0)$ можно найти из приближенного выражения

$$\theta_{т,gl}^0 \approx \theta_{т,gl} / \sqrt{1 + (КИП) \delta_{отн}(\lambda_0) / x}, \quad (6.4)$$

где $\theta_{т,gl}^0$ – теоретическая ширина главного лепестка антенны в предположении идеального выполнения профиля зеркала.

Неточность выполнения зеркала проявляется дважды – при падении электромагнитной волны на отражатель и отражении от нее, поэтому для зеркальной антенны «электрическая размерная цепь», составляемая для расчета производственного допуска, оказывается

$$\delta_{отн}(\lambda_0) = 2(\delta_{пр} / \lambda_0), \quad (6.5)$$

где $\delta_{пр}$ – производственный допуск на профиль отражателя. В этой связи оказывается удобным для практики производства использовать результаты статистики зеркальных антенн, обработанные в виде системы графиков (рис. 6.3).

Пример. Пусть необходимо назначить производственный допуск на выполнение отражателя зеркальной антенны РЛС, работающей на волне $\lambda_0 = 3$ см таким образом, чтобы потери в усиении не превышали 3 дБ. Обращаясь к рис. 6.3, на котором зависимость (6.5) уже учтена, получаем $\delta_{пр} \leq 2$ мм и $\delta_{пр max} \leq 5,2$ мм. Таким образом, с ошибкой в расчетах не более 1% (выбирая $x = 2,6$ и тем самым гарантируя 99 годных зеркальных антенн из 100) производственный допуск на изготовление отражателя следует установить равным $\delta_{пр} \leq \pm 2$ мм.

Следует заметить, что при точностном анализе многозеркальных антенн с успехом можно пользоваться расчетными соотношениями (6.2) – (6.8) и графиками, приведенными на рис. 6.1, 6.2, 6.3, полученными для случая однозеркальных антенн. Но при этом следует иметь в виду, что каждый отражатель в многозеркальной антенне из-за погрешностей выполнения будет давать свой вклад в результатирующую среднеквадратическую фазовую погрешность поля в раскрыве зеркала.

Пример. При сохранении требований к потерям усиления зеркальной антенны, рассмотренной в предыдущем примере, установим производственные допуски на изготовление зеркал антенны для случая ее конструкции в виде двухзеркальной системы Кассегрэйна. Предполагая, что погрешность производственного выполнения обоих зеркал будет одинаковой, т. е. $\delta_{пр,1} = \delta_{пр,2}$, а ошибки в профилях зеркал носят случайный характер, можно составить «электрическую размерную цепь»: $\delta_{пр} = \sqrt{\delta_{пр,1}^2 + \delta_{пр,2}^2} = \sqrt{2}\delta_{пр(1,2)} = \delta_{пр(1,2)}\sqrt{2}$. Величина $\delta_{пр}$, находящая из

графиков, приведенных на рис. 6.3, по-прежнему равна 2 мм, но в конструкции двухзеркальной антенны представляет собою замыкающее звено размерной цепи, состоящей из двух размерных звеньев. Тогда

$$\delta_{пр(1,2)} = \delta_{пр}/\sqrt{2} \leq \pm 1,3 \text{ мм.}$$

Рассмотренная методика расчета производственных допусков двухзеркальных антенн сохраняется и в случае трехзеркальных конструкций. Некоторые усложнения в технике вычисления производственных допусков возникают при неодинаковой производственной точности выполнения отдельных отражателей. Здесь необходимо применять известные способы нахождения различных по величине допусков составляющих звеньев размерной цепи, в ка-

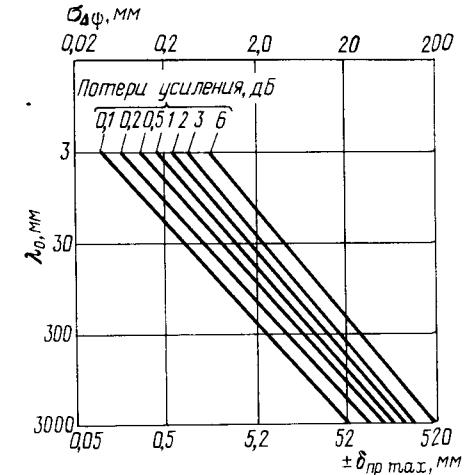


Рис. 6.3. Нормированные графики потерь усиления зеркальных антенн в зависимости от величины среднеквадратической производственной погрешности $\Delta\Psi$ или производственного допуска $\delta_{пр}$ на выполнение профиля отражателя.

честве замыкающего звена которой является величина $\delta_{пр}$, определяемая, например, из графиков, изображенных на рис. 6.1, 6.2, 6.3.

§ 6.2. Расчет производственных допусков линзовых антенн

Все линзовые антенны являются антennами дифракционного типа. Принцип действия всех конструктивных типов линзовых антенн одинаков. В общем случае линзовая антenna состоит из двух основных конструктивных узлов: собственно линзы 1 и ее облучателя 2 (рис. 6.4). Облучатель располагается от освещенной поверхности линзы на определенном расстоянии f , называемом фокусным расстоянием. В качестве облучателей линзовых антенн применяются различные слабо направленные антennы, создающие в телесном угле облучения линзы электромагнитную волну, близкую к сферической. Фазовый центр облучателя совмещается с фокусом линзы. Конструкция собственно линзы представляет собою прозрачное для радиоволн устройство диаметром D , т. е. пропускающее сквозь себя электромагнитное излучение с фазовой скоростью U_f , отличающейся от скорости электромагнитных волн в

воздухе. Иначе говоря, линзу можно представить как радиопрозрачное тело, обладающее коэффициентом преломления

$$n = C/U_\phi \neq 1, \quad (6.6)$$

где C – скорость света в воздухе.

Линза проектируется таким образом, чтобы за счет разности фазовой скорости электромагнитной волны в воздухе и линзе сферическую волну облучателя преобразовать на теневой стороне линзы в плоскую (см. рис. 6.4). Электромагнитное поле на освещаемой и теневой сторонах линзы, а также поле внутри линзы принято определять методами геометрической оптики.

Различают следующие основные конструктивные модификации линзовых антенн, наиболее широко применяемых в СВЧ технике.

1. Диэлектрические линзы, для которых фазовая скорость

$$U_\phi = C/\sqrt{\epsilon_d}, \quad (6.7)$$

а коэффициент преломления равен

$$n = C/U_\phi = \sqrt{\epsilon_d} > 1. \quad (6.8)$$

Линзы из диэлектрика идентичны оптическим линзам и являются замедляющими. Поэтому обычно линзовыe антенны выпуклы (см. рис. 6.4). Среди диэлектрических линз различают линзы с гладкой освещенной поверхностью и так называемые «зонированные» линзы, которые обладают худшими частотными свойствами, чем обычные, но зато имеют меньшие габариты и массу, а главное – в рабочем диапазоне имеют лучшие характеристики согласования и передачи. Ограничено применение находят варианты диэлектрических линз с неодинаковым коэффициентом преломления – это линзы, составленные из диэлектрических материалов с различной величиной проницаемости, а также из одного диэлектрика, но различной удельной плотности.

2. Металлопластинчатые и волноводные линзы конструктивно представляют собою соответственно набор плоскопараллельных металлических пластин или волноводов. Если a – расстояние между пластинами или узкими стенками волновода, то коэффициент преломления такой линзы равен

$$n = \sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2} < 1. \quad (6.9)$$

(При векторе поля E , перпендикулярном пластинам).

Поэтому металлопластинчатые и волноводные линзы – ускоряющие, так как для них $U_\phi > C$, они, как правило, вблизи оси имеют меньшую протяженность волноводов, чем на краях конструкции.

3. К прочим конструктивным модификациям линзовыe антенны, весьма редко используемых в СВЧ-технике, относят линзы из искусственного диэлектрика, радиолинзы из проволочных сеток и металлических пластин с отверстиями различной формы,

металловоздушные линзы, а также значительное число линзовых антенн СВЧ специального назначения и довольно сложной конструкции, например, Люнеберга для широкоугольного качания луча и др.

Первая предпосылка к расчету допустимых производственных погрешностей линзовых антенн состоит в том, что для конструкторско-технологического расчета допустимых погрешностей линзовой антенны как для антенн дифракционного типа можно использовать главные исходные формулы (6.2), (6.3), (6.4), а также графики, приведенные на рис. 6.1, 6.2 и 6.3, полученные для зеркальных антенн.

Второй предпосылкой является возможность представить линзовую антенну в виде многоканального устройства СВЧ, на выходе которого должно быть сформировано электромагнитное поле с определенными фазовыми и амплитудными характеристиками (рис. 6.5). На рисунке $\Psi(D)$ –

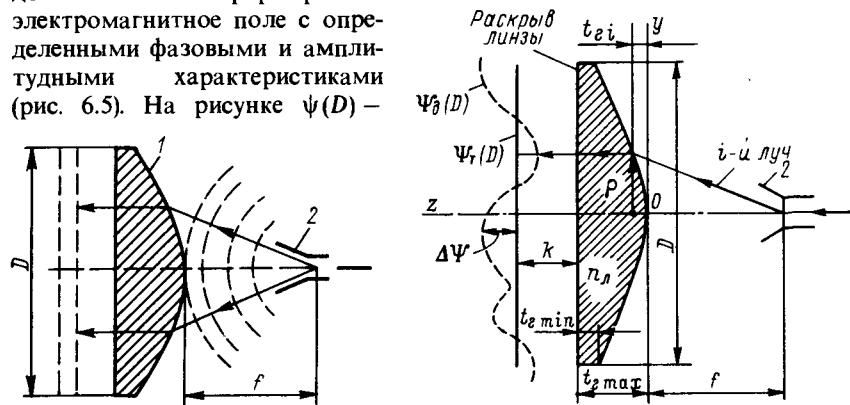


Рис. 6.4. Основные узлы и принцип действия линзовой антенны.

теоретическое распределение фазы поля в раскрыве, соответствующее случаю идеального изготовления, а через $\Psi_i(D)$ обозначено распределение, соответствующее изготовлению линзовой антенны с производственными погрешностями. Фазовая погрешность $\Delta\psi$ в раскрыве или ее среднеквадратическое значение $\sigma_{\Delta\psi}$ принимается за исходный и единственный параметр, связывающий ухудшение характеристик излучения антенны (ее КУ_а, ДН_а и КНД_а) в дальней зоне с погрешностями выполнения конструкций узлов и погрешностями сборки линзы.

Третья предпосылка к точностному анализу линзовых антенн заключается в возможности для конкретной конструкции линзы составить и решить электрическую размерную цепь, и тем самым получить аналитические выражения, связывающие погрешности изготовления и сборки конструкции линзы с получающимися при этом отклонениями фазового фронта от расчетного. Пусть (см. рис. 6.5) ρ – расстояние от оси до точки на освещенной поверхности линзы, t_{ii} – геометри-

ческая толщина линзы для этой же координаты по оси ОУ, а n_d — коэффициент преломления линзы. Допустим также, что максимальная толщина линзы невелика или линза сконструирована так, что все лучи в ней идут параллельно оси и фокусное расстояние f превышает $0,6(D - \text{раскрытие линзы})$. Тогда выражение для длины электрического пути некоторого i -го луча линзы от фокуса до ее раскрыва будет

$$L_{\text{эл}i} = (\rho^2/2f) - (1 - n_d)t_{ri} + k, \quad (6.10)$$

где k — постоянная величина.

Линза проектируется так, чтобы электрические длины всех частных лучей были одинаковы или отличались на 2π (для зонированных линз).

Без выводов запишем обобщенное выражение для расчетов максимальной разницы толщины произвольной линзы (см. рис. 6.5) [14, 21]

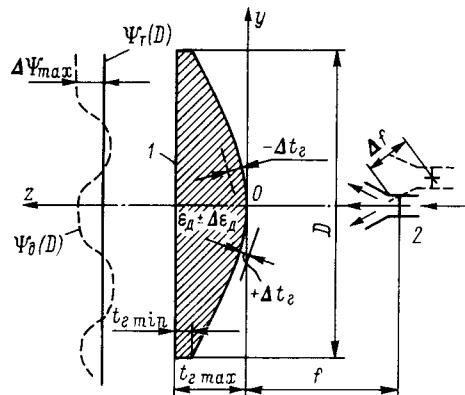


Рис. 6.6. К расчету производственных допусков на конструкцию диэлектрической линзовой антенны.

$$t_{r\max} - t_{r\min} \approx \begin{cases} \frac{D}{2F(1 - n_d)} & \text{(незонированная линза)} \\ \frac{\lambda_0}{|1 - n_d|} & \text{(зонированная линза),} \end{cases} \quad (6.11)$$

где $F = f/D$ — фокальное число. Из-за конструкционных погрешностей изготовления узлов линзы, девиации свойств диэлектриков и ошибок сборки линзы появляются ошибки в электрических длинах путей, проходящих различными лучами. В исходные формулы (6.10) и (6.11) входят два параметра — n_d и t_{ri} , раскрыть которые возможно только, зная конкретную конструкцию линзы. Поэтому технику расчета производственных допусков рассмотрим отдельно для диэлектрических, металлопластинчатых и волноводных радиолинз.

Дифференцируя формулу (6.10), получим зависимость величины фазовой погрешности электромагнитного поля в раскрытии от ошибок конструктивных параметров диэлектрической линзовой антенны (рис. 6.6). В конечном виде значение фазовой погрешности в раскрытии диэлектрической линзы в функции изменения отдельных конструктивных

параметров представим как систему частных зависимостей. Учитывая, что для диэлектрической линзы $n_d = \sqrt{\epsilon_d}$, получим зависимость

$$\Delta\psi(\Delta\epsilon_d) \approx 360^\circ \frac{D(\sqrt{\Delta\epsilon_d})}{8\lambda_0 F(\sqrt{\epsilon_d} - 1)}, \quad (6.12)$$

где ϵ_d — номинальное значение диэлектрической проницаемости материала линзы. Если $\Delta\psi_{\text{доп}}$ — допустимое изменение фазы поля в раскрытии линзы, то производственный допуск на девиацию диэлектрической проницаемости материала линзы можно рассчитывать по формуле

$$\delta_{\text{пр}}(\epsilon_d) \leq \pm \sqrt{\frac{\Delta\psi_{\text{доп}}}{360^\circ} \frac{8\lambda_0 F(\sqrt{\epsilon_d} - 1)}{D}}, \quad (6.13)$$

причем в формуле (6.13) и далее $\Delta\psi_{\text{доп}}$ измеряется в градусах. Зависимость фазовой погрешности $\Delta\psi$ от ошибки на геометрическую толщину линзы в произвольном i -м ее сечении Δt_r (см. рис. 6.6) получим в виде

$$\Delta\psi(\Delta t_r) \approx 360^\circ \frac{(\sqrt{\epsilon_d} - 1)\Delta t_r}{\lambda_0} A, \quad (6.14)$$

где A — коэффициент, определяемый по формуле $A = 1 + t_{ri}/t_{r\max}$ [см. (6.11)]. Для заданного значения $\Delta\psi_{\text{доп}}$ производственный допуск на геометрическую толщину линзы в i -м ее сечении следует рассчитывать по формуле

$$\delta_{\text{пр}}(t_{ri}) \leq \pm \left| \frac{\Delta\psi_{\text{доп}}\lambda_0}{360^\circ (\sqrt{\epsilon_d} - 1) A} \right|. \quad (6.15)$$

Погрешность при монтаже облучателя вблизи истинного фокуса Δf (см. рис. 6.6) приведет к систематическим фазовым ошибкам в раскрытии линзы. Зависимость $\Delta\psi_{\text{ макс}}$ от Δf следующая:

$$\Delta\psi_{\text{ макс}}(\Delta f) \approx (360^\circ \Delta f)/(8F^2\lambda_0). \quad (6.16)$$

Откуда величина производственного допуска на установку облучателя в зависимости от значения $\Delta\psi_{\text{доп макс}}$ определяется из приближенного равенства

$$\delta_{\text{пр}}(f) \leq \pm |(8\Delta\psi_{\text{доп макс}} F^2 \lambda_0)/360^\circ|. \quad (6.17)$$

Все записанные формулы (6.12) — (6.17) правомерны как для «гладких», так и для зонированных диэлектрических линз.

Пример. Пусть необходимо назначить производственные допуски на изготовление собственно диэлектрической линзы (диэлектрического тела линзы), т. е. найти $\delta_{\text{пр}}(\epsilon_d)$ и $\delta_{\text{пр}}(t_r)$, чтобы падение усиления из-за погрешностей ее изготовления не превышало 1 дБ.

Исходные к точностному расчету параметры линз следующие: $\lambda_0 = 8$ мм; $\epsilon_d = 4$; $F = 1$; $D = 200$ мм; производство серийное, в котором

нет корреляции между случайными технологическими погрешностями; допустимый процент брака не должен превышать 10%. Коэффициент $A \approx 1,5$. По нижней кривой графика, изображенного на рис. 6.1, исходя из условия $N_{\text{осн}} \text{dB} \leq 1 \text{ dB}$, получим значение результирующего относительного допуска $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0) \approx 0,1$. Полагая одинаковыми влияния на фазовую результирующую погрешность линзы девиации свойств диэлектрика ($\pm \Delta \epsilon_d$) и погрешности выполнения толщины линзы ($\pm \Delta t_r$), можно записать уравнение электрической размерной цепи линзы в виде

$$\delta_{\text{отн}}(\epsilon_d) = \delta_{\text{отн}}(t_r) = \sqrt{0,5 \delta_{\text{отн}}^2(\lambda_0)} = \sqrt{0,5 \cdot 0,1} \approx 0,23.$$

Учитывая, что для данного случая $\Delta \Psi_{\text{доп}} = \delta_{\text{отн}} \cdot 360^\circ$ по формулам (6.12) и (6.15) рассчитываем искомые производные допуски на воспроизведение линзы

$$\delta_{\text{пр}}(\epsilon_d) \leq \pm \sqrt{\frac{0,23 \cdot 360^\circ}{360^\circ} \cdot \frac{8 \cdot 8 \cdot 1 (\sqrt{4 - 1})}{200}} \approx \pm 0,36$$

и

$$\delta_{\text{пр}}(t_r) \leq \pm \left| \frac{0,23 \cdot 360^\circ}{360^\circ} \cdot \frac{8}{(\sqrt{4 - 1})} \cdot \frac{1}{1,5} \right| \approx \pm 0,45.$$

Это значит, что допустимая девиация относительной диэлектрической проницаемости не должна превышать $\epsilon_d = 4 \pm 0,36$, а абсолютная погрешность выполнения профиля диэлектрической линзы должна быть не более $\pm 0,45$ мм.

Остановимся теперь на расчете производственных допусков металлопластинчатых и волноводных линз.

Дифференцируя формулу (6.10) с учетом соотношения (6.9), определяющего коэффициент преломления металлопластинчатой и волноводной линз, получим зависимость величины фазовой погрешности электромагнитного поля в раскрыве от ошибок конструктивных параметров линзы (рис. 6.7). В конечном виде значение фазовой погрешности в функции изменения отдельных конструктивных параметров представим как систему частных зависимостей. Обозначения в формулах для расчета производственных допусков на конструкцию металлопластинчатой или волноводной линзы те же, что на рис. 6.7, где конструктивная схема антенны 1 изображена для случая горизонтальной поляризации электромагнитной волны, излучаемой облучателем 2. Зависимость величины фазовой ошибки в раскрыве линзы от погрешности Δa следующая:

$$\Delta \Psi(\Delta a) \approx 360^\circ \frac{D}{8F\lambda_0} \frac{(\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2} + 1)}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}} (|\Delta a|) A, \quad (6.18)$$

откуда производственный допуск на расстояние между пластинами или на больший размер волноводов составит величину

$$\delta_{\text{пр}}(a) \leq \pm \frac{\Delta \Psi_{\text{доп}} 8F\lambda_0 \sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}{360^\circ A D (\sqrt{1 + (\lambda_0/2a)^2} + 1)} \cdot a, \quad (6.19)$$

где $\psi_{\text{доп}}$ – допустимое искажение фазы поля в раскрыве. В формулах (6.18) и (6.19) через коэффициент A учитывается разность набега фазы на участках линзы, имеющих неодинаковую толщину. Погрешность

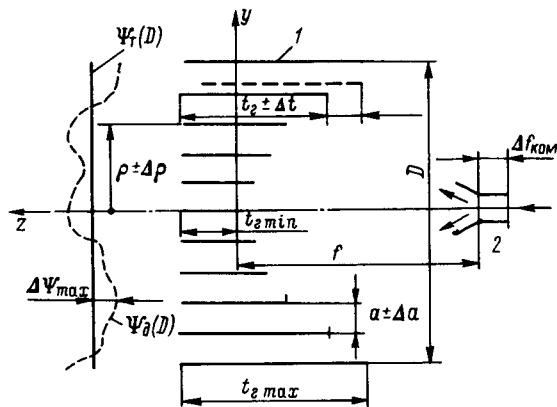


Рис. 6.7. К расчету производственных допусков на конструкцию металлопластинчатой или волноводной линзовой антенны.

