

**МИНИСТЕРСТВО ОБЩЕГО И ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

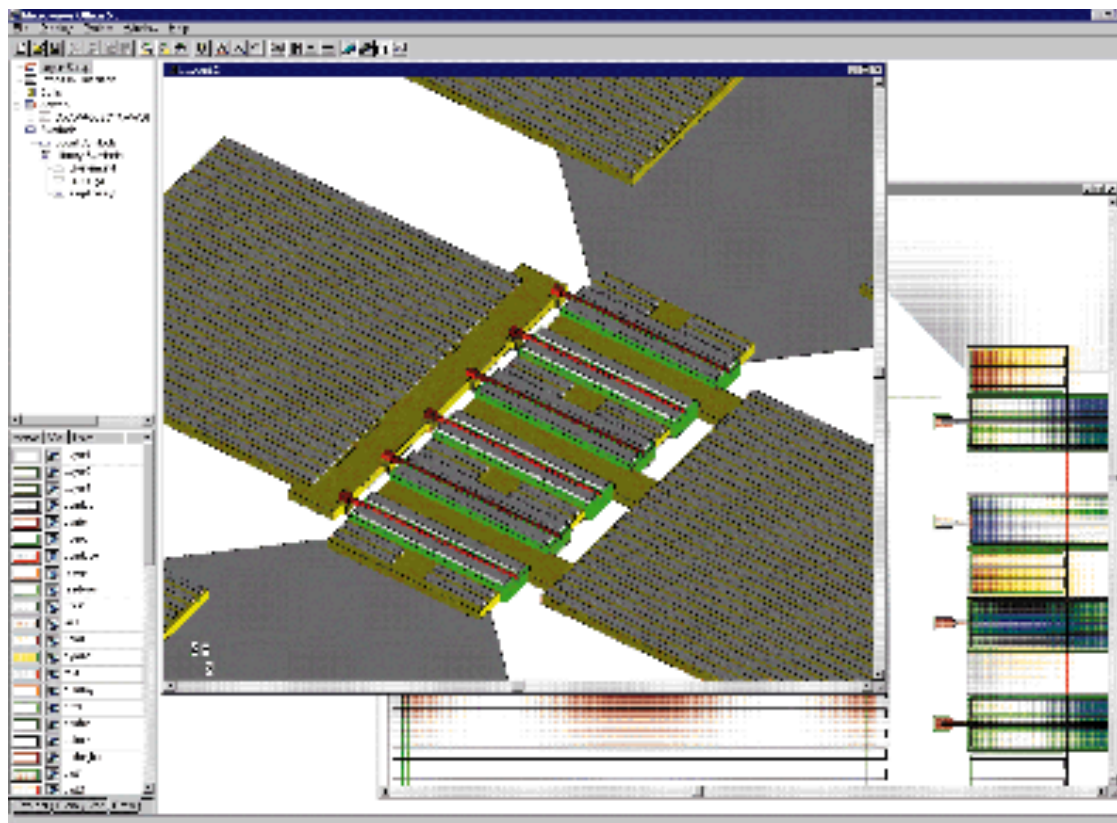
Московский государственный институт электроники и математики
(Технический университет)

А.А. КУРУШИН, А.П. ТИТОВ, И.А. УВАРОВ

Пособие по лабораторным работам и курсовому проектированию

по курсу

«Проектирование, производство и применение
микроволновых приборов и устройств»



Москва 2000

УДК 621.3.049.77.029:681.3.06

К93

Рецензенты: канд. техн. наук Текшев В.Б. (ВНИИРТ);
канд. техн. наук Мишустин Б.А. (МЭИ)

Курушин А.А., Титов А.П., Уваров И.А.

К94. Пособие по лабораторным работам и курсовому проектированию.— Моск. гос. ин-т электроники и математики. М., 2000. 181 с (147 с -эл.версия).

ISBN 5-230-22345-6

Приводятся описания лабораторных работ по общему плану: домашнее задание, материалы для проведения коллоквиума (контрольные вопросы), список литературы для самостоятельной работы, перечень необходимых формул и алгоритм расчета, краткий теоретический материал.

Задание в лаборатории дополняется фрагментами программ и примерами ожидаемых расчетных зависимостей. Подача материала ориентирована на подготовку студентов к применению современного программного обеспечения для проектирования СВЧ устройств и систем.

Во второй части приводится алгоритм расчета маломощного транзисторного СВЧ усилителя, выбранного в качестве задания по курсовому проектированию.

Для студентов 4-5 курса и аспирантов, изучающих проектирование СВЧ приборов, устройств и систем.

ISBN 5-230-22345-6

УДК 621.3.049.77.029:681.3.06

© Курушин А.А., Титов А.П., Уваров И.А. 2000

*Посвящается светлой памяти
Василия Ивановича Гвоздева*

ВВЕДЕНИЕ

Сборник лабораторных работ и материала по курсовому проектированию предназначен для закрепления и самостоятельного освоения знаний, полученных на лекциях, предшествующих лабораторным работам.

В последнее время все более отчетливо прослеживается тенденция перевода лабораторных работ на компьютерную основу. В том числе это связано с появлением в свободном пользовании демо-версий коммерческих программ, позволяющие полноценно научиться анализировать и проектировать СВЧ устройства и системы. Первоначально цикл лабораторных работ ориентировался на применение программы Touchstone, к которой имеется подробное описание. Внедрение программ Microwave Office, Serenade, Aplac в учебный процесс показывает, что студент, прошедший школу Touchstone, способен безболезненно перейти на освоение других, более развитых в интерфейсном смысле, программ. Мы опять приходим к ситуации, когда средства расчета меняются, а теоретические основы остаются самым трудным материалом для усвоения. Поэтому лабораторные работы в данном пособии 1,2,3,4,5 могут остаться в цикле и при освоении в скором будущем таких комплексов, как MDS и HFSS. Ключевая работа в данном пособии – лабораторная работа № 6, посвященная моделированию полевого СВЧ транзистора. Немаловажно, что начальное приближение рассчитывается по электрофизической модели транзистора. В рамках этой работы студент осваивает принципы моделирования встроенной модели и модели пользователя. Работы № 7 и 8 посвящены освоению программы проектирования СВЧ устройств в топологическом исполнении MMICAD. В ходе самостоятельной подготовки к этой работе рекомендуется освоение таких популярных продуктов, как AutoCAD. Вообще, часть лабораторных работ (каждую вторую) можно рекомендовать для самостоятельного домашнего выполнения.

Во второй части пособия приводится алгоритм проектирования однокаскадного транзисторного СВЧ усилителя. Данный алгоритм ни в коей мере не ограничивает инициативу учащихся. Проектирование топологии возможно выполнять на MMICAD, а возможно на электронной или обычной диаграмме Смита. По мере освоения новых программ рекомендуется включать в алгоритм проектирования учет нелинейных свойств усилителя.

Авторы благодарят за помощь в составлении сборника д.т.н. Банкова С.Е., к.т.н. Подковырина С.И., рецензентов к.т.н. Текшева В.Б. и к.т.н. Мишустина Б.А.

Лабораторная работа №1

РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Цель работы:

Получить навыки работы на компьютерных программах «LINECALC» и «TOUCHSTONE» на примере расчета характеристик связанных полосковых линий.

Домашнее задание (ДЗ):

Для заданных размеров связанных полосковых линий (рис.1.1) рассчитать матрицу рассеяния восьмиполюсника на заданной частоте (рис.1.2).

Исходные данные для расчета связанных полосковых линий передачи:

Частота 5 ГГц.

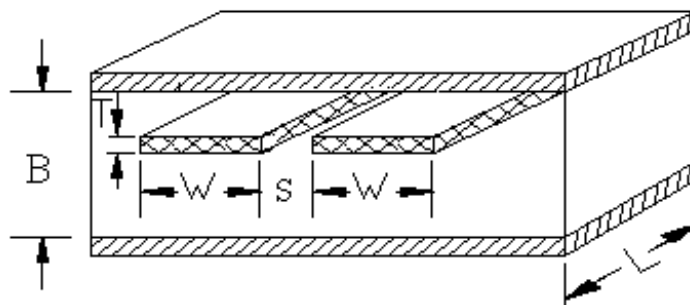


Рис. 1.1. Связанные в одной плоскости полосковые линии

Вариант	В (мм) Высота	W(мм) Ширина линий	S(мм) Зазор	L (мм) Длина линии	T(мм) Толщина полоски	Er (ед.) Диэлектр. про- ниаем. заполне- ния
1	4	2	0.5	50	0.05 Cu	2
2	6	3	1	10	0.1 Cu	3
3	5	2	1	15	0.2 Cu	4
4	4	1.5	0.5	8	0.05 Au	6

5	2	1	0.5	6	0.05 Au	10
6	3	1	1	12	0.1 Cu	6
7	2.5	1	1	8	0.05 Au	4
8	5	2	1	8	0.1 Cu	5
9	5	1.5	1	12	0.05 Cu	2
10	3	1	1	10	0.05 Cu	2
11	4	1	1	15	0.1 Cu	2.4
12	3	1.5	1	12	0.05 Cu	4
13	2	0.8	0.5	9	0.05 Cu	9
14	2.5	0.5	0.5	10	0.1 Au	9
15	4	0.5	1	15	0.04 Au	4

Задание для выполнения лабораторной работы:

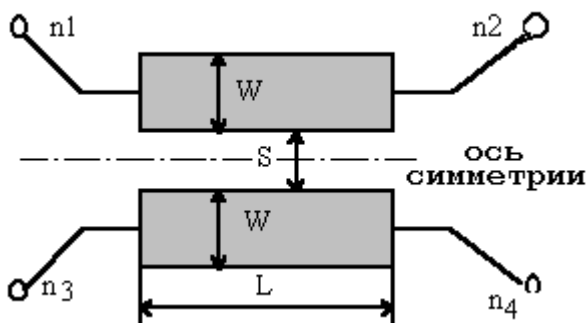
1. На программе LINECALC рассчитать Z_{oe} (волновое сопротивление при четном возбуждении), Z_{oo} (... при нечетном возбуждении), E (электрическая длина) по геометрическим размерам, заданным в таблице. Эти параметры будут нужны для анализа идеальных связанных линий передачи и расчета матрицы рассеяния восьмиполюсника.