выполнения длины пластин (волноводов) дает следующую ошибку фазы поля в раскрыве (см. рис. 6.7):

$$\Delta \Psi(\Delta t_r) \approx 360^\circ (1 - \sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}) \Delta t / \lambda_0. \quad (6.20)$$

Как видно из формулы (6.20), величина фазовой ошибки в раскрыве никак не связана с шириной пластин (или с длиной волноводов), и поэтому назначаемая величина допуска устанавливается без учета фактической длины волноводного канала, т. е.

$$\delta_{\text{пр}}(t_r) \leq \pm \frac{\Delta \Psi_{\text{доп}} \lambda_0}{360^\circ (\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2} - 1)}. \quad (6.21)$$

При сборке металлопластинчатой или волноводной линзы возможны еще два вида ошибок; ошибки при осевом смещении пластин (волноводов) Δz и ошибки за счет поперечного смещения пластин $\Delta \rho$ (см. рис. 6.7). Осевое смещение Δz одной пластины или волновода эквива-

лентно изменению фокусного расстояния и зависит от их фактического расположения относительно оси линзы ρ . Поэтому

$$\Delta\psi(\Delta z) \approx (360^\circ \rho^2 |\Delta z|) / (2f^2 \lambda_0), \quad (6.22)$$

откуда

$$\delta_{np}(z) \leq \pm (\Delta\psi_{\text{доп}} 2f^2 \lambda_0) / (360^\circ \rho^2). \quad (6.23)$$

Поперечное смещение $\Delta\rho$ дает фазовую погрешность в раскрыве линзы, приблизительно равную

$$\Delta\psi(\Delta\rho) \approx (360^\circ \rho |\Delta\rho|) / (f \lambda_0), \quad (6.24)$$

тогда производственный допуск на поперечное смещение следует находить из выражения

$$\delta_{np}(\rho) \leq \pm (\Delta\psi_{\text{доп}} f \lambda_0) / (360^\circ \rho). \quad (6.25)$$

Как видно, наиболее жесткие допуски нужно назначать на монтаж крайних пластин и волноводов, тогда, учитывая, что $\rho = D/2$, формулы (6.23) и (6.25) преобразуем к виду

$$\delta_{np\min}(z) \leq \pm \frac{\Delta\psi_{\text{доп}}}{360^\circ} \cdot 8F^2 \lambda_0 \quad (6.26)$$

и

$$\delta_{np\min}(\rho) \leq \pm \frac{\Delta\psi_{\text{доп}}}{360^\circ} \cdot 2F \lambda_0. \quad (6.27)$$

Если вследствие неточности монтажа пластин или волноводов линзы имеется монотонное увеличение погрешности $\Delta\rho$ с возрастанием ρ , то эту систематическую погрешность можно компенсировать с помощью дефокусировки облучателя. Необходимое для этого осевое смещение облучателя 2 линзы 1 (см. рис. 6.7) рассчитывается из приближенного соотношения

$$\Delta f_{\text{комп}} \approx 4F\Delta\rho_{\max}, \quad (6.28)$$

причем направление компенсационного смещения облучателя должно быть обратным знаку при $\Delta\rho_{\max}$, т. е. для $(\rho + \Delta\rho) > \rho$ облучатель необходимо сдвинуть по оси на $\Delta f_{\text{комп}}$ от линзы.

Специфику точностного анализа металлопластинчатых и волноводных линз проиллюстрируем примером расчета.

Пример. Металлопластинчатая линза с расчетными конструктивными параметрами $D \approx 1000$ мм; $F = 1$; $a = 7$ мм ($\lambda_0 = 8$ мм); $t_{r\max} \approx 500$ мм предполагается к запуску в прецизионном производстве, характеризуем относительным коэффициентом точности $m = 0,001$ [14, 21].

В данном примере следует решить «обратную» точностную задачу, а именно, исходя из известной относительной точности производства и зная конструктивные параметры линзовой антенны, установить ухудшение ее радиотехнических параметров и характеристик. В предположении, что систематические погрешности взаимного монтажа собственно металлопластинчатой линзы и облучателя могут быть скорректированы, рассчитаем вначале абсолютные допуски, с которыми будут

изготавливаться и собираться различные по своим габаритам узлы антенны (если выбранный технологический процесс характеризуется коэффициентом $m = 0,001$), тогда

$$\delta_{np}(a) \leq \pm (ma) = \pm 0,007 \text{ мм};$$

$$\delta_{np}(t_r) \leq \pm (mt_{r\max}) = \pm 0,50 \text{ мм};$$

$$\delta_{np}(z) \leq \pm (mt_{r\max}) = \pm 0,50 \text{ мм},$$

так как погрешность монтажа пластин принимается пропорциональной их длине:

$$\delta_{np}(\rho) \leq [m(\rho_{\max} = D/2)] = \pm 0,50 \text{ мм},$$

так как погрешность установки пластин возрастает при их удалении от оси линзы.

Пользуясь формулами (6.18), (6.20), (6.26) и (6.27), рассчитаем случайные составляющие фазовой ошибки, обусловленные неточностью изготовления или монтажа того или иного элемента конструкции линзы. Опуская промежуточные вычисления, запишем

$$\Delta\psi(\Delta a = \pm 0,007 \text{ мм}) \approx \pm 40^\circ;$$

$$\Delta\psi(\Delta t_r = \pm 0,50 \text{ мм}) \approx \pm 6^\circ;$$

$$\Delta\psi(\Delta z = \pm 0,50 \text{ мм}) \approx \pm 3^\circ;$$

$$\Delta\psi(\Delta\rho = \pm 0,50 \text{ мм}) \approx \pm 24^\circ.$$

Определим результатирующую ошибку фазы электромагнитного поля в раскрыве, применяя правило суммирования взаимонезависимых и случайных погрешностей

$$\Delta\psi_\Sigma = \sqrt{(40^\circ)^2 + (6^\circ)^2 + (3^\circ)^2 + (24^\circ)^2} \approx 48^\circ,$$

что эквивалентно значению $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0)_\Sigma \approx 0,14$. По графику, приведенному на рис. 6.1, найдем величину ослабления усиления, обусловленную технологическими погрешностями $N_{\text{осл.ус}} \approx 0,3$ дБ; по графику, изображенному на рис. 6.2, для значения $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0)_\Sigma \approx 0,14$ установим величину дополнительного увеличения уровня бокового излучения по сравнению с расчетным значением $N_{\text{фон}} \approx 4$ дБ. С помощью формулы (6.4) определим относительное расширение главного лепестка по технологическим причинам (принимая КИП ≈ 1 и $x \approx 1$); расчет показывает, что ширина главного лепестка по сравнению с теоретическим значением увеличивается на 12%.

§ 6.3. Расчет производственных допусков конструкций антенных решеток

Сейчас теория точности антенных решеток детально разработана. Следует отметить исследования по статистике антенных решеток советского ученого Я. С. Шифрина [45]. В разработку общей теории антенных решеток, в том числе и фазированных антенных решеток (ФАР), а также в исследование влияния погрешностей фазирования на характеристики излучения ФАР, большой вклад внесли работы

Вендика О.Г. [6] и коллектива зарубежных авторов [2]. По теории антенных решеток и теории ФАР имеется большое число отечественных и зарубежных авторов. Во всех этих работах, как правило, исследуются вероятностные зависимости между фазовыми погрешностями в раскрыве или в системах фазирования и управления лучом на характеристики излучения решеток. Все они могут быть использованы в качестве теоретической базы для расчета производственных допусков конструкций решеток различного типа.

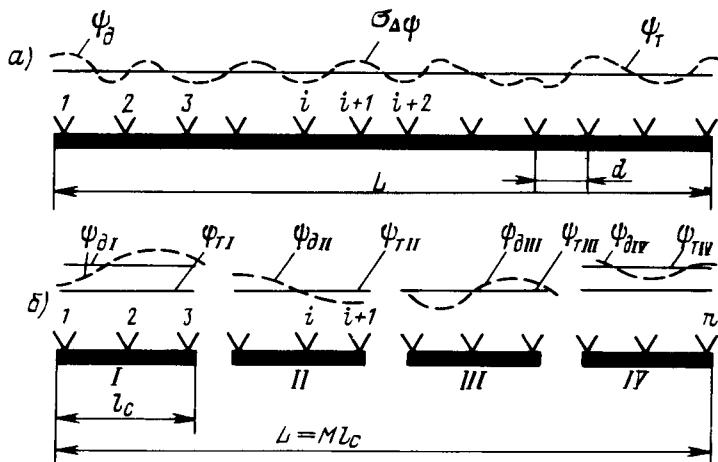


Рис. 6.8. Схема антенной решетки: эквидистантной сплошной а и равноразмерной секционированной б.

Техника расчета производственных допусков антенных решеток имеет ярко выраженную специфику. Целесообразно записать без выводов и затем с позиций конструктора-технолога обсудить основные теоретические соотношения по статистике линейных антенных решеток и ФАР, а методику инженерного расчета производственных допусков показать на примерах.

Рассмотрим два, наиболее часто встречающихся случая в практике антенных решеток. Один из них – вариант линейной эквидистантной решетки длиной L , составленной из n излучателей со случайными фазовыми погрешностями возбуждения излучателей ψ_θ по длине (рис. 6.8, а). Второй вариант – секционированные антенные решетки той же общей длины L , с тем же общим числом излучателей n , у которой в каждой из M секций те же фазовые погрешности случайны и независимы в пределах секции, но периодически коррелированы по секциям (рис. 6.8, б).

Основываясь на результатах теоретических работ [2, 6, 45], запишем основные теоретические соотношения, устанавливающие вероятностные

зависимости между случайными фазовыми погрешностями и главными характеристиками излучения решетки. Коэффициент усиления синфазной антенной решетки без активных потерь может быть рассчитан по следующей приближенной формуле:

$$KU_{ap(t)} \approx \frac{2L}{\lambda_0} (\text{КИД}), \quad (6.29)$$

где КИД – коэффициент использования длины антенны (для технологических расчетов можно принять КИД ≈ 1).

Формула для расчета ослабления в усиении антенной решетки $KU_{ap osc}$, вызванного двумя причинами – фазовыми погрешностями в пределах секции $\sigma_{\Delta\psi}$ и фазовыми погрешностями между секциями $\sigma_{\Delta\psi_c}$ в приближенной записи (см. рис. 6.8, б) имеет вид

$$KU_{ap osc} \approx KU_{ap(t)} \left[\sigma_{\Delta\psi}^2 - \frac{|\sigma_{\Delta\psi}^2 - \sigma_{\Delta\psi_c}^2|}{n} M \right]. \quad (6.30)$$

Из выражения (6.30) можно заключить, что ослабление в усиении в секционированной решетке особенно велико, когда $\sigma_{\Delta\psi} > \sigma_{\Delta\psi_c}$, при большом числе секций M и при ограниченном числе излучателей. Для сплошной, несекционированной антенной решетки (см. рис. 6.8, а) $\sigma_{\Delta\psi} = \sigma_{\Delta\psi_c}$ и тогда несложно показать, что формула (6.30) приводится к виду

$$KU_{ap osc} \approx KU_{ap(t)} \left[2 \frac{d}{\lambda_0} \sigma_{\Delta\psi}^2 \right], \quad (6.31)$$

где d – расстояние между излучателями; $\sigma_{\Delta\psi}$ – относительная величина среднеквадратической фазовой погрешности возбуждения излучателей по длине решетки.

Возрастание уровня бокового излучения в антенных решетках с фазовой погрешностью возбуждения излучателей по сравнению с теоретическим значением обусловлено двумя причинами.

Во-первых, перераспределением мощности излучения из главного лепестка в телесный угол боковых лепестков. Предполагая, что мощность рассеяния равномерно распределяется по телесному углу боковых лепестков, запишем

$$N_{бок. фон} \approx 10 \lg [KU_{ap osc} (\theta_{gl}/\theta_{\Sigma бок})], \quad (6.32)$$

где θ_{gl} – ширина главного лепестка; $\theta_{\Sigma бок}$ – полный угол, в пределах которого существуют боковые лепестки в плоскости решетки (для технологических оценок допустима замена отношения $\theta_{gl}/\theta_{\Sigma бок}$ на отношение λ_0/L).

Во-вторых (когда решетка секционирована), паразитным излучением отдельных секций в пределах расчетных боковых лепестков также возможно увеличение фактического уровня бокового излучения. Прибли-

женно рост бокового излучения решетки в децибелах по этой причине рассчитывается по формуле

$$N_{\text{бок.пар.с}} \approx 10 \lg \left[\frac{\sigma_{\Delta\Psi_c}^2 M}{n} \right]. \quad (6.33)$$

Предельный дополнительный уровень бокового излучения (также в децибелах) секционированной решетки следует находить как сумму выражений (6.32) и (6.33):

$$N_{\text{бок.с}} \approx N_{\text{бок.фон}} + N_{\text{бок.пар.с}} \quad (6.34)$$

При наличии фазовых ошибок по длине антенной решетки фактический (действительный) уровень бокового излучения в децибелах находится как сумма:

$$N_{\text{бок.д.ар}} \approx N_{\text{бок.т.ар}} + N_{\text{бок.с}} \quad (6.35)$$

где $N_{\text{бок.т.ар}}$ – теоретический уровень бокового излучения антенной решетки.

Окончательное выражение для величины расширения главного лепестка секционированной решетки (см. рис. 6.8, б) имеет вид

$$\Delta\theta_{\text{гл.доп.с.ар}} \approx 3,7 \frac{\sigma_{\Delta\Psi_c}^2}{n\rho_{\text{кор.отн}}} 2M, \quad (6.36)$$

где $\rho_{\text{кор.отн}}$ – относительный радиус корреляции, равный для секционированной антенны отношению $1/M$. Для случая сплошной антенной решетки выражение (6.36) преобразуется

$$\Delta\theta_{\text{гл.доп.ар}} \approx (0,3\rho_{\text{кор.отн}}\sigma_{\Delta\Psi_c}^2\lambda_0)/L. \quad (6.37)$$

Следует отметить, что действительная ширина главного лепестка будет равна сумме теоретического значения $\theta_{\text{гл.т.ар}}$ некоторой добавки, получаемой из выражения (6.36) для секционированной решетки с фазовыми погрешностями, и сумме $\theta_{\text{гл.т.ар}}$ и добавки, получаемой из выражения (6.37) для сплошной решетки.

Пример. Рассматриваем две равновеликие антенные решетки: сплошную, для которой $L = 100\lambda_0$; $\sigma_{\Delta\Psi} \approx 0,1$, $d = \lambda_0/2$, и секционированную, для которой $L = 100\lambda_0$; $M = 10$; $\sigma_{\Delta\Psi} \approx 0,1$; $\sigma_{\Delta\Psi_c} \approx 0,2$; $d = \lambda_0/2$. При одинаковой интенсивности возбуждения излучателей и отсутствии фазовых ошибок по длине характеристики излучения обеих антенных решеток будут одинаковы:

$KU_{\text{ар(т)}} \approx 200 \approx 23 \text{ dB}$ (по главному лепестку);

$$\left. \begin{aligned} N_{\text{бок.т.ар}} &\approx -14 \text{ dB}; \\ \theta_{\text{гл.т.ар}} &\approx 0,01 \text{ рад } 0,6^\circ. \end{aligned} \right\} \text{в плоскости антенной решетки.}$$

Для принятых значений среднеквадратичных фазовых погрешностей сплошной и секционированной антенных решеток по формулам настоящего раздела были выполнены вычисления; результаты расчета систематизированы в табл. 6.1. Эта таблица иллюстрирует весомость влияния фазовых погрешностей возбуждения излучателей на характеристики излучения сплошных и секционированных антенных решеток. Следует

отметить, что секционирование, применяемое, как правило, для упрощения схемы фазирования и питания групп излучателей решетки при наличии фазовых погрешностей неизбежно приводит к заметному ухудшению характеристик излучения по сравнению с равновеликой сплошной решеткой.

В заключении раздела сделаем несколько существенных замечаний по расчету потерь усиления антенн СВЧ. В зеркальных антенах фактический KU_a определяется не только величиной фазовой погрешности в раскрыве, т. е. точностью воспроизведения профиля отражателя, но и согласованием зеркала с облучателем, а также активными потерями в токонесущих и диэлектрических узлах конструкции. В зеркальных антенах влияние поверхностного сопротивления токонесущих поверхностей и влияние шероховатостей заметно проявляется только на миллиметровых и субмиллиметровых волнах. Для количественных оценок влияния этого вида технологических погрешностей на KU_a зеркальных антенн можно использовать материалы гл. 3.

Таблица 6.1
Влияние фазовых погрешностей на характеристики сплошной и секционированной антенных решеток

Теоретические (расчетные) характеристики	Характеристики при фазовых погрешностях				
	Сплошная решетка		Секционированная решетка		
$KU_{\text{ар(т)}} \approx 23 \text{ dB}$	$KU_{\text{ар.спл}} \approx 3 \text{ dB}$	$KU_{\text{ар.д}} \approx 20 \text{ dB}$	$KU_{\text{ар.спл}} \approx 3,8 \text{ dB}$	$KU_{\text{ар.д}} \approx 19,2 \text{ dB}$	
$N_{\text{бок.т.ар}} \approx -14 \text{ dB}$	$N_{\text{бок.фон}} \approx 2 \text{ dB}$	$N_{\text{бок.ар}} \approx -12 \text{ dB}$	$N_{\text{бок.с}} \approx 2,5 \text{ dB}$	$N_{\text{бок.д.ар}} \approx -11,5 \text{ dB}$	
$\theta_{\text{гл.т.ар}} \approx 0,01 \text{ рад}$	$\Delta\theta_{\text{гл.доп.ар}} > 0,0001$	$\theta_{\text{гл.д.ар}} \approx 0,01$	$\Delta\theta_{\text{гл.доп.ар}} \approx 0,003$	$\theta_{\text{гл.д.ар}} \approx 0,013$	

По сравнению с расчетом потери усиления линзовидных антенн в основном (кроме фазовых ошибок в раскрыве) обусловлены отражениями от линзы и активными потерями в материалах конструкций. По известным методикам рассчитываются потери за счет отражений, а потери в токонесущих покрытиях и диэлектрике с учетом их фактической шероховатости поверхностей можно определять, по-прежнему используя результаты гл. 2.

В ФАР главными причинами падения усиления, кроме фазовых ошибок возбуждения отдельных излучателей, являются активные потери в системах управления и возбуждения, а также весьма далекие от желаемых режимы согласования в тех же системах питания и управления лучом.

Поэтому расчет полного ослабления усиления ФАР должен состоять из точностного расчета потерь KU_a за счет фазовых погрешностей

в раскрыве, имеющих технологическую природу, и, кроме того, из электрического расчета, выполняемого для конкретной системы питания и учитывающего достаточно сложные электродинамические явления при немеханическом управлении и сканировании лучом.

Производственные допуски на элементы и узлы конструкции антенных решеток определяются так же, как это делается и в случае зеркальных и линзовых антенн – с помощью решения «электрических размерных цепей». В зависимости от электрической схемы и конструктивного типа антенной решетки составляется соответствующая размерная цепь, для которой в качестве замыкающего звена берется

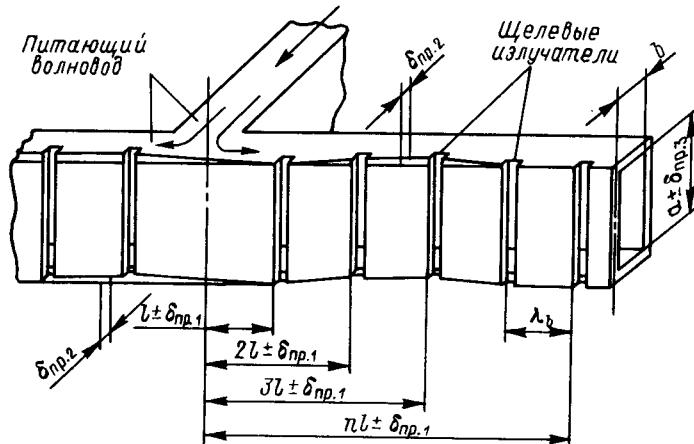


Рис. 6.9. Волноводно-щелевая антенна решетка, имеющая технологические погрешности выполнения питающего волновода и щелевых излучателей.

допустимое изменение фазы поля излучателей решетки. Допустимое изменение (погрешность) фазы поля в раскрыве антенной решетки устанавливается, исходя из основных теоретических зависимостей, рассмотренных выше. Затем, принимая $\sigma_{\Delta\phi}$ или $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0)$ в качестве замыкающего звена, из решения «электрической размерной цепи» можно найти производственные допуски на элементы и узлы конструкции антенной решетки. Сущность этого способа состоит в составлении электрической размерной цепи, где каждое составляющее звено представляет некоторую составляющую общей фазовой погрешности, выражаемой через коэффициент влияния $K_{\text{вл}}$ и погрешности в размерах или форме конструктивного узла антены. Такой подход в определении производственных допусков необходим в точностных расчетах сложных антенных устройств СВЧ, например, в остронаправленных решетках дискретных излучателей. Для иллюстрации способа и техники расчета рассмотрим конкретный пример по определению производственных допусков на конструкцию волноводно-щелевой антенны.

Пример. На рис. 6.9 изображена конструктивная схема волноводно-щелевой антенны, фазовая погрешность в раскрыве образуется в результате производственной неточности выполнения следующих конструктивных размеров антенны: $\delta_{\text{пр}1}$ – шага излучателей; $\delta_{\text{пр}2}$ – отклонения от плоскостности отдельных участков волновода и ошибки в размерах сечения волновода $\delta_{\text{пр}3}$, определяющей изменение фазовой скорости в питающем фидере. Для конструктивной схемы этой антенной решетки имеется прямая связь между допусками $\delta_{\text{пр}1}$ и $\delta_{\text{пр}2}$ и фазовой ошибкой в раскрыве, поэтому $k_{\text{вл}1} = k_{\text{вл}2} = 1$.