2. На программе Touchstone рассчитать S-матрицу восьмиполюсника

- а) с помощью элемента CLIN (идеальные связанные линии);
- б) с помощью элемента CLINP (физическая модель связанных линий);
- с) с помощью элемента SCLIN (связанные полосковые линии).

Теоретическое введение

Рассчитываемое устройство является восьмиполюсником, т.е. имеет 4 плеча (выходных порта).



Искомая S-матрица имеет вид:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

Рис.1.2. Полосковые линии со связью по узкой стороне

В силу симметричности, в этой матрице неповторяющимися остаются только 4 элемента:

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44}, \\ S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43}, \\ S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42}, \\ S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} \end{aligned} \quad (1.2)$$

Элементы матрицы рассеяния находятся из матриц рассеяния схем, полученных разделением схемы электрической и магнитной стенками, соответствующими четным и нечетным типами колебаний, с помощью следующих соотношений (здесь при записи используется только симметрия вдоль структуры):

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{44} = (S_{11e} + S_{11o}) / 2 \\ S_{22} &= S_{33} = (S_{22e} + S_{22o}) / 2 \\ S_{21} &= S_{34} = (S_{21e} + S_{21o}) / 2 \\ S_{12} &= S_{43} = (S_{12e} + S_{12o}) / 2 \\ S_{13} &= S_{42} = (S_{12e} - S_{12o}) / 2 \\ S_{31} &= S_{24} = (S_{21e} - S_{21o}) / 2 \\ S_{14} &= S_{41} = (S_{11e} - S_{11o}) / 2 \\ S_{23} &= S_{32} = (S_{22e} - S_{22o}) / 2, \end{aligned} \quad (1.3)$$

где

S_{11e}, \dots, S_{22e} - элементы S-матрицы ЧП, полученные для четных колебаний,

S_{11o}, \dots, S_{22o} - элементы S-матрицы ЧП, полученные для нечетных колебаний.

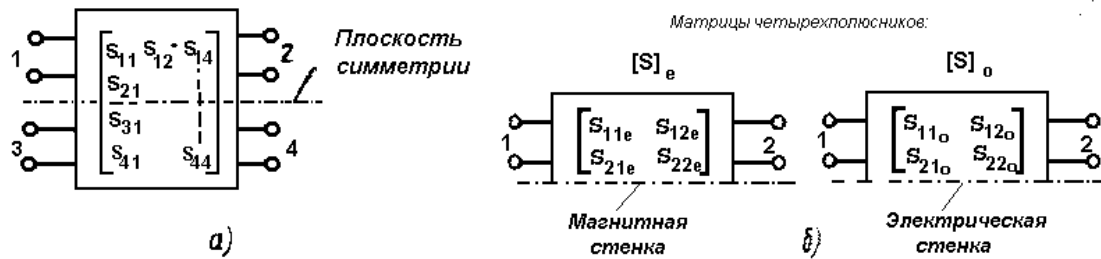


Рис.1.3. Схема восьмиполюсника, имеющего плоскость симметрии (а) и его половины для четных и нечетных типов колебаний (б).

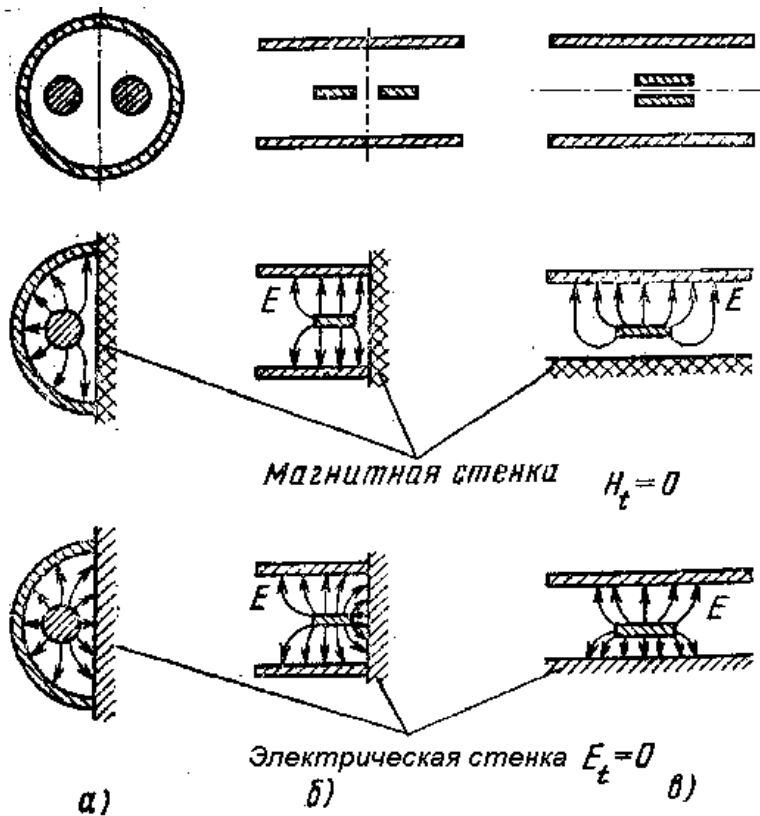


Рис.1.4. Поперечные сечения связанных линий передачи и соответствующие сечения парциальных четырехполюсников в методе симметрии: а) круглый двухпроводный волновод; б) - полосковые линии сл связью по узкой стороне, в) - полосковые линии со связью по широкой стороне.

Для полосковых линий волновые сопротивления при четном и нечетном возбуждениях [1] находятся по формулам:

$$Z_{0e} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k'_e)}{K(k_e)} \quad (1.4)$$

$$Z_{0o} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{K(k'_o)}{K(k_o)}, \quad (1.5)$$

где K - полный эллиптический интеграл первого рода, k_e - постоянная четного возбуждения, k_o - постоянная нечетного возбуждения. Используя аппроксимацию, для k с обоими индексами [2]:

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1}, & 0 \leq k \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right), & 0.7 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (1.6)$$

$$\text{где } k' = \sqrt{1 - k^2}. \quad (1.7)$$

Постоянные для четного и нечетного возбуждений определяются по формулам:

$$k_e = th \left(\frac{\pi W}{2b} \right) th \left(\frac{\pi W + s}{2b} \right), \quad k'_e = \sqrt{1 - k_e^2} \quad (1.8)$$

$$k_o = th \left(\frac{\pi W}{2b} \right) cth \left(\frac{\pi W + s}{2b} \right), \quad k'_o = \sqrt{1 - k_o^2} \quad (1.9),$$

где:

W - ширина полосковых линий,

b - расстояние между экранирующими плоскостями полосковых линий,

s - зазор между полосками,

ϵ_r - диэлектрическая проницаемость материала, заполняющего пространство

между экранирующими плоскостями.

Для расчета для $[S]_e$ и $[S]_o$ - матриц отрезка полосковой линии длиной l , используем формулу из [2]:

$$S = \frac{1}{D_s} \begin{bmatrix} (Z^2 - Z_0^2) Sh \gamma l & 2ZZ_0 \\ 2ZZ_0 & (Z^2 - Z_0^2) Sh \gamma l \end{bmatrix} \quad (1.10),$$

где

$$D_s = 2ZZ_0 Ch \gamma l + (Z^2 + Z_0^2) Sh \gamma l.$$

При расчете $[S]_e$ и $[S]_o$ положим ($Z_0 = 50 \text{ Ом}$):

$$\text{- для расчета } [S]_e: \quad Z = Z_{oe}, \quad \gamma = \frac{2\pi}{\lambda\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (1.11)$$

$$\text{- для расчета } [S]_o: \quad Z = Z_{oo}, \quad \gamma = \frac{2\pi}{\lambda\sqrt{\epsilon_r}}.$$

$$\text{Для справки: } th\theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}, \quad sh\theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2}, \quad ch\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$$

Контрольные вопросы

1. Сформулируйте условия пассивности восьмиполюсника в терминах элементов S-матрицы.
2. Физический смысл характеристических сопротивлений для четных и нечетных типов волн. Каково соотношение между этими сопротивлениями?
3. Можно ли из связанных линий сделать направленный ответвитель и как?
4. Как изменится S-матрица связанных линий при различных ширинах $W1 \neq W2$?
5. Сформулируйте определения электрической и магнитной стенки и установите их в связанных полосковых линиях.
6. Сформулируйте условия пассивности и недиссипативности для 8-полюсника.

Литература

1. Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин. Устройства СВЧ. М., «Высшая школа», 1981, 295 стр.
2. К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. Машинное проектирование СВЧ устройств. М., «Радио и связь», 1987, 430 стр.
3. Курушин А.А, Подковырин С.И. Программа анализа и проектирования СВЧ схем TOUCHSTONE/DOS. М., МГИЭМ, 1998. 251 с.
4. Р. Карсон. Высокочастотные усилители. М., «Радио и связь», 1981, 216 с.