Как известно, для волны H_{10} в прямоугольном волноводе

$$\lambda_{\text{в}} = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda_0 / 2a)^2}, \quad (6.38)$$

исследование формулы (6.38) по методу дифференцирования дает $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0) \approx 0,3$. Тогда выражение для электрической размерной цепи в предположении взаимонезависимых погрешностей производства может быть записано в виде

$$\delta_{\text{отн}}(\lambda_0) = \sqrt{(\delta_{\text{пр}1}/\lambda_0)^2 + (\delta_{\text{пр}2}/\lambda_0)^2 + (\delta_{\text{пр}3}/\lambda_0)^2}. \quad (6.39)$$

Пусть производственные допуски на элементы конструкции щелевой антенны имеют такие абсолютные значения: $\delta_{\text{пр}1} = \pm 0,6$ мм; $\delta_{\text{пр}2} = \pm 0,8$ мм и $\delta_{\text{пр}3} = \pm 0,2$ мм, а рабочая длина волны $\lambda_0 = 8$ мм, тогда расчет по формуле (6.39) даст $\delta_{\text{отн}}(\lambda_0) \approx 0,13$.

По формулам (6.31) и (6.32) находим, что рассматриваемая конструкция волноводно-щелевой антенны, изготовленной с такими производственными допусками, будет иметь ослабление усиления по отношению к расчетному значению: $KU_{\text{осл}} \approx 0,3$ дБ (т. е. усиление упадет приблизительно на 10%), а уровень бокового излучения возрастет приблизительно на 3 дБ ($N_{\text{бок.фон}} \leq 3$ дБ).

Глава 7 РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ ОБТЕКАТЕЛЕЙ АНТЕНН

§ 7.1. Классификация и конструкторско-технологическая характеристика обтекателей антенн

Обтекатель – это радиопрозрачная конструкция, представляющая собой устройство, выполненное из диэлектрических материалов, частично или полностью закрывающее антенну и защищающее ее от всех возможных внешних воздействующих и дестабилизирующих факторов.

Обтекатели антенн СВЧ классифицируются по функциональным признакам и особенностям конструкций.

Антенные окна. Антенные окна – это плоские обтекатели, размещаемые непосредственно в излучающем раскрыве СВЧ антенн и имеющие надежную герметизацию по контуру заделки (рис. 7.1). На рис. 7.1, а приведена конструктивная схема СВЧ-антенны в виде усеченного параболического цилиндра 1, формирующего веерную диаграмму направ-

ленности, рупорного облучателя 2 и плоского обтекателя (окна), составленного из двух отдельных частей 3. Обе части плоского обтекателя по обе стороны от облучателя тщательно заделаны и имеют хорошую герметизацию по контуру крепления 4. Другое плоское антеннное окно дано на рис. 7.1, б, где 1 — основание с системой питания антенной решетки; 2 — полотно щелевых излучателей антенной решетки, создающих игольчатую диаграмму; 3 — плоский обтекатель; 4 — контур его герметичной заделки к основанию антенной решетки.

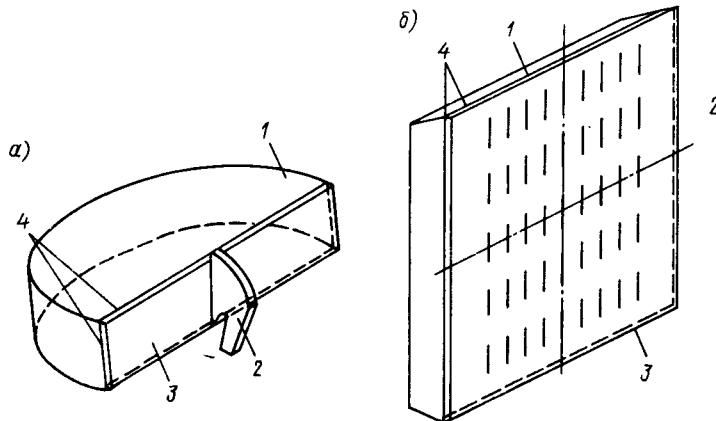


Рис. 7.1. Конструкции плоских обтекателей СВЧ-антенн: а — антеннное окно усеченного параболического цилиндра, б — плоский обтекатель двумерной антенной решетки.

Конструктивно антенные окна выполняются из пластин листового диэлектрика со специальной отбортовкой по контуру для герметизации и крепления к антенне. Наружная поверхность может быть покрыта влагозащитными и декоративными эмалями и лаками.

Цилиндрические и сферические обтекатели. Этот тип обтекателей наиболее широко распространен в радиолокационной и радионавигационной технике. На рис. 7.2 приведены два наиболее характерных цилиндрических и сферических обтекателя в технике СВЧ.

Антенна навигационной РЛС, формирующей веерную диаграмму направленности, состоит из усеченного параболоида 1, рупорного облучателя 2 и находится под цилиндрическим обтекателем 3, который по контуру 4 прикреплен к основанию корпуса редуктора антенны (рис. 7.2, а).

Сферический обтекатель антенны специальной связи показан на рис. 7.2, б. Крупногабаритная зеркальная антенна 1 со специальным облучателем 2 и системой приводов 3 располагается под сферическим обтекателем 4. Крупногабаритный сферический обтекатель закрывает

все антеннное устройство и по контуру нижнего среза 5 крепится к специальному основанию 6.

Крупногабаритные обтекатели этого класса могут быть собраны из отдельных секций, в некоторых случаях сферические обтекатели

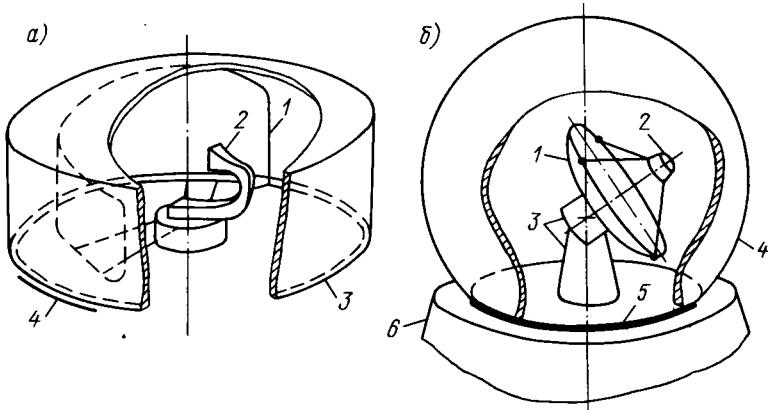


Рис. 7.2. Цилиндрический обтекатель антенны навигационной РЛС (а) сферический обтекатель антенны специальной связи (б).

изготавливаются из эластичных пластиков с системой принудительного поддержания избыточного давления под эластичной оболочкой. Для жестких цилиндрических и сферических обтекателей обязательны влагозащитные и декоративные покрытия, а для эластичных — защитные покрытия против воздействия солнечной радиации.

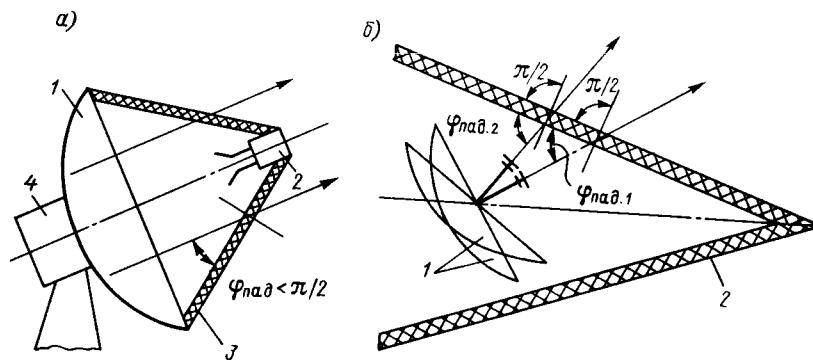


Рис. 7.3. Остроконечные обтекатели: а — радиопрозрачный конус, фиксирующий облучатель в фокусе зеркальной антенны; б — остроконечный обтекатель системы поиска и сопровождения целей.

Остроконечные обтекатели. Рассмотрим два наиболее характерных вида остроконечных обтекателей. На рис. 7.3, а показана конструктивная схема антенной системы, предназначенной для метеорологических наблюдений и исследований. Античное устройство состоит из зеркального параболического отражателя 1, облучателя 2, установленного в фокусе отражателя с помощью крепления его в вершине радиопрозрачного конуса 3. Своим основанием обтекатель опирается на кромку зеркала и совместно с редуктором и устройствами синхронной связи 4 представляет собою единый конструктивный узел антенной системы. После монтажа антенной системы и образования герметичной конструкции условия прохождения электромагнитных волн через стенку конического обтекателя остаются неизменными.

Другой весьма распространенный вид остроконечных обтекателей применяется в радиолокационных системах поиска и сопровождения целей. Главный отличительный электрический признак этих остроконечных обтекателей состоит в том, что из-за поворотов антенны под обтекателем углы падения электромагнитных волн на стенку изменяются в широких пределах. На эскизе рис. 7.3, б показана размещаемая под обтекателем 2 антenna 1 в двух возможных, но произвольных положениях относительно оси обтекателя. Как видно, $\Phi_{\text{пад}1} \neq \Phi_{\text{пад}2}$ и для различных положений антенны под остроконечным обтекателем будут неодинаковы условия прохождения электромагнитных волн через его стенку. Поэтому точностное исследование остроконечных обтекателей последнего вида особенно сложно. Остроконечные обтекатели применяются в качестве носовых обтекателей антенн радиолокационных систем различного типа летательных аппаратов.

Обтекатели СВЧ-антенн чаще всего изготавливаются путем горячей формовки в формах из пластических масс со стекловолокнистыми наполнителями. В подавляющем большинстве обтекатели — прочные несущие конструкции. Поэтому их стенки должны выполняться монолитными и достаточной геометрической толщины для обеспечения механической прочности. Античные устройства, работающие в широкой полосе частот или на кратных частотах, требуют применения обтекателей со стенками сложной структуры (многослойных или сотовых). Возникают и определенные трудности при точностном исследовании обтекателей со сложными конструкциями стенок, поскольку приходится решать конструкторско-технологические задачи по обеспечению выходных радиотехнических характеристик обтекателей не на фиксированной частоте, а в широкой полосе или на разнесенных частотах.

§ 7.2. Расчет производственных допусков плоских, цилиндрических и сферических обтекателей

Нижеследующие два фактора определяют единый подход при расчете допустимых производственных погрешностей плоских, цилиндрических и сферических обтекателей.

Во-первых, плоские, цилиндрические и сферические обтекатели относятся к так называемым регулярным обтекателям [33, 40], т. е. эти обтекатели, у которых поверхность регулярна и радиусы ее кривизны существенно больше рабочей длины волны λ_0 .

Во-вторых, как это нетрудно уяснить из эскизов рис. 7.2, углы падения на стенки регулярных обтекателей равны или близки прямому, а главное, эти углы падения в процессе работы системы антenna — обтекатель остаются неизменными.

Теоретически показано и экспериментально подтверждено, что даже идеально изготовленный обтекатель заметно искажает характеристики и параметры антенн. Среди всей совокупности влияющих факторов следует выделить главные, наиболее заметно искажающие характеристики и параметры антennы, стоящей под регулярным обтекателем:

1. Фазовые и амплитудные искажения фронта волны, прошедшей через обтекатель за счет различных набегов фазы и отражений для разных участков волнового фронта падающей на стенку обтекателя волны, а также за счет активных потерь в материале стенки обтекателя.

2. Поверхностные волны, возбуждаемые падающей электромагнитной волной на обтекателе.

3. Многократные отражения между поверхностью обтекателя и раскрывом антennы.

Какой из влияющих факторов становится главным, зависит от конкретного решения системы антenna — обтекатель и радиотехнических задач, выполняемых этой системой. Понятно также, что производственные погрешности выполнения регулярного обтекателя могут только усугубить и усилить его влияние на антенну в отмеченных трех направлениях. Поэтому в основе точностного исследования как регулярных, так и нерегулярных обтекателей лежат методы и соответствующий математический аппарат, позволяющие установить дополнительные (относительные или абсолютные) изменения как характеристик СВЧ-антennы, располагаемой под обтекателем, так и самого обтекателя в зависимости от производственных погрешностей его выполнения.

При расчете производственных допусков плоских обтекателей следует различать два характерных случая: когда проходящая электромагнитная волна формируется на некотором расстоянии от стенки и подходит к ней уже имея сформировавшийся плоский фронт (см. рис. 7.1, а) и когда плоский обтекатель располагается вблизи излучателей, где еще формируется плоский фронт волны (см. рис. 7.1, б). Для второго случая характерно сложное электродинамическое взаимодействие полей излучателей с расположенным в их ближней зоне диэлектриком, с появлением многократных переотражений и систем поверхностных волн значительной интенсивности.

Методику расчета производственных допусков плоских обтекателей рассмотрим только в приложении к первому, простейшему варианту [9, 10, 33, 40].

Рис. 7.4 иллюстрирует влияние производственных погрешностей плоского обтекателя на падающую на него слева плоскую и однородную электромагнитную волну, характеризуемую линейным фазовым Ψ_t и однородным амплитудным распределением A_t .

Пусть плоский обтекатель 1 имеет исходные теоретические значения: геометрической толщины $t_{r,t}$; диэлектрической проницаемости материала $\epsilon_{d,t}$; тангенса диэлектрических потерь материала $\operatorname{tg} \delta_{d,t}$. Как показано в первой главе, по технологическим причинам следует ожидать, что геометрическая толщина стенки станет равной $t_{r,d} = t_{r,t} \pm \Delta t_r$, а фактическая диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{d,d} = \epsilon_{d,t} \pm \Delta \epsilon_d$.

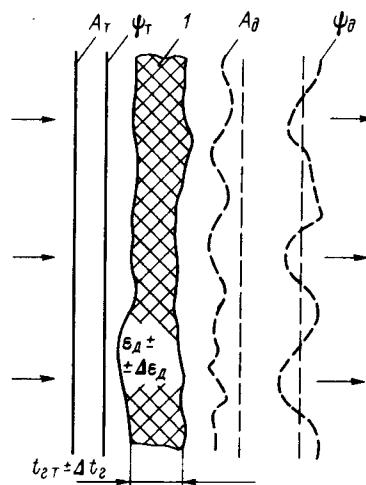


Рис. 7.4. К анализу влияния производственных погрешностей плоского обтекателя на прохождение электромагнитной волны.

В этой связи возникнут случайные искажения амплитуды и фазы во фронте прошедшей через обтекатель волны. Эти искажения утрированно изображены на рис. 7.4 справа от плоского обтекателя пунктирными кривыми A_d и Ψ_d . При этом следует иметь в виду, что фазовые искажения обусловлены только погрешностью электрической толщины стенки (в связи с разными набегами фазы отдельных лучей в обтекателе), а амплитудные двумя причинами: отражениями от стенки обтекателя и активными потерями в диэлектрике.

При оценке влияния производственных погрешностей выполнения плоского обтекателя на радиотехнические характеристики стоящей под ним СВЧ-антенны можно пользоваться исходными формулами гл. 6, но предварительно необходимо без выводов записать основные выражения по производственной статистике плоского обтекателя.

Так, среднеквадратическое значение погрешности в электрической толщине обтекателя $\sigma_{\Delta t_{3d}}$ эквивалентно среднеквадратичному значению фазовой ошибки в раскрытии синфазной СВЧ-антенны [9, 10], т. е.

$$\sigma_{\Delta t_{3d}} \equiv \sigma_{\Delta \Psi} = \sqrt{\left(\frac{360^\circ}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_d} \frac{\Delta t_r}{x} + \left(\frac{360^\circ t_r}{2\lambda_0 \sqrt{\epsilon_d}} \right) \frac{\Delta \epsilon_d}{x} \right)}, \quad (7.1)$$

где Δt_r и $\Delta \epsilon_d$ – производственные погрешности стенки обтекателя. Для малых и некоррелированных погрешностей Δt_r и $\Delta \epsilon_d$ формулу (7.1) можно привести к виду

$$\sigma_{\Delta t_{3d}} \approx 360^\circ \sqrt{0,25 (\Delta \epsilon_d / \epsilon_d) + (\Delta t_r / t_r) / x}. \quad (7.2)$$

Учитывая соотношение (6.9), из выражения (7.2) несложно найти относительный допуск на электрическую толщину стенки обтекателя

$$\delta_{\text{отн}}(\Delta t_{3d}) \approx 0,5 (\Delta \epsilon_d / \epsilon_d) + (\Delta t_r / t_r). \quad (7.3)$$

Из-за производственных погрешностей Δt_r и $\Delta \epsilon_d$ согласование с обтекателем нарушается и появляющийся при этом коэффициент отражения можно рассчитать по следующей приближенной формуле [9, 12, 13, 33]:

$$R \approx 2k\pi [(0,5\Delta \epsilon_d / \epsilon_d) + (\Delta t_r / t_r)], \quad (7.4)$$

где k – порядок электрической толщины стенки (у полуволнового обтекателя электрическая толщина $t_{3d} = 180^\circ$ и $k = 1$).

Уменьшение коэффициента усиления антенны также зависит от величины активных потерь в стенке обтекателя. Потери в децибелах при прохождении электромагнитной волны через пластину диэлектрика толщиной t и с электротехническими параметрами ϵ_d и $\operatorname{tg} \delta_d$ рассчитываются по формуле

$$\alpha_{\text{пот}} \approx 27(t_r) (\sqrt{\epsilon_d / \lambda_0} \operatorname{tg} \delta_d) \quad (7.5)$$

Формула (7.4) справедлива и для расчета активных потерь при произвольных углах прохождения через стенку обтекателя, но в этих случаях необходимо в формулу (7.5) подставлять значение фактической длины пути электромагнитных волн в диэлектрике. Оценка влияния микронеровностей поверхности стенки обтекателя любого конструктивного типа на коэффициенты прохождения и отражения может быть выполнена по формулам § 2.3.

Искажения в диаграмме направленности антенны, стоящей за плоским обтекателем, т. е. увеличение уровня бокового излучения и расширение главного лепестка, может быть найдено соответственно по формулам (6.11) и (6.12) и из рис. 6.5, но при использовании основной технологической зависимости (7.3).

Значительно сложней оказывается методика расчета производственных допусков плоских обтекателей по допустимой величине падения усиления антенны. Влияние ошибок по электрической толщине стенки эквивалентно влиянию фазовых ошибок синфазной антенны на ее усиление. Поэтому подстановкой величины $\delta_{\text{отн}}(\Delta t_{3d})$ в формулу (6.10) или из графиков, приведенных на рис. 6.4, можно установить падение в усиливании антенны только из-за рассеяния энергии после прохождения неоднородного обтекателя. Потери в усиливании (в децибелах) в связи с отражениями от неоднородного обтекателя рассчитываются по формуле

$$N_{\text{осл-ус}}(R) \approx 20 \lg(1 - R), \quad (7.6)$$

причем R находится из формулы (7.4).

В качестве иллюстрации по технике расчета производственных допусков рассмотрим конкретный пример.

Пример. Техническими условиями на применение плоского полуволнового ($k = 1$) обтекателя, работающего на $\lambda_0 = 3,2$ см, оговорена допустимая величина коэффициента отражения, равная $R_{\text{доп}} \leq 0,1$. Номинальная величина относительной проницаемости материала стенки $\epsilon_{\text{д.т}} \approx 4$, тогда $t_r = 0,5 \cdot 3,2 \text{ см} / \sqrt{\epsilon_{\text{д.т}}} = 8 \text{ мм}$. Необходимо, исходя из величины $R_{\text{доп}}$, найти производственные допуски на проницаемость диэлектрика и выполнение геометрической толщины стенки. Из формулы (7.4) после подстановки получаем

$$0,032 \approx [\Delta\epsilon_{\text{д}}/\epsilon_{\text{д}} + 2\Delta t_r/t_r];$$

предполагая, что влияние погрешностей $\Delta\epsilon_{\text{д}}/\epsilon_{\text{д}}$ и $\Delta t_r/t_r$ равнозначно, находим

$$\Delta\epsilon_{\text{д}}/\epsilon_{\text{д}} \approx 0,01 \text{ и } \Delta t_r/t_r \approx 0,01,$$

откуда определяем производственные допуски, обеспечивающие

$$R_{\text{доп}} \leq 0,1 : \delta_{\text{пр}}(\epsilon_{\text{д}}) \approx 0,01 \text{ и } \delta_{\text{пр}}(t_r) = \pm 0,08 \text{ мм.}$$

Рассчитаем теперь для найденных значений $\delta_{\text{пр}}(\epsilon_{\text{д}})$ и $\delta_{\text{пр}}(t_r)$ на обтекатель полное ослабление усиления антенны, располагаемой под ним. Для $R_{\text{доп}} \leq 0,1$ из формулы (7.6) определяем

$$N_{\text{осл.yc}}(R) \approx 20 \lg(1 - 0,1) \approx -0,9 \text{ дБ.}$$

Подстановка найденных значений относительных допусков в формулу (7.3) дает $\delta_{\text{отн}}(\Delta t_{\text{зл}}) \approx 0,016$; из рис. 6.4 с достоверностью расчета в 0,999 определяем $N_{\text{осл.yc}}(\Delta t_{\text{зл}}) \approx -0,2$ дБ. Тогда полное ослабление в усиении антенны из-за влияния плоского обтекателя, выполненного с технологическими погрешностями, составит величину

$$N_{\text{осл.yc}}(R, \Delta t_{\text{зл}}) = N_{\text{осл.yc}}(R) + N_{\text{осл.yc}}(\Delta t_{\text{зл}}) = -0,9 + (-0,2 \text{ дБ}) \approx -1,1 \text{ дБ.}$$

Теперь рассмотрим влияние идеально изготовленного цилиндрического обтекателя на прохождение плоской электромагнитной волны, сформированной стоящей под ним СВЧ-антенной (рис. 7.5). На рисунке показано сечение L зеркальной антенны 1 с рупорным облучателем 2 в плоскости цилиндрического обтекателя полуволновой электрической толщины 3; кривыми $A_t(L)$ и $\Psi_t(L)$ соответственно изображены амплитудное и фазовое распределение поля в раскрыве идеально установленного зеркала. Углы падения лучей на цилиндрическую стенку обтекателя неодинаковы, поэтому от внутренней поверхности цилиндрического обтекателя, соответствующего краям зеркала, возникают значительные дополнительные отражения, так как для этих участков обтекатель оказывается несогласованным из-за того, что здесь его фактическая электрическая толщина оказывается несколько больше, чем для центральных лучей антенны. Если обтекатель даже идеально полуволновой толщины (или кратной электрической толщины, т. е. $k = 2, 3, 4, 5$ и т. п.), то он оказывается согласованным только для цент-

ральных лучей, а для крайних лучей дает отражения по раскрыву антенны L , которые на рис. 7.5 показаны условной кривой $R(L)$.

Кроме того, для крайних лучей СВЧ-антенны фактический путь прохождения в материале стенки $t_{\text{ф.кп}}$ также будет несколько больше, чем для центральных лучей, вблизи оси антенны (т. е. $t_{\text{ф.кп}} > t_{\text{ф.ср}} > t_r$). Поэтому одни и те же потери в материале стенки дадут для крайних лучей большее затухание, чем для центральных. Зная электрические параметры диэлектрика и определяя из геометрии системы антенна —

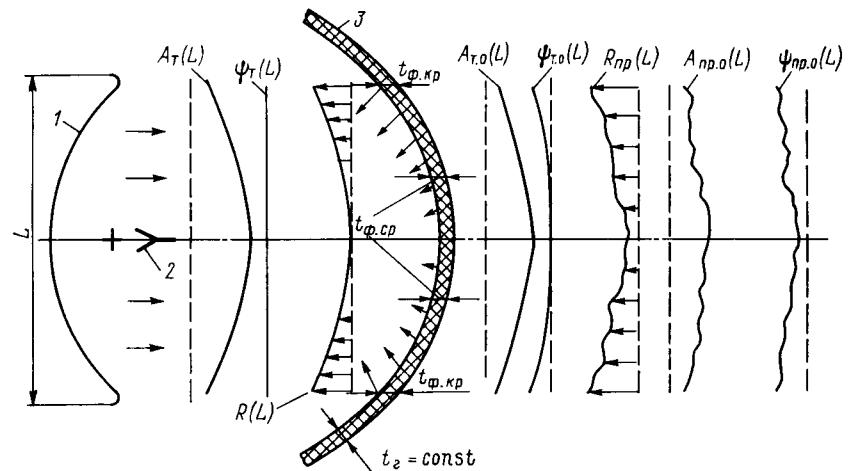


Рис. 7.5. К анализу влияния производственных погрешностей цилиндрического обтекателя на ближнее поле СВЧ-антенны.

цилиндрический обтекатель $\Phi_{\text{пад}}$, $\Phi_{\text{пад.ср}}$ и $\Phi_{\text{пад.кп}}$, по формуле (7.5) можно рассчитать действительное затухание электромагнитных волн по эффективному раскрыву L и одновременное действие отражений и потерь в материале стенки даже идеально изготовленного обтекателя приведет к нарушению начального амплитудного распределения $A_t(L)$. Качественно, но несколько утрированно получающееся после прохождения через обтекатель амплитудное распределение дано на рис. 7.5 кривой $A_{t,0}(L)$.

Как следует из теории апертурных антенн, подобные изменения в амплитудной характеристике антенны должны уменьшить усиление антенны и уровень боковых лепестков в диаграмме направленности. Произойдут изменения и в плоском волновом фронте: из-за увеличения путей прохождения средними и крайними лучами неизбежно появится монотонный и симметричный относительно оси антенны фазовый набег, увеличивающийся от центра к краям эффективного раскрыва антенны. Этот эффект на рис. 7.5 проиллюстрирован кривой

$\Psi_{\text{т.о}}(L)$. Подобные изменения в фазовой характеристики поля синфазной антенны приведут к расширению главного лепестка, к падению КУ_а и некоторому росту бокового излучения. Совместное воздействие этих изменений в амплитудной и фазовой характеристиках ближнего поля синфазной антенны в некоторой степени скомпенсируют друг друга в том смысле, что уровень боковых лепестков практически не возрастет по сравнению с расчетным. Но неравномерные отражения от внутренней стенки, неравномерные потери и монотонный фазовый набег к краям раскрыва обязательно приведут к падению усиления по сравнению с его расчетной величиной.

Следует сказать еще об одном нежелательном явлении, имеющем место в системах СВЧ-антenna – цилиндрический или сферический обтекатель. Относительная величина отраженной от стенок энергии может быть значительной. Попадая обратно в антенну, а затем и в облучатель, эта энергия способна нарушить работу всего антенно-фидерного тракта. За счет многократных переотражений под обтекателем возможны также резкие нарушения всей структуры ближнего, сформированного антенной электромагнитного поля.

Производственные погрешности выполнения обтекателя, т. е. ошибки по геометрической толщине Δt_r и электрическая неоднородность материала $\Delta \epsilon_d$ заметно ухудшают структуру электромагнитного поля и дополнительно искажают фронт волны, прошедшей через стенку цилиндрической формы. Так, появившаяся из-за несовершенства технологического процесса погрешность в электрической толщине стенки увеличит отражения от стенки обтекателя и закон отражений по раскрыву станет флюктуирующим.

Кривая $R_{\text{пр.о}}(L)$ (см. рис. 7.5) качественно характеризует влияние неточно изготовленного цилиндрического обтекателя на отражения от его стенки. В этой связи уменьшится интенсивность поля прошедшей волны и первоначальное, плавно спадающее к краям амплитудное распределение будет изрезанным (кривая $A_{\text{пр.о}}(t)$ на рис. 7.5). Производственная неравномерность электрической толщины, подчиняющаяся случайному закону, приводит к случайным ошибкам по фазе во фронте волны, прошедшей через стенку (кривая $\Psi_{\text{пр.о}}(L)$ на рис. 7.5).

Все рассмотренные выше явления, связанные с прохождением электромагнитных волн через стенку цилиндрического обтекателя, идеально изготовленную или выполненную с погрешностями, справедливы с некоторыми уточнениями и для сферических обтекателей. Если на рис. 7.5 все графики построены для некоторой произвольной плоскости цилиндрического обтекателя и для любой другой плоскости, характер всех явлений остается тем же, то для сферических обтекателей степень влияния погрешностей выполнения стенки в различных плоскостях будет неодинаковой. Объясняется это тем, что для сферического обтекателя очень заметное влияние оказывают не только углы падения, но и поляризация электромагнитных волн относительно плоскости падения.

Как и при расчете производственных допусков сложных конструкций СВЧ-антенн, при расчете допусков цилиндрических и сферических

обтекателей несколько упрощают общую задачу точностного исследования и вводят ограничения, которые не могут заметно влиять на результат расчета, используемого только для целей и практики производства.

При таком подходе задача по исследованию влияния погрешностей производства цилиндрических и сферических обтекателей разбивается на две частные подзадачи. Первая подзадача, наиболее часто встречающаяся на практике, состоит в исследовании влияния только фазовых погрешностей, вызванных ошибками выполнения стенки, на характеристики излучения стоящей под обтекателем антенны. В этом случае производственные допуски на цилиндрический или сферический обтекатель устанавливаются через допустимые искажения в характеристиках антенны, причем, как и при точностном исследовании СВЧ-антенн, связующим параметром выступает фактическая среднеквадратическая фазовая погрешность, создаваемая стенкой обтекателя. Методика и техника расчета производственных допусков здесь практически ничем не отличается от той, что обсуждалась выше, применительно к плоским обтекателям.

Вторая подзадача состоит в исследовании влияния погрешностей выполнения стенки на величину дополнительной реакции обтекателя на СВЧ-антенну, размещаемую под ним, и в установлении производственных допусков на стенку, гарантирующую возрастание реакции обтекателя не более допустимой нормы.

§ 7.3. Расчет производственных допусков остроконечных обтекателей

В теории антенных обтекателей показано, что даже для идеально выполненных остроконечных обтекателей (у которых электрическая толщина стенки по всему обтекателю соответствует расчетной) при сканировании луча антенной, расположенной под обтекателем, не избежать некоторого ослабления усиления и угловых (пеленгационных) ошибок в положении главного лепестка диаграммы. Все это объясняется сложными рефракционными явлениями на обтекателе и невозможностью однозначно подобрать в каждой точке стенки обтекателя такое значение $t_{\text{эл}}$, при котором для различных положений антенны под обтекателем искажения, вносимые стенкой в амплитудно-фазовую характеристику антенны, были бы одинаковы для всех возможных углов отворота антенны и двух поляризаций электромагнитной волны.

На рис. 7.6 приведены типовые графики угловых ошибок остроконечного обтекателя $\Delta\Theta = f(\pm\Theta)$ и относительного падения его радиопрозрачности $T(\Theta)$ для одних и тех же углов отворота антенны $\pm\Theta$, располагаемой под идеальным обтекателем и обтекателем, имеющим производственные погрешности.

Процессы, происходящие на идеально изготовленном остроконечном обтекателе и обтекателе с ошибками по электрической толщине позволяют сформулировать исходные предпосылки к расчету допустимых погрешностей остроконечного обтекателя и предпосылки к расчету

производственных допусков на его стенку. Эти предпосылки следующие [12, 13, 17, 18, 24]:

1. Из-за рефракционных явлений для идеально выполненного обтекателя радиопрозрачность максимальна, но всегда ниже единицы, а угловые ошибки минимальны, но конечны. Поэтому точностный анализ и тщательная отработка процесса производства обтекателя смогут дать только сколь угодно близкое приближение его характеристик к теоретическим, но характеристики антенны, располагаемой под обтекателем, всегда будут хуже расчетных.

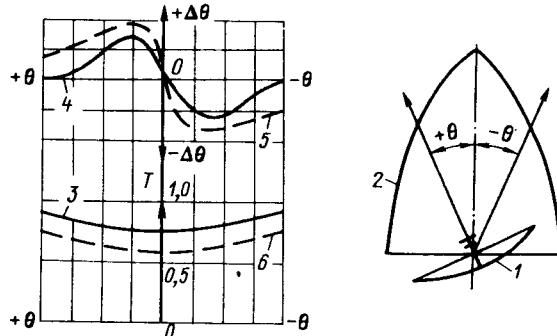


Рис. 7.6. Типовые зависимости радиопрозрачности $T \approx KU_a/KU_{a_0}$ и угловых ошибок $\Delta\theta^1$ от углов отворота антенны под обтекателем $\pm\theta$.
1 – СВЧ-антенна; 2 – остроконечный обтекатель; 3 – $T = f(\pm\theta)$; 4 – $\Delta\theta' = f(\pm\theta)$; 5 – $\Delta\theta'' = f(\pm\theta)$; 6 – $T' = f(\theta)$.

2. Величина радиопрозрачности и угловые ошибки идеально выполненного обтекателя зависят от его эквивалентной электрической схемы и конструкции, а также от характеристик антенны, располагаемой под ним. Поэтому в отличие от простейших СВЧ-конструкций, исследование влияния точности изготовления которых может быть дано в общем виде, подобное в строгой форме исследование обтекателя должно производиться обязательно и совокупности с СВЧ-антенной, работающей соизмеримо с ним.

3. В формировании главных радиотехнических характеристик обтекателя (радиопрозрачности и угловых ошибок) участвует большое число элементов стенки и степень «весомости» каждого элемента установить можно только с определенным приближением.

4. Как и в статистической теории антенн СВЧ, важным исходным моментом при оценке влияния обтекателя является предположение, что случайные погрешности в изготовлении обтекателя за счет возникновения дополнительных полей рассеяния антенны и усложнения рефракционных явлений на обтекателе неизбежно приведут только к ухудшению характеристик антенны и обтекателя по сравнению с расчетными характеристиками.

5. Неблагоприятное действие обтекателя на характеристики антенны проявляется сильнее, когда шероховатость обеих поверхностей его стенки конечна, а микронеровности соизмеримы с рабочей длиной волн λ_0 . Поэтому для обтекателей, работающих в коротковолновой части сантиметрового диапазона и на миллиметровых волнах, в зависимости от допустимого ухудшения радиотехнических параметров антенны и обтекателя необходимо установить класс чистоты обработки поверхности стенки, т. е. производственный допуск.

Исследование влияния обтекателя с погрешностями изготовления стенки, как правило, выполняется приближенными методами в предположении, что стенка обтекателя статистически неоднородна [14, 33].

На уменьшение радиопрозрачности обтекателя (что равнозначно ослаблению коэффициента усиления антенны при установке ее под обтекателем) влияют следующие главные конструкторско-технологические факторы:

1. Геометрическая толщина стенки t_r и параметры диэлектрического материала ϵ_d и $\operatorname{tg} \delta_d$.
2. Результирующая погрешность выполнения стенки по электрической толщине.
3. Отражение и рассеяние электромагнитных волн на стенке.

Потери радиопрозрачности обтекателя в связи с отражением и рассеянием части электромагнитной энергии, излучаемой антенной, кроме чисто электродинамических причин, зависят как от точности выполнения стенки по электрической толщине, так и от частоты (шероховатости) ее обеих поверхностей.

Допуски на выполнение стенки можно найти из анализа усредненной диаграммы СВЧ-антенн $|F(z)|^2$, имеющей случайные изменения амплитуды ΔA и фазы $\Delta\Phi$ поля в раскрытие (но для нашего случая из-за погрешностей изготовления стенки обтекателя) [12, 13, 14, 17, 18],

$$|F(z)|^2 = \int_{-1}^1 \int_{-1}^1 f(y) f^*(y) [1 - \Delta A(y)] [1 - \Delta A(y')] \exp j[\Delta\Phi(y) - \Delta\Phi(y')] \exp j[zy] dy dy'. \quad (7.7)$$

Подчеркнем, что главной причиной появления амплитудных ошибок в ближнем поле антенны являются отражения электромагнитной энергии от стенки обтекателя, изготовленной с погрешностью в электрической толщине. Поэтому в (7.7) и далее ΔA эквивалентно ΔR и $\sigma_{\Delta A} \equiv \sigma_{\Delta R}$. Среднее значение первого экспоненциального множителя в формуле (7.7) равно

$$\exp \left\{ -\sigma_{\Delta\Phi}^2 \left[1 - \exp \left(-\frac{|y - y'|^2}{(\rho_\Phi)^2} \right) \right] \right\}, \quad (7.8)$$

где ρ_Φ – радиус корреляции фазовых ошибок; $\sigma_{\Delta\Phi}$ – среднеквадратичное отклонение фазы. Заменяя $f(y) \equiv |T_0|$, полагая, что $\rho_a = \rho_\Phi = \rho_0$, получим после несложных преобразований выражение для среднего

значения коэффициента усиления антенны под обтекателем $KY_{a,ob}$, нормированное к усилию антенны без обтекателя значения KY_0 .

$$\frac{KY_{a,ob}}{KY_0} \approx \exp[-\sigma_{\Delta\Psi}^2] \left\{ [1 - \Delta A]^2 \left[1 - \sigma_{\Delta\Psi}^2 \frac{\sigma_0 \sqrt{\pi}}{2} \right] - \right. \\ \left. - \frac{\rho_0 \sqrt{\pi}}{2} [\sigma_{\Delta R}^2 - (\Delta A)^2] \right\}. \quad (7.9)$$

Выражение (7.9) записано в предположении, что усиление рассматривается по главному лепестку.

Если k – порядок электрической толщины стенки обтекателя, $\Delta\epsilon/\epsilon_d$ и $\Delta t_r/t_r$ – соответственно относительные отклонения ϵ_d и t_r , то

$$\Delta A \equiv \Delta R \approx 2\pi k \left[0,5 \frac{\Delta\epsilon_d}{\epsilon_d} + \frac{\Delta t_r}{t_r} \right] |R_0|, \quad (7.10)$$

причем в (7.10) $|R_0|$ – номинальная (начальная) величина модуля коэффициента отражения, равная

$$R_0 \approx \frac{\sin \beta_0 - \sqrt{\epsilon_d - \cos^2 \beta_0}}{\sin \beta_0 + \sqrt{\epsilon_d - \cos^2 \beta_0}},$$

где $2\beta_0$ – угол при вершине остроконечного обтекателя. В свою очередь

$$\Delta\Psi \approx \pi k \left[0,5 \frac{\Delta\epsilon_d}{\epsilon_d} + \frac{\Delta t_r}{t_r} \right] \frac{\sqrt{\epsilon_d + 1}}{2 \sin \beta_0}. \quad (7.11)$$

Переходя к среднему значению $\bar{\Delta R}$, можно записать

$$\bar{\Delta R} \approx 2\pi k |R_0| \sqrt{\frac{2}{\pi} (\sigma_{\Delta t_{\text{отн}}}^2)}, \quad (7.12)$$

среднеквадратические значения ΔR и $\Delta\Psi$ равны

$$\sigma_{\Delta R} \approx 2\pi k |R_0| \sigma_{\Delta t_{\text{отн}}}; \quad (7.13)$$

$$\sigma_{\Delta\Psi} \approx \pi k = \frac{\sqrt{\epsilon_d - 1}}{2 \sin \beta_0} \sigma_{\Delta t_{\text{отн}}}. \quad (7.14)$$

Относительное уменьшение коэффициента усиления антенны, расположенной под обтекателем, может быть найдено подстановкой (7.12), (7.13) и (7.14) в (7.9). Окончательно получим

$$\frac{KY_{a,ob}}{KY_0} \approx \exp \left[-k^2 \pi^2 \frac{\epsilon_d - 1}{4 \sin \beta_0} \sigma_{\Delta t_{\text{отн}}}^2 \right] \left\{ 1 - 4k\pi |R_0| \sigma_{\Delta t_{\text{отн}}} - \right. \\ \left. - k^2 \pi^2 \frac{\rho_0 \sqrt{\pi}}{2} \left(\frac{\epsilon_d - 1}{4 \sin \beta_0} + 4|R_0|^2 \frac{\pi - 2}{\pi} \right) \sigma_{\Delta t_{\text{отн}}}^2 \right\}. \quad (7.15)$$

где $\sigma_{\Delta t_{\text{отн}}}$ – среднеквадратическое значение относительного допуска на стенку обтекателя.

Для некоторых конкретных значений: $2\beta_0 = 40^\circ$; $\epsilon_d = 1$ и ρ_0 , формула (7.15) с помощью ЭВМ была табулирована и затем построены графики, позволяющие в зависимости от допустимого ослабления усиления антенны находить величину требуемого относительного допуска на выполнение стенки обтекателя (рис. 7.7).

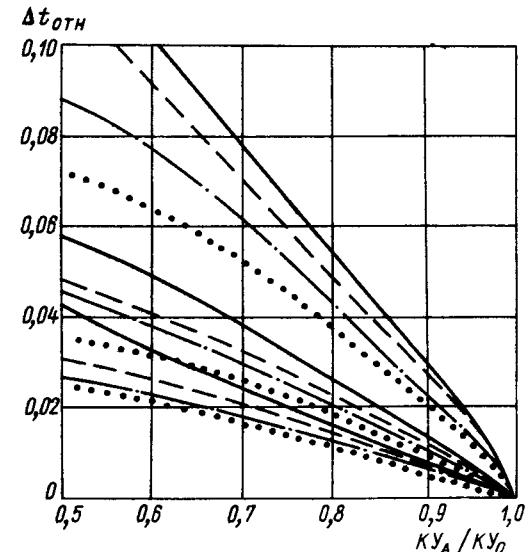


Рис. 7.7. Требуемый относительный допуск $\Delta t_{\text{отн}}$ на выполнение стенки в зависимости от допустимого ослабления усиления антенны, стоящей под обтекателем KY_a/KY_0 .

$\rho_0 = 0,1; \epsilon_d = 4; \dots$
 $\rho_0 = 0,1; \epsilon_d = 9; \dots$
 $\rho_0 = 1,0; \epsilon_d = 4; \dots$
 $\rho_0 = 1,0; \epsilon_d = 9.$

Остановимся теперь на методике расчета производственных допусков на стенку остроконечного обтекателя по допустимой величине падения радиопрозрачности.

Случайная величина $\sigma_{\Delta t_{\text{отн}}}$ есть функция двух также случайных параметров Δt_r и $\Delta\epsilon_d$. Поэтому производственный допуск на изготовление стенки обтекателя будет состоять из двух частных: производственного допуска на геометрическую толщину стенки $\delta_{\text{пр}}(\Delta t_r)$ и производственного допуска на девиацию диэлектрической проницаемости материала $\delta_{\text{пр}}(\Delta\epsilon_d)$.

Допуски $\delta_{\text{пр}}(\Delta t_r)$ и $\delta_{\text{пр}}(\Delta\epsilon_d)$ следует устанавливать из формулы (7.15) или из рис. 7.7, но имея в виду, что они представляют собою два звена электрической размерной цепи, где в качестве замыкающего звена берется $\Delta t_{\text{эл, доп}}$ [12, 14]. Составляющие Δt_r и $\Delta\epsilon_d$ доп суммируются квадратично, а достоверность установления производственных допусков на конструктивные параметры стенки, гарантирующие с заранее устанавливаемой вероятностью допустимое падение радиопрозрачности обтекателя, определяется, как известно, величиной x , которую выбирают из табличных значений интеграла вероятностей.