Приложение 1

Порядок лабораторной работы

1. На программе LINECALC проводим анализ связанных полосковых линий и получаем Z_e и Z_o , сравнивая с полученными дома значениями:

```
ANA >>ready for command >>
Analysis <>

SSUB ER=2.00 B=4.00 T=0.10 RHO=1.00

TAND TAND=0.00

FREQ F=5.00

DIM FREQ GHz LNG mm ANG deg

SCLIN . . . . W=2.00 S=0.50 L=50.00

Ze=81.54 Zo=62.49 Ae,dB=0.02
Zo=47.90 C,dB=-11.70 Ao,dB=0.06
E=424.56

1=Type 2=Menu 3=Undo3 4=Undo4 5=Undo5 6=Undo6 7=PrtSc 8=SDpth 9= 10=Stop
1=Help 2=ParEd 3=Inc1 4=Inc10 5=Dcr1 6=Dcr10 7=An/Sy 8=Calc 9=Title 10=
```

2. Составляем схемный файл TOUCHSTONE [3] для анализа этой линии и считываем S- матрицу восьмиполюсника:

(блок DIM)

!

SSUB ER=2 B=4 T=0.1 RHO=1

CKT

SCLIN 1 2 3 4 W=2 S=0.5 L=50

DEF4P 1 2 3 4 SWPOL

FREQ

SWEEP 5.0 10.0 5.0 !Анализ в частотном диапазоне 5 ... 10 ГГц

OUT

SWPOL MAG(s11) !Вывод параметра S11, затем S21 и т.д.

```
! MAG ANG MAG ANG MAG ANG MAG ANG
5.000 0.18831 22.9085 0.22683 23.3714 0.04956 138.677 0.95082 -65.4498
```

3. Расчет линии с теми же данными, но используя элемент идеальных связанных линий

(для ввода используем рассчитанные Z_e и Z_o в Омах, а также E в градусах).

```
!идеальные связанные линии
!FILE NAME: LABA1_1.CKT 27/1/1998
!
(блок DIM) FREQ GHZ \RES OH\ COND 1/OH\ CAP PF\ IND NH \LNG MM &
TIME PS\ ANG DEG (
CKT
CLIN 1 2 3 4 ZE=81.54 ZO=49.9 E=424.56 F=5.
DEF4P 1 2 3 4 SWLIN
FREQ
SWEEP 5.0 10.0 5.0
OUT
SWLIN MAG[S11] ... ( далее этот параметр меняем, и получаем в итоге таблицу)
```

```
! S-параметры на частоте 5 ГГц
!
MAG ANG MAG ANG MAG ANG MAG ANG
5.000 0.20743 23.2367 0.20923 23.2582 0.04995 138.981 0.95431 -65.4502
```

4. Расчет с помощью элемента «физическая модель связанных линий».

Фазовые коэффициенты можно рассчитать из величины E (град) следующим преобразованием:

$$K_e \approx K_o = \frac{E \cdot 2\pi}{360} / L \quad (\text{рад/м})$$

Текст программы будет следующий:

```
...
CKT
CLINP 1 2 3 4 ZE=81.54 ZO=49.9 L=50 KE=7.4 KO=7.4 AE=0.02 &
AO=0.06
DEF4P 1 2 3 4 SWLIN
FREQ
SWEEP 5.0 10.0 5.0
OUT
SWLIN MAG[S11]
SWLIN ANG[S11]
SWLIN MAG[S21]
SWLIN ANG[S21]
...
SWLIN MAG[S12]
SWLIN ANG[S22]
```

Результаты расчета (после нажатия на F8)

!	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG	MAG	ANG
5.000	0.22470	-5.42697	0.22669	-5.43276	0.05399	78.4703	0.94591	-95.7781

Приложение 2

Программа анализа и синтеза линий LINECALC

Эта программа работает в одной связке с Touchstone и запускается файлом **linecalc.exe**. Программа LINECALC выполняет анализ и синтез, т.е. решает прямую и обратную задачу, например:

Прямая задача(анализ): Имеем геометрические размеры микрополосковой линии:

Ширина $W = 1$ мм,
Длина: $L = 10$ мм.

(Подложка имеет следующие параметры:

MSUB $ER = 9.8$ $H = 1$ мм $T = 0.04$ мм $RHO = 0.84$
RGH = 0)

Пусть необходимо рассчитать волновое сопротивление и фазовую задержку на частоте 1 ГГц. В результате расчета на LINECALC получаем:

$Z_0 = 47.95$ Ом,
 $E (eff) = 30.6$ градусов,
а также
 K_{eff} - эффективное волновое число $K_{eff} = 6.49$ (градус/метр)
 $A = 0.01$ дБ.

Обратная задача(синтез): Имеем волновое сопротивление и фазовую задержку. Необходимо рассчитать геометрические размеры (параметры) микрополосковой линии, которая реализует эти заданные характеристики.

Интерфейс программы LINECALC:

ANA	>>ready for command	>>	Командная строка			
Analysis		<>data values from file				
MSUB	ER=2.50	H=0.80	T=0.04	RHO=0.84	RGH=0.00	Данные о конструкции
TAND	TAND=2.300e-03			MCOVER	HC=5.00	
FREQ	F=1.86			MWALL	W1=400.00	W2=400.00
DIM	FREQ GHz		LNG mm	ANG deg		
						Поле геометрических размеров
MLIN	. . W=3.75		L=27.64			
						Характеристики
Z0=34.00			Keff=2.14			A, dB=0.03
E (eff)=89.99						
						Функциональные клавиши
1=Type	2=Menu	3=Undo3	4=Undo4	5=Undo5	6=Undo6	7=PrtSc 8=SDpth 9= 10=Stop
1=Help	2=ParEd	3=Inc1	4=Inc10	5=Dcr1	6=Dcr10	7=An/Sv 8=Calc 9=Title 10=

На этой панели мы видим следующие обозначения:

- ANA** – режим анализа (на этом месте может быть **SYN** - синтез);
MSUB – параметры диэлектрической подложки:
ER – относительная диэлектрическая проницаемость,
H – толщина подложки,
T – толщина полоски,
RHO – относительная удельная проводимость металла по отношению к золоту (2.44 мОм/см),
RGH – оценка шероховатости поверхности металла.
TAND – тангенс диэлектрических потерь,
MCOVER – верхняя крышка,
HC – расстояние от линии до верхней крышки,
FREQ – параметр частота,
F – значение частоты,
MWALL – металлические стенки,
W1 – расстояние до правой металлической стенки,
W2 – расстояние до левой металлической стенки,
DIM – размерность,
LNG – единица измерения длины,
ANG – единицы измерения угла.
 -----исходные данные-----
MLIN – микрополосковая линия,
W – ширина микрополосковой линии,
L – длина микрополосковой линии.
 -----рассчитанные данные-----
Z0 – волновое сопротивление,
Keff – постоянная распространения,
A,dB – затухание линии длиной L,
E(eff) – фазовый угол сдвига на заданной частоте.

Функции на панели программы *Linesalc*

(выполняются нажатием функциональных клавиш F1-

F10)

Верхняя строка - F1...F10 + Shift

- 1=Type -
- 2=Menu - выбор типа линии из дополнительного окна,
- 3=Undo3 - отказ от изменения параметра, проведенного Shift-F3,
- 4=Undo4 - отказ от изменения параметра, проведенного Shift-F4,
- 5=Undo5 - отказ от изменения параметра, проведенного Shift-F5,
- 6=Undo6 - отказ от изменения параметра, проведенного Shift-F6,
- 7=PrtSc - печать содержимого экрана на принтере,
- 8=SDpth - расчет глубины скин-слоя по отношению к золоту T=24.2826,
- 10=Stop - выход из программы Linecalc.

Нижняя строка меню

- 1=Help - помощь (небольшое сообщение),
- 2=ParEdit - редактирование параметров. При нажатии активное окно ,
переходит из верхней части в среднюю и наоборот,
- 3=Inc1 - увеличение параметра на 1%,
- 4=Inc10 - увеличение параметра на 10%,
- 5=Dcr1 - уменьшение параметра на 1 %,
- 6=Dcr10 - уменьшение параметра на 10%,
- 7=An/Syn - переключение Анализ/Синтез. При нажатии активное окно пере-
ходит из средней части в нижнюю и наоборот,
- 8=Calc - расчет (аналогично Enter после ввода в командную строку нового
значения параметра),
- 9=Title - заголовок.

Программа LINECALC анализирует следующие элементы СВЧ тракта:

Имя элемента, одинаковое и для программы LINCALC, и TOUCHSTONE	Нумерация узлов в программе TOUCHSTONE	Параметры, вводимые в программе TOUCHSTONE	Наименование элемента программы TOUCHSTONE, который можно анализировать и синтезировать на программе LINECALC (вид см. [3])
MLIN	n1 n2	W L	Отрезок МПЛ
MCLIN	n1 n2 n3 n4	W S L	Связанные МПЛ
MLANG	n1 n2 n3 n4	W S L	НО Ланге
MLANG6	n1 n2 n3 n4	W S L	НО Ланге 6 штырьковый
MLANG8	n1 n2 n3 n4	W S L	НО Ланге 8 штырьковый
SLIN	n1 n2	W L	Полосковая линия

SCLIN	n1 n2 n3 n4	W S L	Связанные полосковые линии
SBCLIN	n1 n2 n3 n4	W S L	Связанные по широкой стороне линии
SOCLIN	n1 n2 n3 n4	W WO S L	Выступающие связанные линии
CPW	n1 n2	W G L	Копланарный волновод
CPWG	n1 n2	W G L	Копланарный волновод с подложкой снизу
COAX	n1 n2 n3 n4	DI DO L ER TAND RHO	Коаксиальный кабель
COAXA	n1 n2 n3 n4	DI DO L ER TAND RHO	Коаксиальный кабель с другой нумерацией
SSCLIN	n1 n2 n3 n4	W S L	Связанные ЛП с подвешенной подложкой
SSLIN	n1 n2	W L	ЛП с подвешенной подложкой

Данные о подложке

(вводятся отдельной строкой в программе TOUCHSTONE
и вводятся в окно исходных данных в программе LINECALC)

SSSUB ER H T RHO RGH HU HL	Описание линии с подвешенной подложкой
SSUB ER B T RHO	Описание полосковой линии
MSUB ER H T RHO RGH	Описание подложки для микрополосковой линии

Например:

SSUB - описание конструкции полосковой линии

Данные:

ER - относительная диэлектрическая проницаемость заполнения,
B - толщина подложки (полосковой линии),
T - толщина металлического проводника,
RHO - удельное сопротивление проводника по отношению к меди.