Как уже было показано [11, 12, 19], при расчетах должно соблюдаться неравенство

$$(\Delta t_{\text{отн max}})^2 \geq 0,25 \left(\frac{\Delta \varepsilon_d \text{max}}{\varepsilon_d} \right)^2 + \left(\frac{\Delta t_r \text{max}}{t_r} \right)^2, \quad (7.16)$$

причем производство обтекателей с допустимой величиной радиопрозрачности, определяемой из рис. 7.7, будет еще возможно, если реально существующая неоднородность исходного материала подчиняется неравенству

$$\Delta t_{\text{отн}} > \frac{\Delta \varepsilon_d \text{max}}{2 \varepsilon_d}. \quad (7.17)$$

Пример. Пусть необходимо определить производственные допуски на конструктивные параметры стенки обтекателя, исходя из допустимой величины падения радиопрозрачности. Рассмотрим остроконечный обтекатель с углом при вершине $2\beta_0 \approx 40^\circ$, полуволновый ($K = 1$); керамический ($\varepsilon_d \approx 9$); трехсантиметрового диапазона радиоволн ($\lambda_0 = 3 \text{ см}$). Допустимое падение радиопрозрачности (фактического усиления антенны) — 10%; предварительные измерения исходного материала показали, что $\Delta \varepsilon_d / \varepsilon_d \approx 0,02$, причем практически отсутствовала корреляция в случайных изменениях диэлектрической проницаемости ($\rho_0 \approx 0,1$). Необходимо установить производственный допуск на выполнение геометрической толщины стенки $\delta_{\text{пр}}(t_r)$. Для $K = 1$, $\varepsilon_d \approx 9$; $2\beta_0 \approx 40^\circ$ и $KY_a/KY_o \approx 0,9$ из рис. 7.7 найдем $\Delta t_{\text{отн}} \approx 0,029$; из (7.16) — $\Delta t_r/t_r \approx 0,015$; для полуволновой стенки $\lambda_0 = 3 \text{ см}$ и $\varepsilon_d \approx 9$, определим $t_r \approx 5 \text{ мм}$, откуда $\Delta t_r \text{ доп} \leq 0,075 \text{ мм}$. Как известно, $\sigma_{\Delta t_r \text{ доп}} = x \Delta t_r \text{ доп}$. Допуская вероятность трехпроцентного брака обтекателей (тогда $x = 2,6$), производственный допуск $\delta_{\text{пр}}(t_r)$ на геометрическую толщину стенки может быть расширен до 0,2 мм, при этом в серийном производстве 97 обтекателей из 100 будут иметь падение радиопрозрачности не более чем на 10%. Таким образом, производственный допуск на геометрическую толщину стенки должен быть равным $\delta_{\text{пр}}(t_r) \geq +0,2 \text{ мм}$.

Оценим теперь увеличение угловых ошибок в зависимости от погрешности выполнения стенки и конструктивных параметров остроконечного обтекателя и СВЧ-антенны.

Здесь следует подчеркнуть, что случайные погрешности являются главной причиной, приводящей к уменьшению угловой разрешающей способности радиотехнического комплекса в связи с возрастанием при этом эффективного значения коэффициента рассеяния антенны β_s . Исходя из этих соображений и устанавливается ожидаемая величина дополнительных ошибок обтекателя при наличии случайных технологических погрешностей воспроизведения его стенки [14, 20].

Если $\Delta \Theta_{\text{доп}}$ — допустимое значение угловой ошибки, то можно записать требование к максимальному относительному допуску на монотонное изменение электрической толщины стенки на всей поверх-

ности обтекателя, которое гарантирует увеличение $\Delta \Theta$ в пределах заданных норм

$$\frac{(4 \sin \beta_0 L) / \lambda_0}{k \sqrt{\varepsilon_d - 1}} [\Delta \Theta_{\text{доп}}] \geq \Delta t_{\text{отн max}}. \quad (7.18)$$

Получено приближенное выражение для определения величины максимальной угловой ошибки остроконечного обтекателя в зависимости от его конструктивного решения и параметров СВЧ-антенны, располагаемой под ним,

$$\Delta \Theta_{\text{max}} \approx \frac{\beta_0 \lambda_0 k \sqrt{3}}{4L}. \quad (7.19)$$

Введем коэффициент компенсации угловых ошибок q , который связан с весовым коэффициентом p , применяемым для определения при расчетах оптимального угла согласования антенны с обтекателем простым соотношением: $p + q \approx 1$. Тогда выражение (7.19) перепишем

$$\Delta \Theta_{\text{комп}} \approx q \left[\frac{\beta_0 \lambda_0 k \sqrt{3}}{4L \sqrt{\varepsilon_d - 1}} \right] \quad (7.20)$$

Суммарная максимальная угловая ошибка $\Delta \Theta_{\Sigma \text{ max}}$, обусловленная неполной компенсацией (т. е. рефракцией на стенке) и технологическими погрешностями изготовления обтекателя, может быть представлена как сумма (7.18) и (7.20):

$$\Delta \Theta_{\Sigma \text{ max}} \approx \frac{\lambda_0 k}{4L} \left[\frac{(q) \beta_0 \sqrt{3}}{\sqrt{\varepsilon_d - 1}} + \frac{(\Delta t_{\text{отн max}}) \sqrt{\varepsilon_d - 1}}{\sin \beta_0} \right]. \quad (7.21)$$

Как видно из (7.21), величина $\Delta \Theta_{\Sigma \text{ max}}$ при всех прочих равных условиях зависит как от погрешности в электрической толщине стенки, так и от значения диэлектрической проницаемости материала ε_d . Можно найти оптимальное значение диэлектрической постоянной $\varepsilon_{d \text{ opt}}$, т. е. такое значение, которое для обтекателя данного типа, размеров, формы, диапазона волн и выбранной точности изготовления гарантирует минимальные угловые ошибки. Это значение $\varepsilon_{d \text{ opt}}$ следует рассчитывать из следующего приближенного равенства [13, 14]:

$$\varepsilon_{d \text{ opt}} \approx \left[\frac{\sqrt{3} q \beta_0 \sin \beta_0}{\Delta t_{\text{отн}}} \right] + 1. \quad (7.22)$$

Комбинируя (7.22) и (7.21), получим выражение для нахождения относительной погрешности выполнения электрической толщины стенки $\Delta t_{\text{отн}}$ обтекателя с оптимальной проницаемостью, т. е. диэлектрической проницаемостью, определяемой из (7.22) в зависимости от допустимого суммарного значения угловой ошибки

$$\Delta t_{\text{отн}} \approx \frac{1}{q} \left(\frac{L}{\lambda_0} \right)^2 \left[\frac{2 (\Delta \Theta_{\Sigma \text{ доп}})}{k \sqrt{3}} \right]^2. \quad (7.23)$$

Формула (7.23) была табулирована и затем построены графики (рис. 7.8), удобные для технологических оценок. В формулах (7.19)–(7.23) $\Delta\Theta$ даны в радианах, а на рис. 7.9 – в угловых минутах. Кривые графиков приведены для отношения $L/\lambda_0 \approx 10$; $\beta_0 \approx 15$ и 20° , но они могут быть использованы и для любого другого их отношения, если учесть квадратичную зависимость $(L/\lambda_0)^2$ в формуле (7.23).

Таким образом, суммарная угловая ошибка определяется факти-

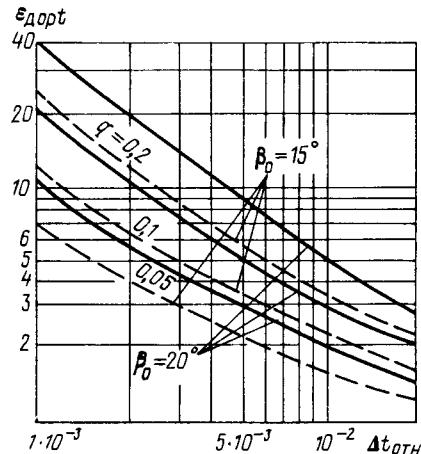


Рис. 7.8. Оптимальное значение диэлектрической проницаемости материала стенки $\epsilon_{d,\text{opt}}$ в зависимости от величины относительного допуска на выполнение стенки $\Delta t_{\text{отн}}$.

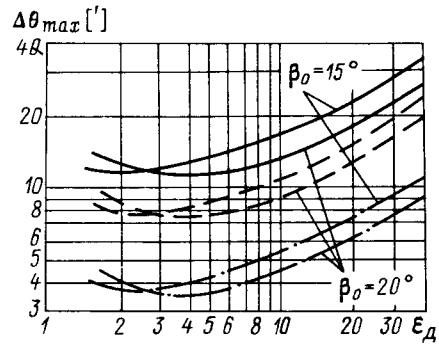


Рис. 7.9. Суммарные угловые ошибки $\Delta\theta_{\text{max}}$ в зависимости от различных конструктивных значений параметров антенны и обтекателя, когда относительная точность производственного выполнения стенки равна $\Delta t_{\text{отн}} \approx 5 \times 10^{-3} = m$.

— — — $K = 1$; — · — $K = 2$; — — $K = 3$.

ческим значением диэлектрической проницаемости материала стенки ϵ_d , порядком электрической толщины обтекателя K (для полуволновой стенки $K = 1$) и относительной точностью выполнения электрической толщины стенки $\Delta t_{\text{отн}}$. Кроме того, как это видно из основной формулы (7.21) для расчета суммарной угловой ошибки обтекателя, абсолютная величина последней зависит от конструктивного решения всей системы «антенна – остроконечный обтекатель», т. е. от параметров L/λ_0 , β_0 и q . Приближенное выражение (7.21) является основным для точностных расчетов остроконечных обтекателей. Для наиболее часто встречающихся конструктивных параметров антенн и остроконечных обтекателей выражение (7.21) было табулировано и построено семейство графиков, удобных для определения требуемых производственных допусков на стенку обтекателей (рис. 7.9). Графики построены для углов при вершине $\beta_0 = 15$ и 20° ; для значения коэффициента ком-

пенсации угловых ошибок $q \approx 0,05$ и относительного размера основания обтекателя $L/\lambda_0 = 10$.

Для конструктора и технologа определенный интерес представляет выбор также и оптимальной геометрической толщины стенки обтекателя, т. е. такой толщины, которая обеспечивает при всех прочих равных условиях максимальный коэффициент прохождения и минимальное значение суммарных угловых ошибок.

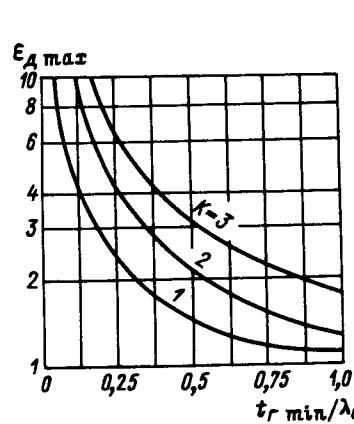


Рис. 7.10. Графические соотношения к выбору оптимальных параметров стенки обтекателя ($\epsilon_{d,\text{max}}$ и k) в зависимости от отношения $t_{r,\text{min}}/\lambda_0$.

Если $t_{r,\text{min}}$ – минимальная геометрическая толщина стенки, выбранная из соображений механической прочности обтекателя, то назначить оптимальную геометрическую толщину стенки $t_{r,\text{opt}}$ можно из неравенства [10, 14],

$$t_{r,\text{opt}} \approx \frac{k\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_d - \sin^2 \Theta_c}} \geq t_{r,\text{min}}, \quad (7.24)$$

где Θ_c – «средний угол согласования» антенны с обтекателем. При всех прочих равных условиях угловые ошибки и потери в усиении антennы возрастают с ростом геометрической толщины стенки, численного значения ϵ_d и электрического порядка стенки K . Когда же t_r выбрано из формулы (7.24), то гарантировать заданные значения $(K Y_a/K Y_o)_{\text{доп}}$ и $\Delta\Theta_{\text{доп}}$ можно, варьируя величинами ϵ_d и k на основании графиков, приведенных на рис. 7.10.

Как уже отмечалось, случайные погрешности электрической толщины стенки приводят к случайным флюктуациям направленности.

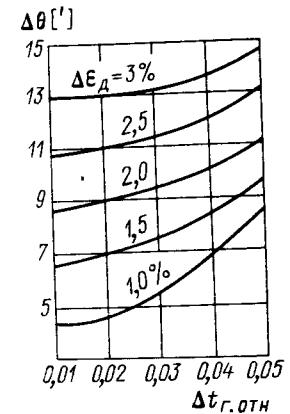


Рис. 7.11. Зависимость величины случайных флюктуаций угловой ошибки $\Delta\theta'$ от случайных ошибок в диэлектрической проницаемости $\Delta\epsilon_d$ и геометрической толщины стенки Δt_r .

В свою очередь, подобные случайные флюктуации диаграммы и эквивалентные флюктуации диаграммы при наличии радиошумов приводят к расширению вероятной «зоны» расположения кривой угловой ошибки.

Статистические методы при проектировании обтекателей, тщательно исследованные в монографии [33], и предполагают такой подход.

На рис. 7.11 приведены графики зависимостей $\Delta\Theta'$ от $\Delta\varepsilon_d$ и $\Delta t_{r,\text{отн}}$ заимствованные из [33]. Графики построены для одного случая, когда $\varepsilon_d = 7,0$.

Аналогичные кривые могут быть построены также и для других частных случаев и явиться исходными данными для оценки влияния производства на этапе разработки обтекателя.

Методику определения производственных допусков, исходя из допустимой величины угловых ошибок, рассмотрим на конкретном примере; при этом воспользуемся всеми главными расчетными соотношениями и графическими зависимостями, полученными выше.

При рассмотрении техники расчета производственных допусков предполагаем, что главные моменты проектирования обтекателя уже завершены, и необходимо на стенку обтекателя установить производственные допуски.

Пример. Рассмотрим определение производственных допусков на стенку третьего порядка ($k = 3$) остроконечного обтекателя ($2\beta_0 \approx 40^\circ$) миллиметрового диапазона волн ($\lambda_0 = 8 \text{ мм}$), исходя из допустимой величины угловых ошибок. Пусть оптимальное значение ε_d для обтекателя уже найдено из (7.22) и равно $\varepsilon_{d,\text{опт}} \approx 3,8$; $L/\lambda_0 \approx 33$; $q \approx 0,2$. Требуется найти производственные допуски на девиацию диэлектрической постоянной материала стенки и геометрическую толщину стенки, если $\Delta\Theta_{\max}$ не должна превышать 3. С учетом того, чтобы у нас $(L/\lambda_0)^2 = 33^2 \approx 1000$ и отношение $(L/\lambda_0)^2 = 10^2 = 100$ (для которого построен график), из верхней кривой (см. рис. 7.8) найдем $\Delta t_{r,\text{отн}} \leq 0,01$. Пусть механическая обработка стенки обтекателя производится на премионном оборудовании с точностью не хуже $\Delta t_r \leq \pm 0,05 \text{ мм}$. Для $k = 3$, $\varepsilon_{d,\text{опт}} \approx 4$, $\lambda_0 = 8 \text{ мм}$ имеем $t_{r,\text{ср}} \approx k\lambda_0 \cdot 0,5 / \sqrt{\varepsilon_{d,\text{опт}}} \approx 6 \text{ мм}$ [см. формулу (7.24)], откуда $\Delta t_{r,\text{ср}}/t_{r,\text{ср}} \approx 0,008$. Далее из (7.16) вычислим допустимую величину девиации диэлектрической постоянной материала $\Delta\varepsilon_d/\varepsilon_d \leq 1,2 \cdot 10^{-2}$. Иначе говоря, в любой плоскости сечения стенки обтекателя допустимое изменение относительной диэлектрической постоянной материала не должно превышать 1%. Таким образом, производственный допуск на девиацию диэлектрической проницаемости с учетом 3% допустимых бракованных обтекателей ($x \approx 2,6$), изготовленных в серийном производстве, может быть установлен равным $\delta_{\text{пр}}(\varepsilon_d) \approx x \cdot 1,2 \cdot 10^{-2} \approx 2,6 \cdot 1,2 \cdot 10^{-2} \approx \pm 3 \cdot 10^{-2}$. Как показывает практика производства СВЧ-диэлектриков, для миллиметровых обтекателей, полученная величина допустимой неоднородности материала лежит на границе современных производственных возможностей. Уточним теперь производственный допуск на геометрическую толщину стенки $\delta_{\text{пр}}(t_r)$. Для отработанного серийного производства, принимая так же, как и при

назначении $\delta_{\text{пр}}(\varepsilon_d)$, допустимый процент брака в 3%, следует взять $\delta_{\text{пр}}(t_r) \approx x \Delta t_r \approx 2,6 \cdot 0,05 \approx \pm 0,13 \text{ мм}$. Подчеркнем, что, если производственные допуски на параметры стенки обтекателя находились из задаваемых значений $KY_{a,\text{об}}/KY_0$ и $\Delta\Theta'_{\max}$, то, очевидно, из найденных значений производственных допусков следует выбирать наименьшие, которые будут удовлетворять одновременно требованиям радиопрозрачности и допустимой величины угловых ошибок.

Глава 8 РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ МИКРОМИНИАТЮРНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

§ 8.1. Краткая характеристика микроминиатюрных устройств СВЧ

Предшественниками теперешних микроминиатюрных устройств СВЧ были схемы на полосковых волноводах, которые оказались более компактными, чем СВЧ-устройства, выполненные на волноводных трубах. Дальнейшее стремление к микроминиатюризации маломощных узлов и устройств СВЧ привело к появлению так называемых интегральных схем сверхвысоких частот (ИС СВЧ).

Интегральные схемы СВЧ представляют собою сочетание пассивных элементов СВЧ (отрезки микрополосковые СВЧ-линий передачи, неотражающие нагрузки, фазовращатели, ответвители и т. п.) с бескорпусными полупроводниковыми приборами. Абсолютные размеры ИС СВЧ оказываются соизмеримыми или заведомо меньшими рабочей длины волны λ_0 , на которой работает устройство. Поэтому в ИС СВЧ-устройствах оказываются совмещенными элементы с распределенными параметрами и элементы с сосредоточенными постоянными (по отношению к рабочей длине волны λ_0).

Реализация ИС СВЧ стала возможной благодаря значительным достижениям специальной технологии, которые позволили получить большую точность изготовления и стабильность физических свойств элементов при очень малых размерах всего устройства.

Интегральная СВЧ-схема (узел) представляет собой конструктивно завершенное автономное устройство, как правило, в экранирующем корпусе и с выводами для подведения и снятия сигнала. Иногда ИС СВЧ могут выполнять почти все функции устройств СВЧ низкого уровня мощности. Однако чаще всего ИС СВЧ строятся по функциональному назначению и их соединение в единое устройство СВЧ осуществляется на общем основании с помощью микрополосковых линий (МПЛ).

Разработка и внедрение ИС СВЧ оправданы только в серийном производстве и для маломощных устройств СВЧ. На средних и больших мощностях по-прежнему используется традиционная волноводная техника и печатные схемы СВЧ. Более того, при выполнении, например, мощной РЛС становится возможным и целесообразным в микро-

миниатюрном исполнении делать только входные цепи приемника, причем не в интегральном исполнении, а на основе микрополосковых волноводов.

Таким образом, для устройства СВЧ принятие решения о его микроминиатюризации диктуется законами физики и радиотехники, уровнем рабочей мощности, решаемой функциональной задачей, возможностями технологий, серийностью выпуска и многими другими соображениями и факторами.

Если говорить об элементной базе, обеспечивающей микроминиатюризацию устройств СВЧ, то следует назвать:

- микрополосковые волноводы в некоторых случаях в комбинации с пассивными и полупроводниковыми элементами;
- микрополосковые СВЧ-схемы функционального назначения;
- ИС СВЧ функционального назначения или для широкого решения задач.

Все три типа микроминиатюрных устройств СВЧ должны компоноваться друг с другом или с устройствами СВЧ, выполненными на полых волноводных трубах или полосковых волноводах.

Проблема анализа и синтеза производственных допусков требует решения как при изготовлении элементной базы, обеспечивающей микроминиатюризацию на СВЧ, так и при компоновке и сборке однотипных или разнотипных микроминиатюрных функциональных узлов СВЧ в единое устройство. Поэтому далее будут рассмотрены следующие два главных вопроса по точностному исследованию микроминиатюрных устройств СВЧ.

Во-первых, будут даны методы расчета по различным собственным радиотехническим параметрам производственных допусков на микрополосковые линии (МПЛ), поскольку последние являются широко распространенными и обязательными элементами любого современного микроминиатюрного устройства СВЧ.

Во-вторых, следует рассмотреть методику расчета допусков на функциональные элементы, выполненные на основе микрополосковых линий передачи.

Этот тип микроминиатюрных СВЧ элементов в сочетании с МПЛ, по сути дела, представляет основу элементной базы для подавляющего большинства устройств СВЧ в микроминиатюрном исполнении.

§ 8.2. Расчет производственных допусков на конструкцию микрополосковой линии

Вначале дадим электрическую и конструкторско-технологическую характеристику микрополосковой линии (МПЛ). Микрополосковая несимметричная линия является, как правило, основным элементом передачи электромагнитного сигнала в микроминиатюрных и миниатюрных устройствах СВЧ любого типа. К МПЛ принято относить все линии, у которых толщина диэлектрической подложки (т. е. расстояние между заземленным основанием и полоском) $h < 1 \text{ мм}$, а сама диэлектрическая подложка имеет относительное значение проницаемости не менее 5 (т. е. $\epsilon_{\text{д. подл}} \geq 5$).