Синтаксис:

SSUB ER=x1 B=x2 T=x3 RHO=x4

Пример:

SSUB ER=3.2 B=50 T=0.2 RHO=1

Замечание. Touchstone использует значение 1.72 микроОм/см для удельного сопротивления меди. Действительное значение удельного сопротивления будет равно этому значению, умноженному на RHO. Если потери в проводнике полагаются незначительными, то RHO = 0.

Справочный материал

Коды и удельные сопротивление металлов

Код	Материал	RHO (мкОм/см)
AU	Золото	2.44
CR	Хром	18
CU	Медь	1.72
RC	Катаная медь	1.673
MO	Молибден	5.69
AG	Серебро	1.59
NI	Никель	8.707
PD	Палладий	10.69
PT	Платина	10.62
TA	Тантал	15.52
TI	Титан	55.0
W	Вольфрам	5.6
FE	Железо	9.66
AL	Алюминий	2.65
MG	Магний	4.45
SN	Олово	11.55
IN	Индий	15.52
ZN	Цинк	5.68
ZR	Цирконий	4.10
RH	Родий	4.51
IR	Иридий	5.30
TN	Нитрид тантала	250
SC	Сверхпроводник	0

Примечания:

1. В расчете используется коррекция толщины.
2. Коррекция толщины применяется при толщине полоски меньшей, чем 1000 А.
3. Толщина катаной меди дается в унциях меди (1 унция = 0.00135 дюйма, 1 дюйм = 25.4 мм).

Лабораторная работа № 2

ПРОЕКТИРОВАНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Цель работы:

Изучить методику проектирования направленных ответвителей на связанных линиях с помощью программ «LINECALC» и «TOUCHSTONE»

Домашнее задание.

1. Рассчитать размеры направленного ответвителя на связанных полосковых линиях, обеспечивающего заданное ответвление S_{13} (пп. 1-4 стр.21), в дополнении к заданию в следующей таблице:

Вариант	S_{13} , дБ (рис.2.1)	B , мм (рис.2.3)	ϵ_r	T , мм (рис. 2.3)	Центральная частота
1	-10	4	2.	0.1	1.5 ГГц
2	-8	4	2	0.1	2.0 ГГц
3	-6	4	2	0.1	3.0 ГГц
4	-15	4	2	0.1	5.0 ГГц
5	-3	2	4	0.1	10 ГГц
6	-3	2	6	0.05	15 ГГц
7	-10	1.5	10	0.05	10 ГГц
8	-8	1.5	10	0.05	5 ГГц
9	-6	6	5	0.1	10 ГГц
10	-3	2	10	0.05	3 ГГц
11	-10	2	10	0.05	3 ГГц
12	-20	2	10	0.05	10 ГГц
13	-20	4	10	0.1	15 ГГц
14	-6	4	10	0.05	20 ГГц
15	-3	4	10	0.05	20 ГГц

2. Рассчитать S - матрицу направленного ответвителя (пп. 5-9 стр.21).

Задание для выполнения лабораторной работы:

1. Синтезировать с помощью программы LINECALC отрезок связанных полосковых линий с учетом конечной толщины металлизации и сравнить с расчетом ДЗ:

- задавая в поле LINECALC величины C_{13} , $Z_0=50$ Ом, $E=90^\circ$, получить для элемента SCLIN размеры W и S (обозначения соответствуют лаб. работе № 1).
2. Провести синтез этих же связанных полосковых линий с помощью программы LINECALC для разных ϵ подложки от 1 до 15. Постройте зависимость зазора S от ширины полосковой линии W для варьирующейся в пределах (1...15) диэлектрической проницаемости заполнения.
 3. На программе LINECALC провести синтез отрезка 50-омной полосковой линии, выполненной на подложке из ДЗ: задать $Z_0=50$ Ом и $E=90^\circ$ и получить W и L . Сравните полученную ширину линии с полученной в п.2, чтобы сделать вывод о необходимости включения элемента «скачок ширины» в окончательную конструкцию направленного ответвителя на связанных полосковых линиях.
 4. На языке программы TOUCHSTONE написать программу анализа направленного ответвителя на идеальных связанных полосковых линиях без дополнительных элементов и рассчитать матрицу рассеяния полученного восьмиполюсника. Выявить элемент S -матрицы, соответствующий направленности C_{13} и сравнить с требованием ДЗ.
 5. На программе LINECALC провести синтез микрополоскового четырех штыревого направленного ответвителя Ланге по исходным данным, соответствующим ДЗ ($H=B/2$, $E=90^\circ$, $Z_0=50$ Ом). Рассчитать W , S и L для диэлектрической проницаемости подложки в диапазоне $\epsilon_r = 1.5 \dots 15$ и построить эти зависимости на одном графике.
 6. На программе Touchstone рассчитать матрицу рассеяния и характеристики этого направленного ответвителя Ланге в диапазоне частот без включения дополнительных элементов.
 7. Написать на языке Touchstone программу для расчета реального направленного ответвителя с дополнительными элементами конструкции и провести анализ его характеристик (коэффициент стоячей волны на входе, переходное ослабление, рабочее затухание и развязка) в диапазоне частот.

Теоретическое введение

2.1. Классификация направленных ответвителей

Полосковые направленные ответвители представляют собой четырехплечные взаимные устройства (восьмиполюсники), предна-

значенные для направленной передачи (ответвления) СВЧ мощности из одного (основного) канала в другой (дополнительный).



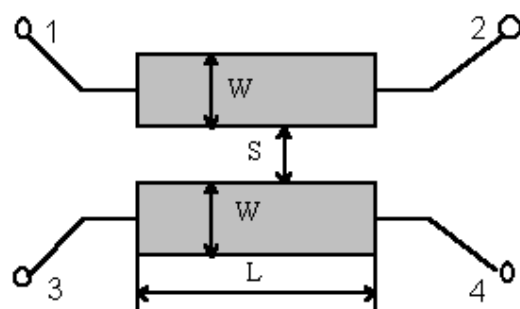
Рис. 2.1. Структура направленного ответвителя

При идеальном согласовании одно из плеч дополнительного канала (например 3 плечо) развязано и мощность в него не поступает.

Классификация направленных ответвителей

1. По виду связи между основным и дополнительным каналом полосковые направленные ответвители делятся на 3 типа: а) с распределенной электромагнитной связью; б) со связью шлейфного типа; в) с емкостной связью;
2. По величине направленного ответвления направленные ответвители делятся на: а) с сильной связью ($|C_{13}| < 10$ дБ); б) со слабой связью ($|C_{13}| > 10$ дБ);
3. В зависимости от типа используемых полосковых волноводных линий - симметричные и несимметричные;
4. По виду диэлектрика, используемого в полосковом волноводе, различают НО с воздушным и твердым заполнением, а также микрополосковые НО на диэлектрической подложке с большим ϵ_r .

2.2. Анализ направленных ответвителей



Матрица рассеяния идеального, развязанного с плечом 4, направленного ответвителя имеет вид:

Рис. 2.2. Схема направленного ответвителя на связанных полосковых линиях

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.1),$$

где S_{12} и S_{13} - элементы матрицы рассеяния, соответствующие (1.10) для случая без потерь:

$$S_{12} = \frac{2}{\left[2 \cos \theta + \frac{j}{Z_0} (Z_{0e} + Z_{0o}) \sin \theta \right]} \quad (2.2),$$

$$S_{13} = \frac{j(Z_{0e} - Z_{0o}) \sin \theta}{Z_0 \left[2 \cos \theta + \frac{j}{Z_0} (Z_{0e} + Z_{0o}) \sin \theta \right]}, \quad (2.3)$$

$$\theta = 2\pi L / \lambda - \text{электрическая длина области связи,} \quad (2.4)$$

Z_{0e} и Z_{0o} - характеристические сопротивления для четного и нечетного типов волн; Z_0 - характеристическое сопротивление линий, подключенных ко входам направленного ответвителя. При записи (2.2), (2.3) предполагается, что мы имеем дело с линиями передачи с Т-волнами, имеющими одинаковую электрическую длину для четной и нечетной волн.

Для полосковых линий волновые сопротивления при четном и нечетном видах возбуждения находятся по формулам:

$$Z_{0e} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{K(k_e')}{K(k_e)} \quad (2.5)$$

$$Z_{0o} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{K(k_o')}{K(k_o)}, \quad (2.6)$$

где K - полный эллиптический интеграл первого рода, k_e - постоянная для четного возбуждения, k_o - постоянная для нечетного возбуждения, ε_r - электрическая проницаемость диэлектрика, запол-

няющего пространство между экранирующими плоскостями. Формулы (2.5), (2.6) записаны для бесконечно тонкой металлизации ($T=0$).