В качестве диэлектрической подложки чаще всего используют специальные сорта керамики, стекол и ситаллы, а в ИС СВЧ — иногда специальные полупроводниковые материалы.

Токонесущее основание и микрополоску изготавливают из хорошо проводящих металлов и сплавов. Для увеличения сцепления между диэлектриком и проводниками применяют очень тонкие (100–300 Å) промежуточные адгезионные подслои из материалов с худшей проводимостью (хром, tantal, молибден, ванадий). Токопроводящее

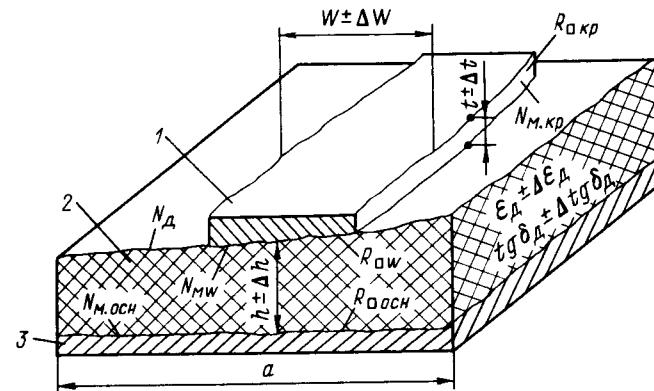


Рис. 8.1. Изменение конструкторско-технологических параметров МПЛ под влиянием производственных факторов:
1 — микрополосок; 2 — диэлектрическая подложка; 3 — проводящее заземленное основание.

основание микрополосок на диэлектрическую подложку наносят методом тонкопленочной или толстопленочной технологии.

Несмотря на казалось бы электрическую и конструктивную простоту строгий теоретический анализ параметров МПЛ затруднителен, так как в линии этого типа по тем или иным причинам нет «чистой» TEM-волны. Последнее в свою очередь приводит и к трудностям точностного исследования влияния всей совокупности производственных факторов на электрические параметры МПЛ.

На рис. 8.1 приведен эскиз МПЛ, на котором упрощенно показаны или отмечены принятыми ранее обозначениями конструкторско-технологические параметры, зависящие от производственных факторов и тем самым определяющие точность поддержания заданных электрических параметров линии.

Из-за того, что в МПЛ отсутствует «чистая» TEM-волну, появляются поверхностные волны, распространяющиеся по поверхности диэлектрической подложки вдоль заземленного основания. Толщину диэлектрической подложки h и относительную диэлектрическую проницаемость ϵ_d подложки выбирают так, чтобы взаимодействие между

основной ТЕМ-волной и паразитной поверхностной волной было бы минимально. Для обеспечения этого должно всегда выполняться неравенство [38]

$$h < \lambda_0 / 4\sqrt{\epsilon_d} \quad (8.1)$$

Предельная частота (в гигагерцах), при которой уже появляется паразитное взаимодействие между основной и паразитной волнами, определяет верхний частотный предел применения микрополосковой линии

$$f_{\text{прМПЛ}} < 75/h\sqrt{\epsilon_d - 1}, \quad (8.2)$$

где h – измеряется в миллиметрах.

В МПЛ могут возникнуть так называемые поперечные резонансные колебания, т.е. колебания в промежутке между основанием и полоской.

При $W \approx h$ частота отсечки для поперечных колебаний (в гигагерцах) равна

$$f_{\text{пр}} \approx 100/h\sqrt{\epsilon_d} \quad (8.3)$$

Из сравнения выражений (8.2) и (8.3) видно, что практически верхний частотный предел, ограничивающий применение МПЛ, определяется возбуждением поверхностных волн.

Длина волны в МПЛ вычисляется из приближенной формулы [35]

$$\lambda_{\text{МПЛ}} \approx (\lambda_0 \sqrt{\epsilon_d}) K = \lambda_{\text{TEM}} K = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} \quad (8.4)$$

где $K = \lambda_{\text{МПЛ}} / \lambda_{\text{TEM}}$ – коэффициент удлинения волны; $\epsilon_{\text{эфф}} = \epsilon_d / K^2$ – эффективная диэлектрическая проницаемость, сложным образом зависящая от электрических и конструктивных параметров микрополосковой линии.

Эффективная диэлектрическая проницаемость МПЛ определяется как квадрат отношения скорости света в свободном пространстве к фазовой скорости волны в линии.

Расчетные соотношения для $\epsilon_{\text{эфф}}$ имеют вид
– для «широкой» полоски, т.е. для $W/h > 1$

$$\epsilon_{\text{эфф}} = 1 + q(\epsilon_d - 1), \quad (8.5)$$

где q – коэффициент «заполнения»,

– для «узкой» полоски, т.е. для $W/h < 1$

$$\epsilon_{\text{эфф}} = \frac{\epsilon_d + 1}{2} \left\{ 1 + \frac{\epsilon_d - 1}{\epsilon_d + 1} \frac{\ln(\pi/2) + [\ln(4/\pi)]/\epsilon_d}{\ln(8h/W)} \right\}. \quad (8.6)$$

Зависимость величины $\epsilon_{\text{эфф}}$ (или $\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}$) от q , ϵ_d и W/h , как правило, дается в виде графиков, удобных для инженерных расчетов.

Несколько слов о конструктивных параметрах МПЛ, определяющих и подход при ее точностном исследовании.

Анализ поля в поперечном сечении и выбор конструктивных параметров МПЛ производят в предположении, что большая часть энергии, передаваемой линией, сосредоточена в области, равной утроенной

ширине полоски. Поэтому при расчетах и проектировании МПЛ принимают $a \leq 3W$ (см. рис. 8.1). Толщину микрополоска выбирают так, чтобы она в три или более раза была бы больше расчетного значения z_e – глубины скин-слоя.

Ширину полоски W выбирают из компромиссных соображений: уменьшение размера W при всех прочих равных условиях снижает габариты и подавляет паразитные колебания, но в то же время уменьшение ширины полоски приводит к увеличению потерь в линии. Также противоречивы факторы, обусловливающие выбор толщины подложки h . Так уменьшение конструктивного размера h дает уменьшение потерь на излучение, снижение вероятности появления поверхностных волн и увеличивает плотность монтажа СВЧ-микросхемы, но одновременно с этим увеличивает потери в проводниках, а главное – требует поддержания более жестких производственных допусков на элементы конструкции и однородность свойств подложки.

Отметим существующий ряд стандартизованных толщин подложек МПЛ: $h = 0,25; 0,5; 1$ мм.

Остановимся на расчете производственных допусков МПЛ по величине допустимых потерь.

В микрополосковых линиях передачи, как и в любых других типах СВЧ-линий передачи, суммарные потери α_s складываются из потерь в проводниках α_m и потерь в диэлектрике α_d .

Потери в МПЛ приводят к затуханию электромагнитной энергии; обычно оперируют величиной относительного затухания на единицу длины линии (в системе «СИ» на метр) или на длину линии, равную λ_{TEM} . Таким образом, полное линейное затухание МПЛ (в децибелах на метр) будет равно

$$\alpha_s = \alpha_m + \alpha_d. \quad (8.7)$$

С хорошей для инженерной практики точностью линейное затухание (также в децибелах на метр) МПЛ за счет потерь в проводниках может быть рассчитано по следующей формуле:

$$\alpha_m \approx \frac{9(R_{\square w} + R_{\square \text{осн}})}{\rho_w W_{\text{эфф}}}, \quad (8.8)$$

где $R_{\square w}$ и $R_{\square \text{осн}}$ – поверхностное сопротивление соответственно микрополоска и основания; ρ_w – волновое сопротивление линии.

Как видно, несовершенство технологического процесса в первую очередь приведет к возрастанию фактических значений поверхностных сопротивлений

$$\left. \begin{aligned} R_{\square w\phi} &= R_{\square w} + \Delta R_{\square w} \\ R_{\square \text{осн.}\phi} &= R_{\square \text{осн.}} + \Delta R_{\square \text{осн.}} \end{aligned} \right\} \quad (8.9)$$

Несомненный интерес представляет получение аналитической зависимости, связывающей увеличение потерь в МПЛ от возрастания поверхностных сопротивлений обоих проводников, т. е.:

$$\Delta\alpha_m = f(\Delta R_{\square w}, \Delta R_{\square \text{осн}}), \quad (8.10)$$

весьма удобной для расчета допусков на поверхностное сопротивление при заданной величине $\Delta\alpha_{m,\text{доп}}$.

Исследование исходного выражения (8.8) методом дифференцирования (см. гл. 1) дает следующую формулу для расчета $\Delta\alpha_m$:

$$\Delta\alpha_m \approx 10 \lg \left(1 + \frac{\Delta R_{\square w}}{R_{\square w} + R_{\square \text{осн}}} + \frac{\Delta R_{\square \text{осн}}}{R_{\square w} + R_{\square \text{осн}}} \right). \quad (8.11)$$

Для случая, когда $R_{\square w} = R_{\square \text{осн}}$ формула (8.11) упрощается

$$\Delta\alpha_m \approx 10 \lg \left(1 + \frac{\Delta R_{\square}}{R_{\square}} \right). \quad (8.12)$$

Оба последних выражения (8.11) и (8.12) удобны для расчета величины дополнительного линейного затухания МПЛ, обусловленного увеличением поверхностного сопротивления токонесущих поверхностей по сравнению с заданным номиналом.

Если задается допустимая величина $\Delta\alpha_{m,\text{доп}}$, дБ/м, то по нижеследующей формуле следует рассчитывать производственные допуски на поверхностные сопротивления проводников МПЛ:

$$\delta_{np}(R_{\square w}) + \delta_{np}(R_{\square \text{осн}}) \leq (R_{\square w} + R_{\square \text{осн}}) \left[\text{anti} \lg \frac{\Delta\alpha_{m,\text{доп}}}{10} - 1 \right]. \quad (8.13)$$

Для удобства относительных оценок влияния фактического роста величины поверхностного сопротивления токонесущих проводников на линейное затухание МПЛ по формуле (8.12) был построен график (рис. 8.2). График справедлив для случая, когда $R_{\square w} = R_{\square \text{осн}} = R_{\square \text{ном}}$ а увеличение поверхностного сопротивления ΔR_{\square} микрополоска и основания (проводящей подложки) одинаково для обоих проводников МПЛ.

Аналитическое линейное затухание МПЛ в децибелях на единицу длины линии за счет потерь в диэлектрике рассчитывается по приближенной формуле [38]

$$\alpha_d \approx 27,3 \frac{(\varepsilon_{\text{эфф}} - 1) \varepsilon_d \operatorname{tg} \delta_d}{(\varepsilon_d - 1) \varepsilon_{\text{эфф}}}. \quad (8.14)$$

Дополнительные потери в диэлектрике обусловлены девиацией двух параметров материала: $\Delta\varepsilon_d$ и $\Delta \operatorname{tg} \delta_d$, относительно их номинальных значений.

В предположении, что технологические погрешности в конструктивных размерах практически не влияют на потери в диэлектрике, исследуем дифференциальным методом выражение (8.14).

По аналогии с формулой (8.11) получим

$$\Delta\alpha_d \approx 10 \lg \left[\left(1 + \frac{\Delta\varepsilon_d}{\varepsilon_d} \right) \left(1 + \frac{\Delta \operatorname{tg} \delta_d}{\operatorname{tg} \delta_d} \right) \left(\frac{\varepsilon_d - 1}{\varepsilon_d + \Delta\varepsilon_d - 1} \right) \right]. \quad (8.15)$$

Возможен частный случай, когда величина и знаки приращений $\Delta\varepsilon_d$ и $\Delta \operatorname{tg} \delta_d$ окажутся такими, что скомпенсируют взаимное влияние друг друга на $\Delta\alpha_d$ или когда девиация ε_d и $\operatorname{tg} \delta_d$ даже приведет к отрицательному значению величины $\Delta\alpha_d$. При этом фактическое линейное затухание МПЛ станет меньше расчетного. Конечно, с технологической точки зрения представляет интерес только тот случай, при котором погрешности электрических параметров диэлектрического материала подложки МПЛ увеличивают линейное затухание.

Для типовых номинальных значений ε_d и $\operatorname{tg} \delta_d$ и для возможных, возникающих в результате влияния технологических факторов, их изменений $\Delta\varepsilon_d$ и $\Delta \operatorname{tg} \delta_d$ получено следующее неравенство, гарантирующее значение $\Delta\alpha_d$, большее нуля:

$$\Delta\varepsilon_d < \left[\frac{\varepsilon_d(\varepsilon_d - 1)}{\operatorname{tg} \delta_d} \Delta \operatorname{tg} \delta_d \right]. \quad (8.16)$$

Если задана допустимая величина $\Delta\alpha_{d,\text{доп}}$, то производственный допуск $\delta_{np}(\varepsilon_d)$ на параметр материала подложки МПЛ определяется из следующего соотношения:

$$|\delta_{np}(\varepsilon_d)| \leq (\text{anti} \lg \frac{\Delta\alpha_{d,\text{доп}}}{10} - 1) \times \frac{\varepsilon_d(\varepsilon_d - 1)}{\varepsilon_d \left(\text{anti} \lg \frac{\Delta\alpha_{d,\text{доп}}}{10} - 1 \right) + 1}. \quad (8.17)$$

Причем при выводе приближенного выражения (8.17) предполагалось, что абсолютное значение $\operatorname{tg} \delta_d$ невелико (меньше 0,01), а девиация $\operatorname{tg} \delta_d$ по технологическим причинам практически отсутствует.

Графики, приведенные на рис. 8.3, позволяют для двух наиболее употребляемых для подложек МПЛ номинальных значений $\varepsilon_d = 6$ и $\varepsilon_d \approx 10$, различных численных величин девиации $\Delta\varepsilon_d$ находить составляющую линейного затухания $\Delta\alpha_d$. Графики, приведенные на рис. 8.3, построены при допущении, что $\operatorname{tg} \delta_d \rightarrow 0$ и $\operatorname{tg} \delta_d = 0$.

Сравнение графиков, изображенных на рис. 8.2 и 8.3, позволяет сделать вывод, что для высококачественных диэлектрических подложек (т. е. у которых диэлектрические потери малы, а девиация диэлектрической проницаемости все же имеет место) главный технологический фактор, приводящий к увеличению линейного затухания МПЛ, – это фактическое поверхностное сопротивление токонесущих проводников.

Напомним, что дополнительное затухание МПЛ за счет погрешности поддержания заданной величины $R_{\square w}$ и $R_{\square \text{осн}}$ и девиации свойств диэлектрической подложки ($\Delta\varepsilon_d$ и $\Delta \operatorname{tg} \delta_d$) следует находить в соответствии с уравнением (8.7) как сумму выражений (8.11) и (8.15).

Назначение производственных допусков на МПЛ по критерию $\Delta\alpha_{(m+d)\text{доп}}$ производится в результате вариаций соотношений (8.13) и (8.17).

Пример. Пусть серийному производству подлежит МПЛ с расчетными параметрами $R_{\square w} = 0,02 \text{ Ом}$, $R_{\square \text{осн}} = 0,05 \text{ Ом}$, $\varepsilon_d = 9$ и $\operatorname{tg} \delta_d = 0,01$. Требуется определить дополнительные потери линии (т. е. $\Delta\gamma_d$ и $\Delta\alpha_d$), если из-за несовершенства технологического процесса поверхностные сопротивления ее проводников возрастают: $\Delta R_{\square w} \approx 0,01 \text{ Ом}$ и $\Delta R_{\square \text{осн}} \approx 0,02 \text{ Ом}$.

а отрицательная девиация относительной диэлектрической проницаемости подложки достигает величины $\Delta\epsilon_d = -1,0$ и $\Delta t g \delta_d \approx 0,005$. По формуле (8.11) найдем $\Delta\alpha_m$ в децибелах на метр длины линии

$$\Delta\alpha_m \approx 10 \lg \left(1 + \frac{0,01}{0,02 + 0,05} + \frac{0,02}{0,02 + 0,05} \right) \approx 1,6.$$

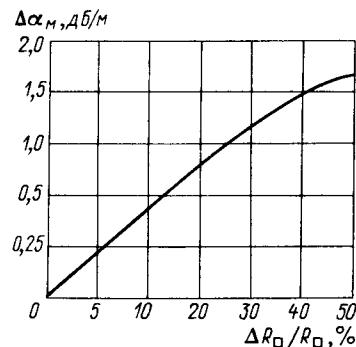


Рис. 8.2. Зависимость $\Delta\alpha_m$ от отношения $\Delta R_□/R_□$.



По формуле (8.15) найдем $\Delta\alpha_d$ также в децибелах на метр

$$\Delta\alpha_d \approx 10 \lg \left[\left(1 + \frac{-1,0}{9} \right) \left(1 + \frac{0,005}{0,01} \right) \left(\frac{9-1}{9-1,0-1} \right) \right] \approx 1,8.$$

Как видно, в данном случае в связи со значительным производственным ухудшением свойств диэлектрической подложки $\Delta\alpha_d > \Delta\alpha_m$; суммарное увеличение линейного затухания исследуемой МПЛ по технологическим причинам составит величину

$$\Delta\alpha_{\Sigma} = \Delta\alpha_m + \Delta\alpha_d = 1,6 + 1,8 = 3,4 \text{ дБ/м.}$$

Пример. Пусть необходимо найти производственные допуски $\delta_{\text{пр}}(R_{\square\text{и}})$ и $\delta_{\text{пр}}(R_{\square\text{осн}})$ для проводников МПЛ, выполненной на высокодобротной и стабильной по свойствам ситалловой подложке. В этом случае потерями за счет изменения свойств диэлектрической подложки можно пренебречь.

Расчетные номинальные значения $R_{\square\text{и}} = R_{\square\text{осн}} = 0,03 \text{ Ом}$; $\Delta\alpha_{m,\text{доп}} \leqslant 10 \text{ дБ/м}$.

По формуле (8.13) или по графику, приведенному на рис. 8.3, находим $\delta_{\text{пр}}(R_{\square\text{и}}) = \delta_{\text{пр}}(R_{\square\text{осн}}) \leqslant 0,01 \text{ Ом}$. Установим теперь допуск на чистоту обработки токонесущих проводников микрополосковой линии, работающей на волне $\lambda_0 = 3 \text{ см}$, в предположении, что микрополосок и основание выполняются из меди.

Пользуясь табл. 2.1 для медных проводников находим $\sigma_{\text{п.м}} \approx 3,5 \cdot 10^7 \text{ См}/\text{м}$, $z_e = 0,39\sqrt{3} \text{ См} \approx 0,67 \text{ мкм}$; поверхностное сопротивление медного проводника в предположении отсутствия микронеровностей составит $R_{\square} = 0,047/\sqrt{3} \text{ См} \approx 0,027 \text{ Ом}$. В соответствии с точностным расчетом допустима следующая величина поверхностного сопротивления медных проводников МПЛ: $R_{\square\text{ф.в.}} = R_{\square\text{осн.в.}} = R_{\square\text{ном}} + \delta_{\text{пр}}(R_{\square}) \leqslant 0,04 \text{ Ом}$.

Необходимый класс чистоты обработки медных микрополосков установим из следующих соображений. Понятно, что шероховатость токонесущих поверхностей проводников не должна увеличивать поверхностное сопротивление на величину большую, чем $[R_{\square\text{ном}} + \delta_{\text{пр}}(R_{\square})] - R_{\square} = 0,04 \text{ Ом} - 0,027 \text{ Ом} \approx 0,013 \text{ Ом}$. Для $[R_{\square\text{ном}} + \delta_{\text{пр}}(R_{\square})] = 0,04 \text{ Ом}$ и прежнего значения проводимости для поверхностной пленки меди $\sigma_{\text{п.м}} = 3,5 \cdot 10^7 \text{ См}/\text{м}$ найдем значение эффективной глубины проникновения СВЧ тока в металл

$$z_{\text{эфф}} = 1/\sigma_{\text{п.м}} [R_{\square\text{ном}} + \delta_{\text{пр}}(R_{\square})] = 13,5 \cdot 10^7 \cdot 0,04 \approx 0,71 \text{ мкм.}$$

Значит разница $\Delta z_e = z_{\text{эфф}} - z_e = 0,71 - 0,67 = 0,04 \text{ мкм}$ – есть допустимая высота микронеровностей токонесущих поверхностей МПЛ.

По формуле (2.21) или проще из табл. 2.3 для значения $\Delta z_e \leqslant 0,04 \text{ мкм}$ определяем допуск на чистоту обработки поверхности проводников МПЛ: $\delta_{\text{пр}}(R) = N_u \geqslant 12$, т. е. обработка должна соответствовать 12–13 классам шероховатости.

Аналитическое и экспериментальное исследование МПЛ показало, что главенствующее влияние на фактическую величину волнового сопротивления ρ оказывает погрешность выполнения двух конструктивных размеров ΔW и Δh (см. рис. 8.1).