Используя аппроксимацию для эллиптических интегралов, имеем:

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}} \right) \right]^{-1}, & 0 \leq k \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1+\sqrt{k}}{1-\sqrt{k}} \right), & 0.7 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (2.7)$$

$$k' = \sqrt{1-k^2}. \quad (2.8)$$

Постоянные k_e и k_o определяются по формулам:

$$k_e = th \left(\frac{\pi W}{2 B} \right) th \left(\frac{\pi W+S}{2 B} \right), \quad k_e' = \sqrt{1-k_e^2} \quad (2.9)$$

$$k_o = th \left(\frac{\pi W}{2 B} \right) cth \left(\frac{\pi W+S}{2 B} \right), \quad k_o' = \sqrt{1-k_o^2} \quad (2.10),$$

где:

W - ширина полосковых линий,

B - расстояние между экранирующими плоскостями полосковыми линиями,

S - зазор между полосками.

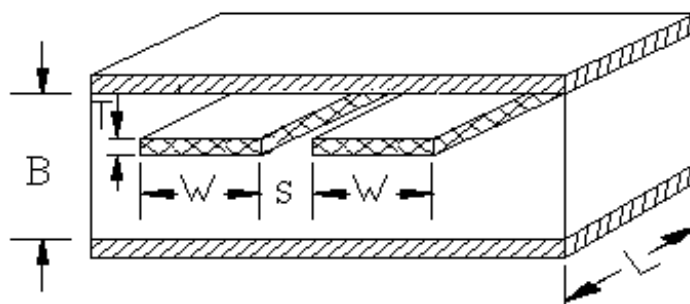


Рис. 2.3. Структура связанных полосковых линий

2.3. Синтез и анализ направленного ответвителя на связанных линиях

Синтез направленного ответвителя основан на следующих условиях:
-условии идеального согласования области связи и входных линий, которое задается следующим равенством:

$$Z_{oe}Z_{oo} = Z_0^2 \quad (2.11);$$

-условии квадратурности выходных напряжений плеч 2 и 3 на центральной частоте (строго говоря это следствие симметрии)

$$\angle S_{12} - \angle S_{13} = \pi / 2 \quad (2.12),$$

[это видно из сравнения выражений (2.1) и (2.2)], откуда следует, что

$$\theta = \pi / 2 \quad (2.13).$$

Тогда модуль выражения (3) для S_{13} на средней частоте соответствует амплитудному коэффициенту связи

$$k_{св} = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{Z_{oe} + Z_{oo}} \quad (2.14).$$

С учетом того, что $Z_{oe}Z_{oo} = Z_0^2$, имеем

$$Z_{oe} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + k_{св}}{1 - k_{св}}} \quad (2.15),$$

$$Z_{oo} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - k_{св}}{1 + k_{св}}} \quad (2.16).$$

Амплитудный коэффициент связи имеет простую связь с величиной направленного ответвления:

$$C_{13} = 20 \log \frac{1}{k_{св}} \quad (2.17),$$

откуда

$$k_{св} = 10^{-C_{13}/20} \quad (2.18).$$

Итак, при выполнении домашнего задания, выполните следующее:

1. По заданному в ДЗ С₁₃ рассчитайте $k_{св}$ по (2.18).
2. Рассчитайте волновые сопротивления для четных и нечетных типов колебаний по (2.15), (2.16).
3. Рассчитайте зазор между полосковыми линиями по следующей формуле:

$$\frac{S}{d} = \frac{2}{\pi} \ln \left\{ \operatorname{cth} \left[\frac{94,15\pi k_{св}}{\sqrt{\varepsilon} Z_0 \sqrt{1 - k_{св}^2}} \right] \right\} \quad (2.19),$$

где $d=B/2$.

4. Рассчитайте ширину полосковых линий по следующей формуле:

$$\frac{W}{d} = \frac{188,3}{\sqrt{\varepsilon} Z_{oe}} - \frac{1}{\pi} \ln \left[2 \left(1 + \exp \frac{-188,3\pi k_{св}}{\sqrt{\varepsilon} Z_0 \sqrt{1 - k_{св}^2}} \right) \right] \quad (2.20).$$

5. Рассчитайте длину связи направленного ответвителя по формуле:

$$l = \frac{\lambda}{4\sqrt{\varepsilon}} \quad (2.21),$$

где длина волны равна $\lambda = c / f$, f - средняя частота, c - скорость света в свободном пространстве.

Далее выполните следующий расчет:

6. Рассчитайте постоянные k_e и k_o по формулам (2.9) и (2.10).
7. Рассчитайте волновые сопротивления для четных и нечетных типов волн по формулам (2.5) и (2.6) и сравните с расчетом по п.2.
8. Рассчитайте электрическую длину связи по формуле (2.4).
9. Рассчитайте элементы матрицы S направленного ответвителя по формулам (2.2), (2.3).

Контрольные вопросы

1. Перечислите основные типы направленных ответвителей и их характерные особенности.
2. Дайте определения основных характеристик направленного ответвителя.
3. Как зависит направленность ответвителя на связанных линиях от частоты и почему (объяснить качественно)?
4. Изложите сущность метода симметрии для анализа направленных ответвителей.
5. Последовательность проектирования направленного ответвителя.
6. Сформулируйте условие энергетического баланса для пассивного восьмиполюсника.
7. Получите условия идеального согласования области связи направленного ответвителя.
8. Дайте определения основных характеристик направленного ответвителя и методику их измерения.

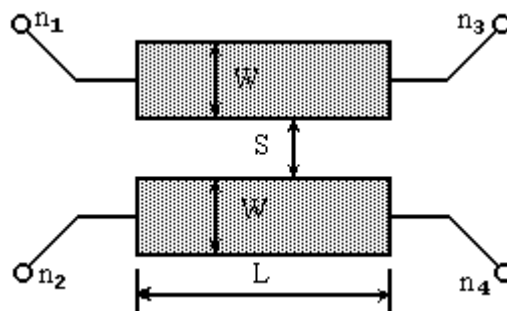
Литература

1. Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин. Устройства СВЧ. М., «Высшая школа», 1981, 295 стр.
2. Конструирование и расчет полосковых устройств. Под редакцией И.С. Ковалева. М., «Сов. Радио», 1974, 296 стр.

Приложение

Примеры программ на Touchstone

1. Пример расчета S-параметров восьмиполюсника из связанных полосковых линий (обратите внимание, что последовательность нумерации узлов в программе Touchstone отличается от рис. 2.1 и 2.2):



```

DIM      !Блок размерностей
FREQ GHZ      !Частота в ГГц
RES OH        !Сопр. в омах
IND NH        !Индуктивность в нГ
CAP PF        !Емкости в пФ
LNG mm        !Длина в миллиметрах
TIME NS       !Время в наносекундах
COND /OH      !Проводимость в сименсах
ANG DEG       !Углы в градусах

CKT
SSUB ER=2 B=4 T=0.1 RHO=1      !Подложка полосковой линии
TAND      TAND=1.9e-03        !Тангенс диэлектрических потерь
SCLIN      1      2      3      4      W=2      S=0.5      L=50
DEF4P      1      2      3      4      HALF      !Название схемы
FREQ      !Задание частот
SWEEP      5.0 10.0 5.0      !Анализ в частотном диапазоне 5 ... 10 ГГц
OUT
HALF MAG[S11]      ! вывод S-параметра (затем ANG[S11] и т.д.)

```

<Нажимаем на F8, затем на F9 и в окне вывода задаем тип вывода>

Вывод результатов расчета S-матрицы восьмиполюсника

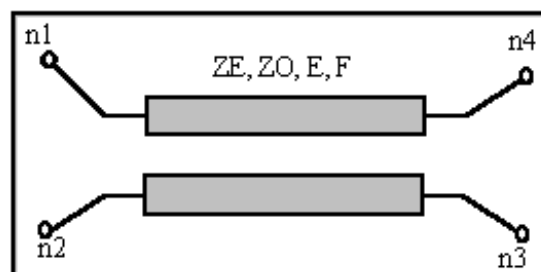
< считаем последовательно, заменяя последнюю строку в блоке OUT>

```

!      MAG  ANG      MAG  ANG  MAG  ANG  MAG  ANG
5.000 0.18831 22.9085 0.22683 23.3714 0.04956 138.677 0.95082 -65.4498
      0.22683 23.3714 0.18831 22.9085 0.95082 -65.4498 0.04956 138.677
      0.04956 138.677 0.95082 -65.4498 0.18831 22.9085 0.22683 23.3714
      0.95082 -65.4498 0.04956 138.677 0.22683 23.3714 0.18831 22.9085

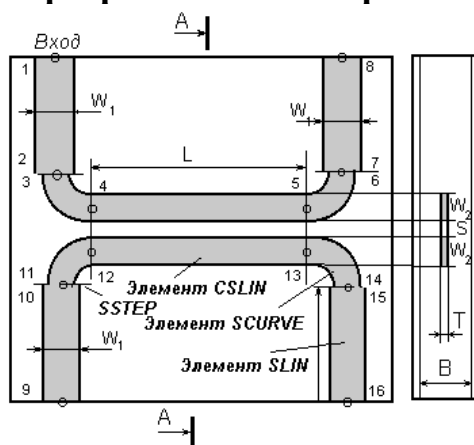
```

2. Расчет связанных линий с теми же данными, но используя элемент «идеальные связанные линии» (для ввода используем рассчитанные Z_e и Z_o в Омах, а также E в градусах).



! FILE NAME: CLIN_L1.CKT	!Комментарий
DIM	!Блок размерностей
FREQ GHZ	!Частота в ГГц
RES OH	!Сопротивление в омах
IND NH	!Индуктивность в нГ
CAP PF	!Емкости в пФ
LNG mm	!Длина в миллиметрах
TIME NS	!Время в наносекундах
COND /OH	!Проводимость в сименсах
ANG DEG	!Углы в градусах
VAR	!Блок переменных (у нас нет)
EQN	!Блок уравнений (у нас нет)
CKT	!Схемный блок
SSUB ER=2 B=4 T=0.1 RHO=1	!Описание подложки полосковой линии
TAND TAND=1.9e-03	!Тангенс диэлектрических потерь
CLIN 1 2 3 4 ZE=81.54 ZO=49.9 E=424.56 F=5.	
DEF4P 1 2 3 4 SWLIN	!Даем имя анализируемой схеме
FREQ	!Частотный блок
SWEEP 5.0 10.0 5.0	! от 5 до 10 ГГц через 5 ГГц
OPT	!Блок оптимизации
range 4 6 1	!в меньшем частном диапазоне - от 4 до 6 ГГц
SWLIN db[s11]<-30	!Требование по параметру S11
OUT	
SWLIN MAG[S11]	!Вывод в таблицу S-параметра
SWLIN db[s11] gr1	!Вывод на сетку gr1 параметра S11 в дБ
SWLIN S11	!Вывод на диаграмму Смита параметра S11
GRID	!Блок сеток
range 1 10 10	!По оси частот от 1 до 10 ГГц через 1 ГГц
gr1 -50 0 5	!Масштаб по оси Y

4. Программа анализа реального направленного ответвителя



DIM	!Блок размерностей
FREQ GHZ	!Частота в ГГц
RES OH	!Сопротивление в омах
IND NH	!Индуктивность в нГ
CAP PF	!Емкости в пФ
LNG mm	!Длина в миллиметрах
TIME NS	!Время в наносекундах
COND /OH	!Проводимость в сименсах
ANG DEG	!Углы в градусах

CKT	! Блок описания схемы
SSUB ER=2 B=4 T=0.1 RHO=1	!Опи-

сание подложки полосковой линии

TAND	TAND=1.9e-03	!Тангенс диэлектрических потерь
SLIN	1 2 W=2 L= 15	!Отрезок полосковой линии

SSTEP	2	3	W1=2 W2=1.5	!Скачок ширины пол. линии
SCURVE	3	4	W=1.5 ANG=90 RAD= 3	!Плавный поворот
SCLIN 4	12	13 5	W=1.5 S=0.5 L=50	
SCURVE	5	6	W=1.5 ANG=90 RAD= 3	!Плавный поворот
SSTEP	6	7	W1=1.5 W2=2	!Скачок ширины пол. Линии
SLIN	7	8	W=2 L= 15	!Отрезок полосковой линии
SLIN	9	10	W=2 L= 15	!Отрезок полосковой линии
SSTEP	10	11	W1=2 W2=1.5	!Скачок ширины пол. линии
SCURVE	11	12	W=1.5 ANG=90 RAD= 3	!Плавный поворот
SCURVE	13	14	W=1.5 ANG=90 RAD= 3	!Плавный поворот
SSTEP	14	15	W1=1.5 W2=2	!Скачок ширины пол. линии
SLIN	15	16	W=2 L= 15	!Отрезок полосковой линии
DEF4P	1	9 16 8	COUPLER	!Название схемы

FREQ

!Задание частот

SWEEP 5.0 10.0 1.0

!Анализ в частотном диапазоне 5 ... 10 ГГц

OPT

!Блок оптимизации

range 4 6 1

!По частному диапазону от 1 до 6 ГГц

COUPLER db[s11]<-30

!Требованию по параметру S11

OUT

COUPLER DB[S41] GR1

!Прямая передача

COUPLER DB[S21] GR1

!Передача связи (направленность)

COUPLER DB[S11] GR2

!Возвратные потери

COUPLER DB[S31] GR2

!Развязка (изоляция)

GRID

!Блок сеток

RANGE 5 10 1

!По оси частот от 1 до 10 ГГц через 1 ГГц

GR1 -5 0 1

!Сетка GR1 по оси Y от -5 дБ до 0 дБ через

1 дБ

GR2 -35 -10 5

!Сетка GR2 по оси Y от -35 дБ до -10 дБ че-

рез 5дБ

Лабораторная работа № 3

РАСЧЕТ УСТОЙЧИВОСТИ И УСИЛЕНИЯ СВЧ УСИЛИТЕЛЯ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Цель работы:

Изучить методику расчета однокаскадного транзисторного СВЧ усилителя по заданным S-параметрам.

Домашнее задание:

По заданным S- параметрам на одной частоте, в соответствии с Вашим вариантом, рассчитайте:

- инвариантный коэффициент устойчивости k ,
- центры и радиусы окружностей устойчивости на плоскостях Γ_1 и Γ_2
- $\Gamma_{\text{лопт}}$ и $\Gamma_{2\text{опт}}$, обеспечивающие условие сопряженного согласования.
- максимальный коэффициент усиления в условиях сопряженного согласования.

Исходные данные:

S-параметры транзистора 3П321 в полосе частот от 5.0 до 7.1 ГГц

Вариант	F(ГГц)	S ₁₁	∠S ₁₁	S ₂₁	∠S ₂₁	S ₁₂	∠S ₁₂	S ₂₂	∠S ₂₂
1	5.0	.672	-80.3	1.518	99.9	.048	69.9	.749	-46.7
2	5.3	.643	-85.3	1.500	95.6	.049	74.9	.738	-49.5
3	5.6	.614	-90.3	1.482	91.3	.052	80.4	.728	-52.5
4	5.9	.585	-95.3	1.464	87.2	.055	86.0	.718	-55.5
5	6.2	.558	-100.5	1.445	83.1	.061	91.1	.709	-58.5
6	6.5	.531	-105.7	1.427	79.1	.068	95.2	.699	-61.7
7	6.8	.507	-111.0	1.408	75.1	.076	98.3	.690	-65.0
8	7.1	.480	-115.0	1.400	72.0	.084	101.5	.680	-68.0

Задание в лаборатории:

1. Используя программу Touchstone, проверьте вычисления, сделанные в рамках домашнего задания.
2. Рассчитайте частотные характеристики тестового усилителя.

Критерием является совпадение рассчитанных дома характеристик и полученных в ходе выполнения расчета.

Теоретическое введение

Инвариантный коэффициент устойчивости четырехполюсника равен:

$$k = \frac{1 + |\Delta_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}| |S_{21}|}. \quad (3.1)$$

Максимальный коэффициент передачи (существует только при $k > 1$, при $k < 1$ максимальный коэффициент передачи равен ∞)

$$K_{p. real}^m = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|^2 (k \pm \sqrt{k^2 - 1}) \quad (3.2)$$

и достигается при коэффициентах отражения в плоскости транзистора:

$$\Gamma_1 = \Gamma_{m.1} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}, \quad (3.3)$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_{m.2} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}, \quad (3.4)$$

где:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta_s|^2, \quad (3.5)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta_s S_{22}^*, \quad (3.6)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta_s|^2, \quad (3.7)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta_s S_{11}^*, \quad (3.8)$$

$$\Delta_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (3.9)$$

Окружности устойчивости на плоскости Γ_2 имеют:

$$r_{s.2} = \frac{S_{22}^* - \Delta_s^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |\Delta_s|^2} \quad \text{— центр окружности (расстояние от центра и угол),} \quad (3.10)$$

$$\rho_{s.2} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta_s|^2} \quad \text{— радиус окружности (величина).} \quad (3.11)$$

Аналогичны выражения для окружностей устойчивости на плоскости Γ_1 , с учетом замены индексов. В ходе выполнения домашнего задания Вам необходимо построить на плоскости Γ_1 и Γ_2 (диаграмме Смита) окружности устойчивости и отметить точки $\Gamma_{m.1}$ и $\Gamma_{m.2}$, обеспечивающие получение максимального коэффициента передачи.

Задание в лаборатории

1. Введите S-параметры транзистора в файл в расширении .S2P в диапазоне частот 5... 7.1 ГГц.
2. Напишите программу для расчета окружностей устойчивости этого транзистора, включенного в 50-омный тракт.
3. Напишите программу для расчета максимального коэффициента передачи и $\Gamma_{m.1}$ и $\Gamma_{m.2}$.
4. Введите программу расчета однокаскадного усилителя (согласно Приложения или собственного усилителя) и рассчитайте частотные характеристики.

Приложение

Ниже излагаются принципы расчета устойчивости и передаточных характеристик на программе Touchstone. Выберите из материала все необходимое для расчета $K_{p.реал}^m$ (GMAX) и $\Gamma_{m.1}$ и $\Gamma_{m.2}$ (GM1 и GM2 в обозначениях программы), составьте программу и проведите расчет.

Пример расчета окружностей устойчивости

В следующем примере рассчитываются окружности устойчивости четырехполюсника с именем “NEC700”. Для того чтобы увидеть окружности устойчивости, выберите размер диаграммы Смита SC3 на панели вывода.