Дифференциальными методами (см. гл. 1) были проанализированы и затем найдены зависимости $\Delta\rho = f(\Delta W; \Delta h)$ – для случая, когда $W/h < 1$ и $\Delta\rho = f(\Delta W; \Delta h)$ – для соотношения $W/h > 1$. В окончательном виде получим при $W/h < 1$

$$\Delta\rho \approx \frac{92,31}{\sqrt{\epsilon_d + 1}} \left(\frac{\Delta W}{W} + \frac{\Delta h}{h} \right) = k_1 \left(-\frac{\Delta W}{W} + \frac{\Delta h}{h} \right) \quad (8.18)$$

и при $W/h > 1$

$$\Delta\rho \approx \frac{377 \left(\frac{W}{h} + 0,23 \frac{\epsilon_d + 1}{\epsilon_d} \cdot \frac{W}{h} \right)}{\sqrt{\epsilon_d} \left[\left(\frac{W}{h} + 0,88(1 + 0,26 \frac{\epsilon_d + 1}{\epsilon_d} \left(\frac{W}{h} + 1,88 \right)) + 0,19 \left(\frac{\epsilon_d - 1}{\epsilon_d} \right) \right)^2 \right]} \times (-\Delta W/W + \Delta h/h) = k_2 (-\Delta W/W + \Delta h/h). \quad (8.19)$$

Исследуя формулы (8.18) и (8.19), можно сделать важные выводы. Во-первых, при $-\Delta W/W = \Delta h/h$ и $-\Delta Wh = \Delta hW$ происходит взаимная компенсация влияния погрешностей выполнения размеров W и h , и

волновое сопротивление МПЛ остается равным теоретическому, т. е. $\Delta\rho(\Delta W; \Delta h) \rightarrow 0$.

Во-вторых, знак при $\Delta\rho$ зависит как от абсолютных значений ΔW , W , Δh и h , так и от знаков погрешностей ΔW и Δh . Так, из-за технологических погрешностей волновое сопротивление МПЛ становится больше теоретического ($\Delta\rho > 0$), если при расчете по формулам (8.18) и (8.19) имеет место неравенство

$$\Delta h/h < \Delta W/W. \quad (8.20)$$

И соответственно $\Delta\rho$ будет меньше нуля, если

$$\Delta h/h > \Delta W/W. \quad (8.21)$$

Если задана абсолютная величина и знак при $\Delta\rho_{\text{доп}}$, то производственные допуски следует находить из решения следующих неравенств: при $\Delta W = \Delta h$

$$\delta_{\text{пп}}(W) = \delta_{\text{пп}}(h) \leq \frac{\Delta\rho_{\text{доп}} h W}{k_{1,2}(W-h)} \quad (8.22)$$

и при $\Delta W = -\Delta h$

$$|\delta_{\text{пп}}(W)| = |\delta_{\text{пп}}(h)| \leq -\frac{\Delta\rho_{\text{доп}} h W}{k_{1,2}(W+h)}. \quad (8.23)$$

В общем случае $\Delta\rho$ есть функция двух переменных ΔW и Δh . Поэтому решение основных уравнений (8.18) и (8.19) относительно $\delta_{\text{пп}}(W)$ и $\delta_{\text{пп}}(h)$ возможно в частном виде, когда $\Delta W = \pm\Delta h$ или когда $\Delta W = k_3\Delta h$, где k_3 – любое априорно задаваемое число.

Пример. Точностному исследованию подлежит МПЛ с исходными параметрами $W_t = 0,25$ мм, $h_t = 0,5$ мм, $\varepsilon_d \approx 10$, $\rho_t = 50$, работающая на длине волны $\lambda_0 = 3$ см.

Необходимо найти производственные и относительные допуски на ширину микрополоска и высоту подложки, если $\Delta\rho_{\text{доп}}$ не должно превышать ± 1 Ом; при особом производственном условии, чтобы производственные допуски $\delta_{\text{пп}}(W)$ и $\delta_{\text{пп}}(h)$ были бы равны по своим абсолютным значениям, т. е. $|\delta_{\text{пп}}(W)| = |\delta_{\text{пп}}(h)|$.

Окончательный результат получим путем решения уравнений (8.22) и (8.23) для значений $\Delta\rho \leq +1$; $\Delta\rho \leq -1$; $\delta_{\text{пп}}(W) = \delta_{\text{пп}}(h)$ и $\delta_{\text{пп}}(W) = -\delta_{\text{пп}}(h)$, полагая во всех случаях $K_1 = 92,31/\sqrt{\varepsilon_d} + 1$. Для $\delta_{\text{пп}}(W) = \delta_{\text{пп}}(h)$ и $\Delta\rho = \pm 10$ м из формулы (8.22) получаем

$$\delta_{\text{пп}}(W) = \delta_{\text{пп}}(h) \leq \frac{\pm 1 \cdot 0,5 \cdot 0,25}{27,8(0,25-0,5)} = \pm 0,18 \text{ мм.}$$

Для $\delta_{\text{пп}}(W) = -\delta_{\text{пп}}(h)$ и $\Delta\rho = \pm 10$ м из формулы (8.23) имеем

$$|\delta_{\text{пп}}(W)| = |\delta_{\text{пп}}(h)| \leq \frac{\pm 1 \cdot 0,5 \cdot 0,25}{27,8(0,25+0,5)} = \pm 0,06 \text{ мм.}$$

Учитывая равновероятную возможность получения в технологическом процессе отклонений в размерах конструктивных параметров W и h с

одинаковыми и разными знаками, следует точностный режим производства установить в соответствии со вторым вариантом расчета. Тогда при поддержании

$$W_\phi = W_t \pm \delta_{\text{пп}}(W) = 0,25 \pm 0,06 \text{ мм}; \\ h_\phi = h_t \pm \delta_{\text{пп}}(h) = 0,50 \pm 0,06 \text{ мм}$$

имеем 100%-ную гарантию, что изготовленная МПЛ будет иметь девиацию волнового сопротивления, не превышающую 2% от теоретической, расчетной величины. Используя выражение (1.2), найдем относительные допуски на W и h ; они оказываются одинаковыми:

$$\delta_{\text{отн}}(W) = \delta_{\text{отн}}(h) = \delta_{\text{пп}}(W, h)/\lambda_0 = \pm 0,06/30 = \pm 0,002.$$

Как видно, найденные значения абсолютных и относительных допусков могут быть обеспечены только в прецизионном производстве. Последнее лишний раз иллюстрирует современные проблемы технологии микроминиатюрных устройств СВЧ.

Очень важным этапом точностного исследования является расчет производственных допусков МПЛ по величине допустимого коэффициента отражения. Фактическая величина коэффициента отражения на входе МПЛ (или КСВН) определяет режим ее работы, т. е. точность и надежность ИС СВЧ, а также если МПЛ используется в качестве соединительного элемента между функциональными узлами, относительную величину передаваемой мощности.

Если установлена теоретическая величина ρ_t , то коэффициент отражения будет равен

$$|\Gamma| \approx |\Delta\rho|/\rho_t, \quad (8.24)$$

где $\Delta\rho$ – девиация волнового сопротивления по технологическим причинам.

Причем по формуле (8.24) можно находить как модуль коэффициента отражения, так и характер реактивности по знаку $\Delta\rho$, приобретаемой МПЛ в результате погрешностей ее изготовления.

Когда задана допустимая величина $\Gamma_{\text{доп}}$, то

$$\Delta\rho \approx \Gamma_{\text{доп}}\rho_t, \quad (8.25)$$

и производственные допуски на конструктивные размеры линии устанавливаются путем решения уравнений (8.18), (8.19), (8.22) и (8.23). При задаваемом ρ_t МПЛ конструируют, как правило, варьируя параметры W и h . Поэтому чаще всего рабочие характеристики МПЛ в том числе и ее волновое сопротивление определяют через отношение W/h [38]. Интегральное изменение по технологическим причинам наиболее важных конструктивных параметров W и h МПЛ можно оценить следующим образом:

$$|\Delta(W/h)| = |W_t/h_t - W_\phi/h_\phi|, \quad (8.26)$$

где W_t , h_t и W_ϕ , h_ϕ соответственно теоретические и фактические размеры линии.

При поддержании интегрального производственного допуска $\delta_{\text{пр}}(W/h)$ волновое сопротивление МПЛ изменится следующим образом:

$$\Delta\rho = \rho_t - \rho_\phi = \rho_t(W_t/h_t) - \rho_\phi[W_t/h_t \pm \delta_{\text{пр}}(W/h)]. \quad (8.27)$$

Численное значение и знак $\delta_{\text{пр}}(W/h)$ определяют КСВН на входе линии

$$\text{КСВН} = 1 + \Delta\rho/\rho \text{ для } \Delta\rho > 0 \text{ и } \delta_{\text{пр}}(W/h) < 0; \quad (8.28)$$

$$\text{КСВН} = 1/1 + \Delta\rho/\rho \text{ для } \Delta\rho > 0 \text{ и } \delta_{\text{пр}}(W/h) > 0. \quad (8.29)$$

Для 50-омной МПЛ на подложке из материала с $\epsilon_d \approx 10$ зависимость КСВН от интегрального производственного допуска $\delta_{\text{пр}}(W/h)$ приведена на рис. 8.4 [38].

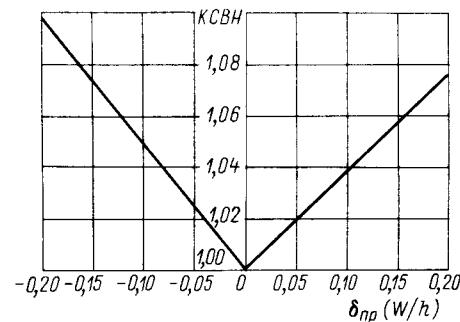


Рис. 8.4. Зависимость КСВН от интегрального производственного допуска $\delta_{\text{пр}}(W/h)$ для 50-омной микрополосковой линии с $\epsilon_d \approx 10$.

В работе [35] получена относительно простая формула, удобная для приближенных оценок максимального коэффициента отражения $|\Gamma|_{\max}$ в зависимости от значений производственных допусков на выполнение основных конструктивных размеров МПЛ:

$$|\Gamma|_{\max} \leq \frac{W}{W+h} \left[\frac{\delta_{\text{пр}}(h)}{h} - \frac{\delta_{\text{пр}}(W)}{W} \right]. \quad (8.30)$$

Последнее выражение фактически дает ограничение максимума коэффициента отражения от МПЛ в функции относительных допусков на изготовление ее конструкции

$$|\Gamma|_{\max} \leq \frac{W}{W+h} [\delta_{\text{отн}}(h) - \delta_{\text{отн}}(W)]. \quad (8.31)$$

Кроме того, формулы (8.30) и (8.31) еще раз наглядно показывают, что при назначении одинаковых абсолютных допусков, но при их разных знаках, возможна взаимная компенсация влияний погрешностей выполнения ширины микрополоска и высоты подложки. Иначе говоря, при назначении одинаковых относительных допусков на параметры W и h МПЛ правильный выбор смещений центров группирования отклонений относительно номиналов позволит в серийном производстве добиться минимального процента брака.

Пример. Пусть необходимо установить производственные допуски на основные конструктивные параметры МПЛ 50-омной линии ($\epsilon_d \approx 10$) $\delta_{\text{пр}}(W)$ и $\delta_{\text{пр}}(h)$, если КСВН_{доп} $\leq 1,05$.

Пользуясь рис. 8.4, для КСВН_{доп} находим следующие два предельных значения интегрального производственного допуска:

$$\delta_{\text{пр1}}(W/h) \geq -0,10 \text{ и } \delta_{\text{пр2}}(W/h) \leq 0,13.$$

Полученный результат по двум найденным значениям интегральных производственных допусков $\delta_{\text{пр1}}$ и $\delta_{\text{пр2}}$ можно трактовать еще и так. Когда $W_\phi = W_t = \text{const}$ КСВН не будет превышать 1,05 при соблюдении производственного допуска на выполнение параметра h

$$h_t + \delta_{\text{пр}}(h) \leq h_t^{+0,1W_t} - h_t^{-0,13W_t}.$$

Причем поддержание $\delta_{\text{пр}}(h)$ в верхней области поля допуска даст $\Delta\rho < 0$, а поддержание $\delta_{\text{пр}}(h)$ в нижней области даст $\Delta\rho > 0$. Когда же $h_\phi = h_t = \text{const}$, КСВН не превысит значения 1,05 при значениях

$$W_t + \delta_{\text{пр}}(W) \leq W_t^{+0,13h_t} - W_t^{-0,1h_t},$$

и тогда поддержание параметра $W_t^{-0,1h_t}$ в верхней области поля допуска даст $\Delta\rho < 0$, а в нижней $-\Delta\rho > 0$ [(см. формулы (8.28) и (8.29)].

Отметим, что для взаимонезависимых и случайных изменений из-за технологических причин параметров W и h производственные допуски на их выполнение могут быть несколько расширены. Ослабление производственных допусков снижает стоимость производства, но одновременно с этим повышает процент брака.

§ 8.3. Расчет производственных допусков резонансных элементов на основе МПЛ

В микроминиатюрных устройствах СВЧ резонансные элементы и узлы (резонаторы и фильтры) строят, как правило, на отрезках микрополосковых линий. Поэтому представляет практический интерес исследовать влияние погрешностей изготовления резонансного элемента или узла, построенного на основе МПЛ, на величину его фактической добротности Q_ϕ .

Известно [38], что фактическая добротность Q_ϕ любого резонансного устройства СВЧ может быть найдена из решения следующего уравнения:

$$1/Q_\phi \approx 1/Q_t + 1/Q_1 + 1/Q_2(R_\square) + 1/Q_3(\operatorname{tg} \delta_\lambda) + 1/Q_4(\Delta W, \Delta h, \Delta \epsilon_d, \Delta l), \quad (8.32)$$

где Q_t – теоретическая добротность; Q_1 – составляющая добротности, определяемая степенью связи с другими элементами; $Q_2(R_\square)$ – составляющая добротности, определяемая потерями в проводниках; $Q_3(\operatorname{tg} \delta_\lambda)$ – составляющая добротности, определяемая потерями в диэлектрике подложки; $Q_4(\Delta W, \Delta h, \Delta \epsilon_d, \Delta l)$ – составляющая добротности, определяемая погрешностями выполнения конструктивных параметров резонансного узла.

Непосредственно с производственным процессом связаны последние три составляющие добротности. Рассмотрим количественные взаимо-

связи этих трех составляющих добротности от точности выполнения резонансного отрезка или узла на основе МПЛ.

Составляющая добротности, зависящая от потерь в проводниках, может быть рассчитана по следующей формуле [38]:

$$\begin{aligned} Q_2(R_{\square}) &\approx 0,17k \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} W_{\text{р.л}} (\sigma_{\text{п.м}} - \Delta\sigma_{\text{п.м}}) / \sqrt{f} \approx \\ &\approx 0,17k \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}} W_{\text{р.л}} \sqrt{f} [(R_{\square} + \Delta R_{\square}) z_e]^{-1}, \end{aligned} \quad (8.33)$$

где k – число четвертей длины резонансной волны, образующих микрополосковый резонатор; f – рабочая частота, ГГц; $\Delta\sigma_{\text{п.м}}$ и ΔR_{\square} – соответственно уменьшение проводимости и увеличение поверхностного сопротивления токонесущих проводников по технологическим причинам.

С хорошей достоверностью для производственных оценок значение $Q_3(\text{tg } \delta_d)$ можно рассчитать по формуле

$$Q_3(\text{tg } \delta_d) \approx 1/(\text{tg } \delta_d + \Delta \text{tg } \delta_d), \quad (8.34)$$

где $\Delta \text{tg } \delta_d$ – увеличение тангенса потерь материала подложки микрополоскового резонатора по технологическим причинам.

Четвертая составляющая, как показывают исследования, наиболее критична к изменению длины резонансного отрезка и вариации диэлектрической проницаемости материала подложки. В отличие от объемных резонаторов регулировать резонансную длину отрезка МПЛ после изготовления невозможно. Погрешность выполнения резонансного элемента на основе МПЛ по параметрам – геометрической длине l_r и относительной диэлектрической проницаемости подложки ϵ_d приводит к отклонению фактической электрической длины линии относительно расчетной, т. е. $l_{\text{эл.ф}} \neq l_{\text{эл.т}}$. В связи с этим происходит расстройка контура и, по сути дела, это дает не падение добротности, а рас согласование резонансного элемента с основной линией. Рас согласование проявляется только в том, что на расчетной частоте не получить предельно возможную расчетную добротность. Учесть этот эффект, обусловленный несовершенством изготовления, можно следующим образом:

$$\begin{aligned} Q_4(\Delta l_r, \Delta \epsilon_d) &\approx \frac{1}{\sqrt{\epsilon_d + |\Delta \epsilon_d|}} / (\Delta l_r / k l_r)^2 \approx \\ &\approx (1/\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}) / (\Delta l_r / k \lambda_{\text{ТЕМ}})^2. \end{aligned} \quad (8.35)$$

Решая приближенные уравнения (8.33), (8.34) и (8.35) относительно изменяющихся технологических параметров $\Delta\sigma_{\text{п.м}}$, ΔR_{\square} , $\Delta \text{tg } \delta_d$, Δl_r и $\Delta \epsilon_d$, несложно получить систему неравенств

$$\begin{aligned} \delta_{\text{пп}}(\sigma_{\text{п.м}}) &\leq A_1 Q_2 \text{доп}; \\ \delta_{\text{пп}}(R_{\square}) &\leq A_2 Q_2 \text{доп}; \\ \delta_{\text{пп}}(\text{tg } \delta_d) &\leq A_3 Q_3 \text{доп}; \\ \delta_{\text{пп}}(l_r, \epsilon_d) &\leq A_4 Q_4 \text{доп}. \end{aligned} \quad (8.36)$$

по которым, задаваясь допустимыми значениями $Q_2 \text{доп}$, $Q_3 \text{доп}$ и $Q_4 \text{доп}$, можно рассчитать производственные допуски на соответствующие параметры конструкции резонансного устройства, построенного на основе МПЛ.

§ 8.4. Расчет производственных допусков простейших элементов СВЧ-микросхем

Здесь рассматриваются методы и техника расчета производственных допусков наиболее распространенных, но простейших элементов, применяемых в микроминиатюрной СВЧ-аппаратуре и ИС СВЧ.

Резисторы. Сосредоточенные резисторы, максимальный размер которых меньше $0,1 \lambda_0$, в СВЧ-микросхемах используются в качестве согласованных нагрузок, в СВЧ-сумматорах мощности, в делителях мощности, в цепях смещения активных элементов ИС СВЧ и для некоторых других целей.

Реализация сосредоточенных резисторов не вызывает принципиальных технологических трудностей, если их сопротивление R , не превышает 2–3 кОм, в противном случае размеры резистора должны быть увеличены, но при этом резистор превратится в активное сопротивление с распределенными параметрами.

Сосредоточенные резисторы в СВЧ-микросхемах конструктивно, как правило, оформляются в виде прямоугольного (реже квадратного) элемента, включенного с некоторым перекрытием в разрыв микрополоска.

Сопротивление резистора, выполненного способом толстопленочной или тонкопленочной технологии, равно

$$R_r = l_r / W t \sigma_{\text{п.м}}, \quad (8.37)$$

где l_r – длина пленочного элемента; W – ширина пленочного элемента; t – толщина пленки; $\sigma_{\text{п.м}}$ – удельная проводимость резистивной пленки.

В конструкторско-технологической практике величину R , принято выбирать следующим образом:

$$R_r = R_{\square} n, \quad (8.38)$$

где n – число «квадратов» пленки или коэффициент формы резистивного элемента (здесь $R_{\square} = 1/\sigma_{\text{п.м}t}$, $n = l_r/t$). Исследуя дифференциальным способом выражения (8.37) соответственно получаем вариацию сопротивления резистора ΔR_r в зависимости от изменения его конструкторско-технологических параметров

$$\Delta R_r = R_r \left(\frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta W}{W} - \frac{\Delta t}{t} - \frac{\Delta \sigma_{\text{п.м}}}{\sigma_{\text{п.м}}} \right). \quad (8.39)$$

При соотношениях $\Delta \sigma_{\text{п.м}} \rightarrow 0$, $|\Delta l| = |\Delta W|$ и $\Delta l \Delta W < 0$ изменение сопротивления резистора по технологическим причинам максимально. Для

этого случая допуски на размеры микрополоскового резистора найдем из следующего неравенства:

$$\delta_{\text{пр}}(l) = \delta_{\text{пр}}(W) \leq \frac{(\Delta R_{r,\text{доп}})}{R_r} \frac{lW}{W+l}, \quad (8.40)$$

где $\Delta R_{r,\text{доп}}$ – допустимое изменение сопротивления резистора, своим знаком определяющее знаки производственных допусков $\delta_{\text{пр}}(l)$ и $\delta_{\text{пр}}(W)$.

При достаточно точном выполнении рисунка микросхемы основное влияние на фактическое значение сопротивления резистора оказывает величина поверхностной проводимости резистивной пленки $\sigma_{\text{п.м.}}$. Полагая $\Delta l \approx 0$, $\Delta W \approx 0$ и $\Delta t \approx 0$, из (8.37) получим

$$\Delta R_r(\sigma_{\text{п.м.}}) = - \frac{l}{Wt\sigma_{\text{п.м.}}} \left(- \frac{\Delta\sigma_{\text{п.м.}}}{\sigma_{\text{п.м.}}} \right). \quad (8.41)$$

При заданной величине $\Delta R_{r,\text{доп}}$ производственный допуск на поддержание поверхностной проводимости в области пленочного резистора найдем из неравенства

$$\delta_{\text{пр}}(\sigma_{\text{п.м.}}) \leq \frac{\sigma_{\text{п.м.}}}{R_r} (\Delta R_{r,\text{доп}}). \quad (8.42)$$

Расчет производственных допусков по формулам (8.40) и (8.42) не вызывает каких-либо технических трудностей.