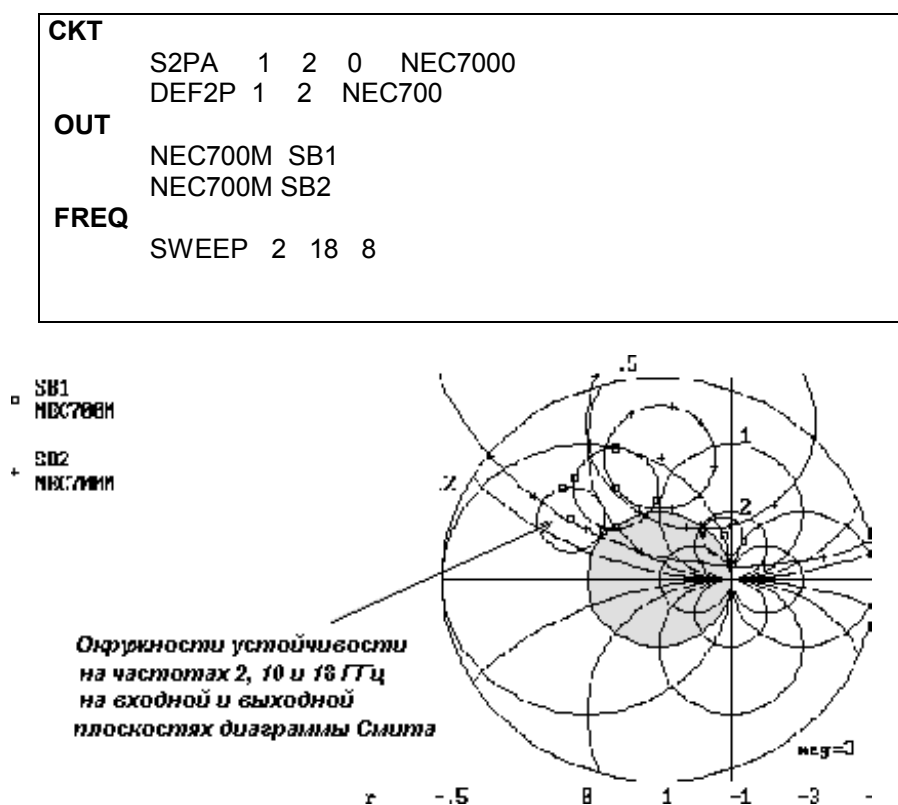


Рис.3.1. Окружности устойчивости транзистора NEC70000

Те же результаты, но в таблице:

FREQ-GHZ	DB[S21] PAR[SB1]	NF[A] MAG[SB2]	MAG[SB1] ANG[SB2]	ANG[SB1] RAD[SB2]	RAD[SB1] PAR[SB2]
2.0	11.053 1.000 4.870	3.512 76.193	1.102 4.54	35.867 1.000	0.287
10.0000	7.121 1.000	5.779 2.406 76.100	1.481 1.588	113.754 1.000	0.591
18.0000	3.580 1.000	3.071 1.808 89.240	1.508 0.770	143.554 1.000	0.479

Пример расчета окружностей коэффициентов передачи
усилителя

DIM

FREQ GHZ / RES OH / IND NH / CAP PF / LNG MIL TIME PS /
COND /OH / ANG DEG (косая черта означает начало со следующей строки)

! Схема модели транзистора

СКТ

RES 1 2 R=2.38
RES 2 3 R=2.95
CAP 1 6 C=.086
CAP 2 6 C=.052
CAP 3 6 C=.026
RES 5 6 R=5
RES 7 8 R=.17
CAP 6 7 C=.2

BIP 3 6 8 A=.99 T=7.2 F=24.5 CC=0.03 GC=0.0001 RB=.84 LB=0.2 &
CE=2.73 RE=1.18 LE=0.2 //модель биполярного транзистора
из библиотеки

DEF3P 1 5 7 Q1
IND 1 2 L=.05
TLIN 2 3 Z=66 E=3.375 F=12
IND 3 4 L=.3
CAP 3 8 C=.04
CAP 3 5 C=.03
IND 5 6 L=.2
!TRL 5 7 Z=25 P=10MIL K=6.6
TLIN 5 7 Z=25 E=0.5625 F=12
IND 7 11 L=.02
CAP 5 8 C=.03
TLIN 8 9 Z=65 E=5.90625 F=12
IND 9 10 L=.05
Q1 4 8 6
DEF3P 1 10 11 TRAN
TRAN 1 2 3
RES 3 0 R=0.1
DEF2P 1 2 USIL !Имя усилителя

FREQ

STEP .8

OUT

USIL K GR1 ! Вывод коэффициента устойчивости на GR1
USIL GA ! Вывод окружностей номинального Kp
USIL GP ! Вывод окружностей фактического Kp

GRID

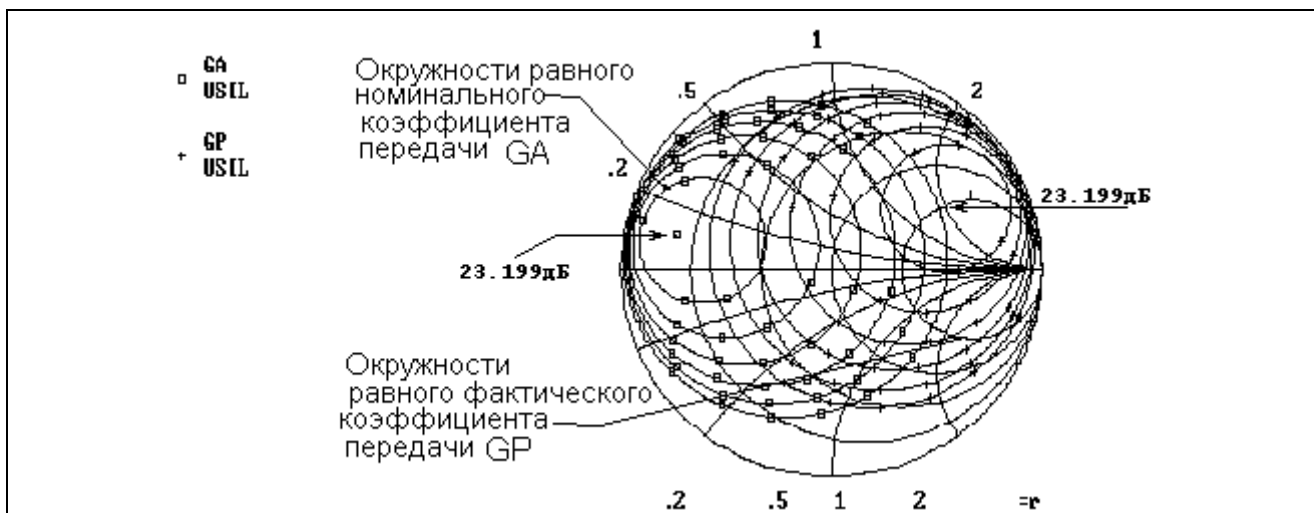


Рис.3.2. Окружности равного номинального (на плоскости Γ_1) и фактического коэффициента передачи (на плоскости Γ_2).

В результате расчета на Touchstone Вы получаете:

1. На входной плоскости - максимальный номинальный коэффициент передачи **GA**, равный 23.199 dB и шесть окружностей, соответствующих 22, 21, 20, 19, 18, и 17 dB. Максимальный коэффициент передачи достигается при $\Gamma_1 = 0.758 < 167.312^\circ$.
2. На выходной плоскости - максимальный коэффициент передачи по мощности **GP**, равный 23.199 dB (достигается при $\Gamma_2 = 0.751 < 28.503^\circ$) и шесть окружностей равных коэффициентов передачи 22, 21, 20, 19, 18 и 17 dB.

Данная схема является абсолютно устойчивой, поскольку $K = 1.071 > 1$, оба максимальных коэффициента усиления равны, и равны максимальному коэффициенту передачи в режиме сопряженного согласования.

Использование окружностей усиления

После расчета *окружностей равного номинального (располагаемого) коэффициента передачи* Вы должны сделать следующее:

1. Выберите точку на окружности равного коэффициента передачи. Эта точка (т.е. значение Γ_1) может определять компромисс между усилением и коэффициентом шума.
2. Перезапустите схемный файл с выбранным так коэффициентом отражения Γ_1 , установленным в блоке TERM и рассчитайте коэффициент отражения S22.
3. Спроектируйте входную согласующую цепь для трансформации сопротивления источника (50 ом или другого, заданного в блоке TERM ключевым словом ZO) до величины коэффициента отражения, заданного в п. 1; а также выходную согласующую цепь для

трансформации нагрузки (50-омной или заданной в блоке TERM ключевым словом ZO) и S_{22}^* .

Окружности равного коэффициента передачи по мощности также служат для перехода от выходной плоскости коэффициента отражения к плоскости коэффициента отражения по входу. Т.о. Вы можете выбрать точку Γ_2 на окружности равного усиления, задав коэффициент передачи по мощности. Перезапустите схему и рассчитайте входной коэффициент отражения S_{11} , соответствующий заданному коэффициенту отражения на плоскости выходного коэффициента отражения. Затем рассчитываются согласующие цепи по величинам Γ_2 и S_{11}^* .