Активные сопротивления. Как правило, в микроминиатюрных устройствах СВЧ-активные сопротивления с распределенными параметрами применяются как согласованные нагрузки и аттенюаторы.

Микрополосовая неотражающая нагрузка (аттенюатор) получается в результате значительного увеличения поверхностного сопротивления верхнего проводника $R_{\square W}$ по сравнению с $R_{\square \text{осн.}}$. По аналогии с (8.8) определим затухание такой линии

$$\alpha_m \approx R_{\square W}/\rho W. \quad (8.43)$$

Исследуя выражение методом дифференцирования (8.43), получим

$$\Delta\alpha_m \approx 4,35 \left(\frac{\Delta R_{\Delta W}}{R_{\square W}} - \frac{\Delta W}{W} \right). \quad (8.44)$$

В последнем выражении при всех равных условиях $\Delta\alpha_m$ максимально, когда $\Delta R_{\square W}\Delta W < 0$. Если задана допустимая величина $\Delta\alpha_{m,\text{доп}}$, то из формулы (8.44) найдем производственные допуски $\delta_{\text{пр}}(W)$ и $\delta_{\text{пр}}(R_{\square W})$ для двух наиболее часто встречающихся случаев:

при $\Delta R_{\square W} = 0$

$$\delta_{\text{пр}}(W) = \text{anti lg} \left[\frac{0,23 W \Delta\alpha_{m,\text{доп}}}{10} \right], \quad (8.45)$$

при $\Delta W = 0$

$$\delta_{\text{пр}}(R_{\square W}) \leq \text{anti lg} \left[\frac{0,23 R_{\square W} \Delta\alpha_{m,\text{доп}}}{10} \right]. \quad (8.46)$$

Пример. Пусть необходимо найти производственный допуск на поверхностное сопротивление $\delta_{\text{пр}}(R_{\square W})$ микрополоска нерегулируемого проходного аттенюатора. Исходные параметры МПЛ, на которой построен аттенюатор: $\rho \approx 50 \Omega$, $W = 0,05 \text{ мм}$, $R_{\square W} = 10 \Omega$, длина аттенюатора $l_{\text{атт}} = 10 \text{ мм}$.

По формуле (8.43) найдем α_m исходной МПЛ: $\alpha_m = 10/(50 \cdot 0,0005) \approx 400 \text{ дБ/м.}$

Таким образом, аттенюатор длиной $l_{\text{атт}} = 0,01 \text{ м}$ на основе такой МПЛ будет обеспечивать затухание $\alpha_{\text{атт}} = 4 \text{ дБ.}$

Задана величина $\Delta\alpha_{\text{атт,доп}} = \pm 1 \text{ дБ.}$ Подстановка значений $R_{\square W}$ и $\Delta\alpha_{\text{атт,доп}}$ в формулу (8.46) и расчет дают окончательно

$$\delta_{\text{пр}}(R_{\square W}) = \pm 0,5 \Omega.$$

При подключении нагрузки или аттенюатора с распределенными параметрами к регулярной МПЛ в месте соединения возникает отражение, характеризуемое коэффициентом

$$|\Gamma| \approx 0,7 (R_{\square W} \lambda_{\text{TEM}} / \rho W). \quad (8.47)$$

Если задана величина $|\Delta\Gamma_{\text{доп}}|$, то из формулы (8.47) в предположении, что λ_{TEM} и ρ остаются неизвестными, найдем допустимые отклонения конструктивных параметров $\Delta R_{\square W}$ и $\Delta W < 0$, возникающие из-за несовершенства технологии

$$|\Delta\Gamma_{\text{доп}}| = |\Gamma| \left(\frac{\Delta R_{\square W}}{R_{\square W}} - \frac{\Delta W}{W} \right). \quad (8.48)$$

Из рассмотрения формулы (8.48) ясно, что приращение коэффициента отражения по технологическим причинам будет максимально при выполнении неравенства $\Delta R_{\square W}\Delta W < 0$. Из формулы (8.48) путем элементарной подстановки получим

$$|\Delta\Gamma_{\text{доп}}| \leq |\Gamma| [\delta_{\text{пр}}(R_{\square W})/R_{\square W} - \delta_{\text{пр}}(W)/W] \quad (8.49)$$

и

$$|\Delta\Gamma_{\text{доп}}| \leq |\Gamma| [\delta_{\text{отн}}(R_{\square W}) - \delta_{\text{отн}}(W)]. \quad (8.50)$$

Пример. Найдем фактическое значение коэффициента отражения на входе согласованной нагрузки, выполненной на основе МПЛ, если расчетная величина коэффициента отражения $|\Gamma| \leq 0,1$, а относительные допуски на выполнение основных конструктивных параметров линии равны $\delta_{\text{отн}}(R_{\square W}) = 0,05$, $\delta_{\text{отн}}(W) = 0,05$. Принимая при относительных допусках разные знаки, определим из формулы (8.50) максимально возможное приращение коэффициента отражения, возникающее по производственным причинам

$$\Delta\Gamma \approx 0,1 [0,05 + 0,05] = 0,01.$$

Фактическое значение коэффициента отражения Γ_{Σ} найдем как сумму $|\Gamma|$ и $\Delta\Gamma$:

$$\Gamma_{\Sigma} \approx |\Gamma| + \Delta\Gamma = 0,1 + 0,01 = 0,11.$$

Индуктивности. В микроминиатюрных устройствах СВЧ сосредоточенные катушки индуктивности используются в качестве ВЧ дросселей, элементов настройки и составных элементов СВЧ-узлов. Малые значения индуктивности (до 3 нГ) в микроминиатюрных СВЧ-устройствах обеспечивают с помощью одновитковых катушек.

Для получения больших индуктивностей и добротностей используются многовитковые структуры на основе МПЛ, которые выполняются в виде круглых или квадратных спиралей.

В работе [38] показано, что полная индуктивность L , нГ, наиболее часто применяемой круглой спирали с внешним диаметром D и внутренним диаметром d вычисляются по формуле

$$L \approx 393 n^2 [(D + d) 0,25]^2 / [2(D + d) + 11 \cdot 0,5(D - d)], \quad (8.51)$$

где n – число витков спирали. Все размеры приняты в сантиметрах.

Дифференцируя последнее выражение, получим

$$\Delta L = \frac{4,9 n^2 (D + d)}{(15D - 7d)^2} [(15D - 29d)\Delta D + (37D - 7d)\Delta d]. \quad (8.52)$$

Как следует из формулы (8.52), при $\Delta D = (37D - 7d)/15D - 29d$ происходит взаимная компенсация производственных погрешностей и $\Delta L = 0$.

Для случая $\Delta D = -\Delta d$ трансформируем формулу (8.52) к расчету производственного допуска

$$|\pm \delta_{np}(D)| \leq \frac{(15D - 7d)}{19,6 n^2 (13D - 9d)} |\pm \Delta L_{don}|, \quad (8.53)$$

где $\pm \Delta L_{don}$ – допустимое изменение индуктивности микрополосковой катушки индуктивности.

Пример. Микрополосковая катушка индуктивности с параметрами $D = 1,0$ см, $d = 0,3$ см и $n = 5$ в соответствии с формулой (8.51) имеет расчетное значение индуктивности $L = 16,0$ нГ. Допустимое изменение индуктивности из-за погрешностей технологии $\pm \Delta L_{don} \leq \pm 0,8$ нГ. Необходимо найти производственные допуски на основные размеры катушки D и d , гарантирующие изменение расчетного значения индуктивности в пределах $\pm 0,8$ нГ. Принимая при расчете $\delta_{np}(D) = \delta_{np}(d)$, из формулы (8.53) находим

$$\pm \delta_{np}(D) = \pm \delta_{np}(d) \leq \pm 0,2 \text{ мм.}$$

При соблюдении таких производственных допусков на внешний и внутренний диаметры катушки изменение ее индуктивности не будет превышать 5% от расчетной величины.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Научно-технический прогресс в области техники СВЧ и технологии производства устройств СВЧ дает толчок к развитию новых направлений как в принципах построения, так и в технологии производства устройств СВЧ. Наблюдается непрерывный рост степени интеграции сложных СВЧ устройств, в том числе и в миниатюрном исполнении. Примером тому может служить разработка и создание радиолокационных станций на основе активных или пассивных фазированных антенных решеток с подавляющим использованием миниатюрных СВЧ элементов и узлов.

Необходимо отметить новые направления в серийном производстве устройств СВЧ, в первую очередь открывающуюся возможность широкого внедрения отдельных технологических операций и технологических процессов в целом с применением методов и технических средств активного контроля на СВЧ.

Прогресс материаловедения и элементной базы для техники СВЧ, конечно, как и новые приемы технологии, в какой-то степени облегчат производство устройств СВЧ с высокими заданными радиотехническими параметрами и характеристиками. Но одновременно с этим потребуется разрабатывать методы точностного анализа сложных контролирующих СВЧ устройств, применяемых в технологии.

В связи с развитием новых методов конструирования и принципов формообразования конструкций известных типов и новых устройств СВЧ непрерывно должно пересматриваться и корректироваться в будущем и само принятие решения о необходимой точности производственного выполнения разрабатываемого устройства СВЧ. Однако в целом проблема точности в производстве устройств СВЧ никогда не станет менее актуальной. В основе решения проблемы обеспечения точности в производстве устройств СВЧ по-прежнему останутся методы и техника расчета производственных допусков, изложенные в настоящей книге.

В заключение подчеркиваем, что необходимое и правильное решение задач анализа и синтеза производственной точности ведет к повышению надежности, сокращению стоимости производства и эксплуатации и в конечном итоге к повышению технико-экономической эффективности использования устройств СВЧ.

УКАЗАТЕЛЬ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Альтман Д. Л. Устройства сверхвысоких частот. Пер. с англ./Под ред. В. И. Лебедева. М., Мир, 1968.
2. Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. Пер. с англ./Под ред. А. Ф. Чаплина, М., Мир, 1974.
3. Байчурин А. С. Расчет, конструирование и изготовление волноводных устройств и объемных резонаторов. Л., Госэнергоиздат, 1963.
4. Богородицкий Н. П., Пасынков В. В. Материалы радиоэлектронной техники. М., Высшая школа, 1969.
5. Буряк В. С. Расчет сочленений многоволновых волноводов прямоугольного сечения. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1964, № 2.
6. Вендин О. Г. Антенны с немеханическим движением луча. М., Сов. радио, 1965.
7. Власов В. И., Берман Я. И. Проектирование высокочастотных узлов радиолокационных станций. Л., Судостроение, 1972.
8. Волынцев Л. К. Выбор и расчет допусков установочных элементов фланцевых соединений и их влияние на смещение каналов волноводов. — Вопросы радиоэлектроники, 1965, сер. XII, вып. 30.
9. Воробьев Е. А., Гусман Ю. А. Технологическая надежность антенн и обтекателей. — Труды Ленинградского института авиационного приборостроения, 1966, вып. 46.
10. Воробьев Е. А., Данилов Ю. Н. К расчету угловых ошибок, вызываемых остроконечным антенным обтекателем. — Известия вузов СССР. Радиоэлектроника, 1972, т. 15, № 7.
11. Воробьев Е. А. Технологические ограничения при производстве антенных обтекателей. — Вопросы радиоэлектроники. Технология производства и оборудование, 1967, вып. 3.
12. Воробьев Е. А. Технологические ограничения при серийном производстве типовых устройств СВЧ. — Вопросы радиоэлектроники. Технология производства и оборудование, 1976, вып. 1.
13. Воробьев Е. А. Оптимизация конструкторских параметров стенки антенного обтекателя. — Вопросы радиоэлектроники. Технология производства и оборудование, 1974, вып. 2.
14. Воробьев Е. А. Расчет производственных допусков конструкций СВЧ (учебное пособие). — Издание Ленинградского института авиационного приборостроения, 1977.

15. Воробьев Е. А. Расчет и конструирование экранов и электротехнических соединений устройств СВЧ (учебное пособие). — Издание Ленинградского института авиационного приборостроения, 1976.
16. Воробьев Е. А., Данилов Ю. Н. Критерии допустимой шероховатости проводящих и диэлектрических поверхностей СВЧ конструкций. — Вопросы радиоэлектроники. Технология производства и оборудования, 1974, вып. 1.
17. Воробьев Е. А. Оценка свойств диэлектрических материалов, применяемых для антенных окон и обтекателей. — Вопросы радиоэлектроники. Технология производства и оборудования, 1974, вып. 2.
18. Воробьев Е. А., Михайлов В. Ф., Харитонов А. А. СВЧ диэлектрики в условиях высоких температур. М., Сов. радио, 1977.
19. Воробьев Е. А. Некоторые критерии производства крупногабаритных монолитных антенных обтекателей. — Известия вузов СССР. Радиотехника, 1966, т. 9, № 3.
20. Воробьев Е. А. Угловые ошибки антенн при аэродинамическом нагреве обтекателя. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1967, т. 10, № 2.
21. Воробьев Е. А. К вопросу о максимально допустимом коэффициенте усиления антennы СВЧ. — Радиотехника. Известия вузов СССР, 1960, т. III, № 4.
22. Воробьев Е. А. Экранирование СВЧ конструкций. М., Сов. радио, 1979.
23. Воробьев Е. А., Данилов Ю. Н., Французов А. Д. К проблеме микронеровностей токонесущих поверхностей в СВЧ-диапазоне радиоволн. — Труды Ленинградского института авиационного приборостроения, 1968, вып. 59.
24. Востряков О. И. Искажения частотной характеристики узкополосного полиномиального фильтра за счет однородных активных потерь в его элементах. — Вопросы радиоэлектроники. Общетехническая, 1965, вып. 31.
25. Гойжевский В. А., Левина А. Ф., Головченко В. Г. Влияние допусков на параметры печатных направленных ответвителей. — Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1973, № 3.
26. Григорович Л. Р. Методы расчета технологических допусков элементов СВЧ. — Вопросы радиоэлектроники. Общетехническая, 1964, вып. 15.
27. Григорович Л. Р. Об оптимизации проектирования резонаторов СВЧ. — Вопросы радиоэлектроники, сер. ТРС, 1971, вып. I.
28. Григорович Л. Р. К вопросу проектирования электромагнитных резонаторов. — Вопросы радиоэлектроники, сер. XII, 1963, вып. 10.
29. Григорович Л. Р., Спиридовон О. А. О точности изготовления радиального резонатора. — Изв. вузов СССР. Приборостроение, 1967, № 7.
30. Гусев В. П. и др. Расчет электрических допусков радиоэлектронной аппаратуры. М., Сов. радио, 1963.
31. Гусев В. П. Технология радиоаппаратостроения. М., Высшая школа, 1972.
32. Дунин-Барковский И. В., Смирнов Н. В. Теория вероятностей и математическая статистика в технике. М., Гостехиздат, 1955.
33. Каплун В. А. Обтекатели антенн СВЧ (радиотехнический расчет и проектирование). М., Сов. радио, 1974.
34. Козлов В. И., Юрий Г. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ. М., Сов. радио, 1975.

35. Конструирование и расчет полосковых устройств. Под ред. проф. И. С. Ковалева, М., Сов. радио, 1974.
36. Красюк Н. П., Дымович Н. Д. Электродинамика и распространение радиоволн, М., Высшая школа, 1974.
37. Кучмистый А. Ф., Асиновский А. Л. Экспериментальное определение технологических допусков устройств СВЧ.— Вопросы радиоэлектроники. Общетехническая, 1973, вып. 11.
38. Малораккий Л. Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М., Сов. радио, 1976.
39. Плодухий Б. В. Коаксиальные диапазонные резонаторы. М., Сов. радио, 1956.
40. Пригода Б. А., Кокунько В. С. Обтекатели антени летательных аппаратов. М., Машиностроение, 1970.
41. Райцын Д. Г. Метод расчета электрической прочности сверхвысокочастотных устройств.— Вопросы радиоэлектроники. Общетехническая, 1968, вып. 7.
42. Свешникова И. А., Жилинскас Р. П. Количественная оценка влияния геометрических допусков области связи волноводных направлений ответвителей методом Монте-Карло.— Вопросы радиоэлектроники. Радиоизмерительная техника, 1971, вып. 6.
43. Свешникова И. А., Жилинскас Р. П. К вопросу стабильности параметров коаксиальных направлений ответвителей.— Вопросы радиоэлектроники. Радиоизмерительная техника, 1968, вып. 7.
44. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М., Сов. радио, 1967.
45. Шифрин Я. С. Вопросы статистической теории антенн. М., Сов. радио, 1970.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
-----------------------	---

Глава 1. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ КОНСТРУКЦИЙ УСТРОЙСТВ СВЧ	5
--	---

§ 1.1. Вводные замечания по методике расчета производственных допусков	—
§ 1.2. Главные определения	—
§ 1.3. Статистический и расчетно-аналитический методы определения влияния производственных погрешностей	9
§ 1.4. Дифференциальные методы	10
§ 1.5. Метод конформных преобразований	12
§ 1.6. Метод малых возмущений	14
§ 1.7. Метод вспомогательной системы координат	16

Глава 2. РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ НА ШЕРОХОВАТОСТЬ ТОКОНЕСУЩИХ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОВЕРХНОСТЕЙ СВЧ-КОНСТРУКЦИЙ	—
---	---

§ 2.1. Постановка и решение задачи о влиянии шероховатости токоносущих и диэлектрических поверхностей на радиотехнические параметры и характеристики СВЧ-конструкций	—
§ 2.2. Допуски на шероховатость токоносущих (металлических) поверхностей СВЧ-конструкций	18
§ 2.3. Допуски на шероховатость поверхностей диэлектрических (радиопрозрачных) узлов СВЧ-конструкций	25
§ 2.4. Примеры расчета производственных допусков на шероховатость рабочих поверхностей устройств СВЧ	27

Г л а в а 3. РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ НА ИЗГОТОВЛЕНИЕ И СБОРКУ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ВЛННОВОДНЫХ ТРАКТОВ	89
§ 3.1. Исходные положения	32
§ 3.2. Конструкторско-технологическая характеристика соединений	—
§ 3.3. Расчет производственных допусков на изготовление и сборку волноводных соединений	37
§ 3.4. Электропрочность волноводных соединений в зависимости от погрешностей изготовления и монтажа	42
§ 3.5. Оптимизация сборки волноводных трактов по критериям минимального коэффициента отражения и минимальных потерь	46
Г л а в а 4. РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ РЕЗОНАТОРОВ СВЧ	103
§ 4.1. Функциональные и конструктивные особенности резонаторов СВЧ	55
§ 4.2. Связь параметров колебательных систем с технологическими погрешностями их конструкций	—
§ 4.3. Основы точностного анализа конструкций резонаторов СВЧ	56
§ 4.4. Расчет производственных допусков конструкций резонаторов СВЧ	59
§ 4.5. Вопросы оптимизации конструкций резонаторов СВЧ	63
§ 4.6. Расчет производственных допусков на конструкцию эхокамеры	65
Г л а в а 5. РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ СВЧ	106
§ 5.1. Назначение и особенности конструктивного оформления функциональных узлов	70
§ 5.2. Связь параметров функциональных узлов СВЧ с технологическими погрешностями конструкций	72
§ 5.3. Уравнения производственных погрешностей функциональных узлов СВЧ	78
§ 5.4. Расчет производственных допусков конструкций функциональных узлов СВЧ	79
§ 5.5. Оптимизация конструкций функциональных узлов СВЧ	83
Г л а в а 6. РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ АНТЕНН СВЧ	113
§ 6.1. Расчет производственных допусков зеркальных антенн СВЧ	86
§ 6.2. Расчет производственных допусков линзовых антенн	123
§ 6.3. Расчет производственных допусков конструкций антенных решеток	97
Г л а в а 7. РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ ОБТЕКАТЕЛЕЙ АНТЕНН	135
§ 7.1. Классификация и конструкторско-технологическая характеристика обтекателей антенн	—
§ 7.2. Расчет производственных допусков плоских, цилиндрических и сферических обтекателей	106
§ 7.3. Расчет производственных допусков остроконечных обтекателей	113
Г л а в а 8. РАСЧЕТ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ МИКРОМИНИАТЮРНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ	141
§ 8.1. Краткая характеристика микроминиатюрных устройств СВЧ	124
§ 8.2. Расчет производственных допусков на конструкцию микрополосковой линии	137
§ 8.3. Расчет производственных допусков резонансных элементов на основе МПЛ	141
§ 8.4. Расчет производственных допусков простейших элементов СВЧ-микросхем	142
Заключение	—
Указатель литературы	—

**Евгений
Александрович
Воробьев**

**РАСЧЕТ
ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ
ДОПУСКОВ
УСТРОЙСТВ СВЧ**

Редактор Э. В. Зубкова
Художественный редактор В. А. Пурицкий
Технический редактор А. П. Ширяева
Корректор Н. Н. Кузнецова
Обложка художника В. В. Белякова

ИБ № 432

Подписано в печать 14.01.80. М-26806. Формат 60 × 90¹/₁₆. Бумага типографская № 1. Ротапринт. Усл. печ. л. 9,25. Уч.-изд. л. 9,9. Изд. № 3389-77. Тираж 3700 экз. Зак. № 162. Цена 55 коп.

Издательство «Судостроение», 191065, Ленинград, ул. Гоголя, 8.

Фотонабор произведен в ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградском производственно-техническом объединении «Печатный Двор» имени А. М. Горького «Союзполиграфпрома» при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 197136. Ленинград. П-136, Чкаловский пр., 15.

Отпечатано в Тульской типографии Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. 300600, ГСП, г. Тула, пр. Ленина, 109.