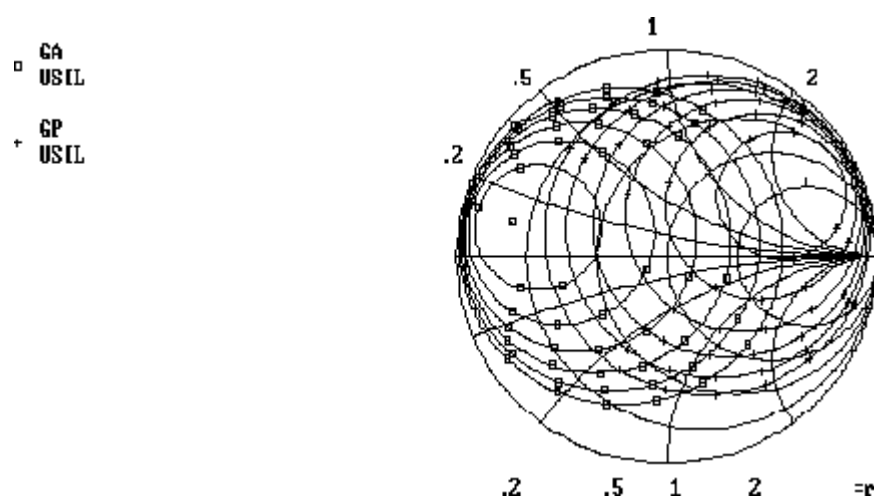


Рис. 3.3. Окружности равного номинального и фактического коэффициента передачи

Пример программы на Touchstone

! AMP6-18 : Однокаскадный СВЧ усилитель от 6 до 18 GHz

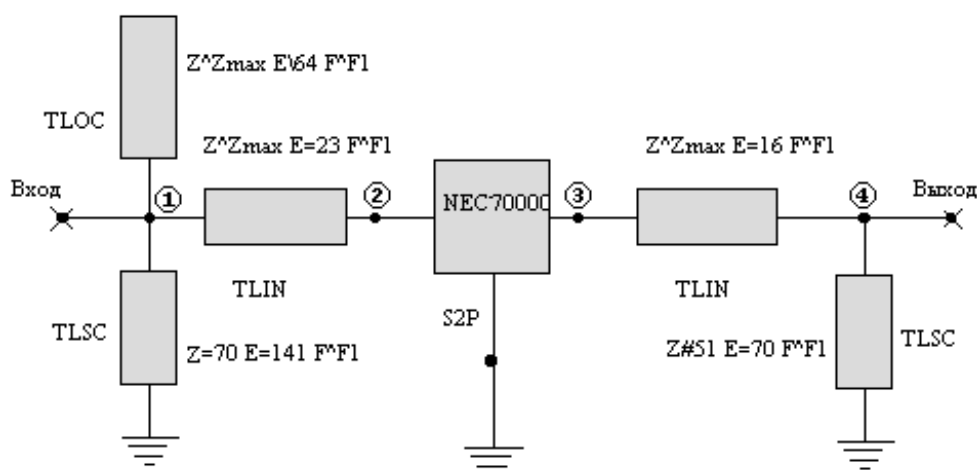


Рис. 3. 4. Схема анализируемого усилителя

DIM

FREQ GHZ

!Блок размерности

!размерности частоты - в ГГц

RES	OH			!размерность резисторов - в Омах	
IND	NH			!размерность индуктивностей - в нГн	
CAP	PF			!размерность емкостей - в пФ	
LNG	MIL			!размерность длины - в МИЛАХ (1 mil=0.0254 мм)	
TIME	PS			!размерность времени - в пСек	
COND	/OH			!размерность проводимости - в 1/Ом	
ANG	DEG			!размерность угла - в градусах	
VAR				!Блок описания переменных	
F1 = 18				!переменная F1 = 18	
Zmax = 100				!переменная Z1=100	
СКТ				!Блок описания схемы	
TLOC	1	0	Z^Zmax	E\60.35369	F^F1
TLSC	1	0	Z=70	E=141	F^F1
TLIN	1	2	Z^Zmax	E=23	F^F1
S2PA	2	3	0	NEC70000	
TLIN	3	4	Z^Zmax	E=16	F^F1
TLSC	4	0	Z#40	49.52070 100 E=70	F^F1
DEF2P	1	4	AMP	!определение имени четырехполюсника	
OUT				!Блок вывода результатов	
AMP	DB[S21]	GR1		!вывести параметр S21 в дБ на сетку GR1	
AMP	DB[S11]	GR2		!вывести S11 в дБ на сетку GR2	
AMP	DB[S22]	GR2		!вывести S22 на сетку GR2	
AMP	DB[S12]	GR2		!вывести S12 на сетку GR2	
AMP	ANG[S21]	GR3		!вывести S21 на сетку GR3	
AMP	S11			!вывести S11 на диаграмму Смита	
AMP	S22			!вывести S22 на диаграмму Смита	
AMP	NF[A]	GR1		!вывести коэффициент шума на сетку GR1	
FREQ				!Блок задания частотного диапазона	
SWEEP 2 20 1				!от 2 ГГц до 20 ГГц через 1 ГГц	
GRID				!Блок описания координатных сеток	
RANGE 4 20 1				!по координате x - от 4 до 20 ГГц через 1 ГГц	
GR1 0 9 0.5				!по координате y - от 0 до 9 дБ	
GR2 -30 0 5				!по координате y - от -30 до 5 дБ	
GR3 -180 180 30				!по координате y - от -180 до +180 градусов	
! GR4 0 10 0.5				!по координате y - от 0 до 10 через 0.5	
OPT				!Блок оптимизации	
RANGE 6 18				!оптимизировать в диапазоне 6-18 ГГц	
AMP DB[S21] < 7.75				!так, чтобы S21 в дБ был меньше 7.75 дБ	
AMP DB[S21] > 7.5				!и одновременно был больше 7.5 дБ	

Литература

1. **Шварц Н.З.** Транзисторные СВЧ усилители. М. Радио и связь, 1980.
2. **Ф. Смит.** Круговые диаграммы в радиоэлектронике. М., «Связь», 1976, 142 с.

Контрольные вопросы

1. Какой смысл имеет инвариантный коэффициент устойчивости?
2. Какая связь между расположением окружностей устойчивостями на входной и на выходной плоскостях?

3. Как определяются области устойчивой и неустойчивой работы каскада?
4. Какая связь и разница между понятиями «потенциальная устойчивость» и «потенциальная неустойчивость», «безусловная устойчивость» и «абсолютная неустойчивость» каскада.
5. Определение номинального коэффициента передачи.
6. Определение реализуемого коэффициента передачи.
7. Определение фактического коэффициента передачи.
8. Докажите, что максимальный номинальный и максимальный фактический коэффициент передачи равны для однонаправленного четырехполюсника.
9. Найти условия для получения максимального коэффициента передачи четырехполюсника.
10. Как рассчитать окружности равного номинального коэффициента передачи на программе Touchstone?
11. Последовательность проектирования однокаскадного усилителя по заданному коэффициенту передачи.

Лабораторная работа № 4

РАСЧЕТ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ УСИЛИТЕЛЯ

Цель работы:

Изучить методику расчета однокаскадного транзисторного СВЧ усилителя по заданным S-параметрам и Δ -шумовым параметрам.

Домашнее задание:

По заданным S-параметрам на одной частоте, соответствующей Вашему варианту, рассчитайте:

- окружности равного коэффициента шума;
- минимальный коэффициент шума $K_{ш.мин}$ и $\Gamma_{1.ш.опт}$, при котором он достигается;
- окружности равного номинального коэффициента передачи (по формулам из части 2 данного пособия).

Исходные данные для расчета:

1. S-параметры транзистора 3П321 в полосе частот от 5.0 до 7.1 ГГц (из лабораторной работы № 3)
2. Δ -параметры транзистора 3П321 в полосе частот от 5.0 до 7.1 ГГц

Вариант	F(ГГц)	$ \Delta_{11} $	$ \Delta_{21} $	$\angle \Delta_{21}$	$ \Delta_{22} $
1	5.0	2.382	1.914	-78.9	1.671
2	5.3	2.404	1.876	-84.7	1.612
3	5.6	2.434	1.842	-90.7	1.555
4	5.9	2.469	1.809	-96.8	1.501
5	6.2	2.511	1.781	-103.2	1.451
6	6.5	2.561	1.757	-109.7	1.406
7	6.8	2.618	1.738	-116.4	1.366
8	7.1	2.469	1.700	-124.0	1.340

Задание в лаборатории:

Напишите программу на языке Touchstone и получите

- окружности равных коэффициентов шума;
- минимальный коэффициент шума на заданной частоте;
- шумовые частотные характеристики однокаскадного усилителя

в диапазоне 5.0 - 7.1 ГГц .

Критерием является совпадение рассчитанных согласно ДЗ и полученных в ходе выполнения расчета характеристик СВЧ усилителя.

Теоретическое введение

Коэффициент шума (дифференциальный) четырехполюсника (ЧП) определяется как отношение суммарной мощности шума на выходе от всех причин, к мощности шума на выходе при условии, что сам четырехполюсник не шумит; причем на входе источник шума находится при стандартной температуре $T_0=290^\circ\text{К}$:

$$K_{ш} = \frac{P_{ш.вых}}{P_{ш.г.вых}}, \quad (4.1)$$

где $P_{ш.вых}$ - мощность шума на выходе от всех причин,

$P_{ш.г.вых}$ - мощность шума на выходе, определяемая только мощностью шума генератора.

Вывод выражения для коэффициента шума в Т-параметрах

Коэффициент шума – эта *характеристика четырехполюсника* и она не зависит от мощности сигнала и шума на входе. Поэтому в качестве источника шума на входе выбирается генератор шума, который излучает ту же мощность, что и резистор, равный опорному сопротивлению Z_o (обычно 50 Ом). Такой генератор излучает мощность $kT_o\Delta f$ (k – постоянная Больцмана, T_o – стандартная температура, Δf – полоса частот, выбранная на рабочих частотах)

Если же ЧП рассогласован на входе, то мощность шума, излучаемая реальной частью Z_r (рис. 4.1), стоящего на входе ЧП, равна

$$\overline{\delta_r^2} = kT_o\Delta f(1 - |\Gamma_r|^2), \quad (4.2)$$

где $\Gamma_r = (Z_r - Z_o)/(Z_r + Z_o)$.

Теперь рассмотрим четырехполюсник с вынесенными из него шумами, описанными как автономные шумовые генераторы δ_1 и δ_2 .

Коэффициент шума не зависит от нагрузки, а точнее, не зависит от рассогласования на выходе (поскольку мощности в (4.1) зависят одинаково). Собственные шумы нагрузки учитываются в шумах следующего каскада.

Так как коэффициент шума не зависит от нагрузки, то положим, что на выходе включено сопротивление:

$$Z_n = Z_o. \quad (4.3)$$

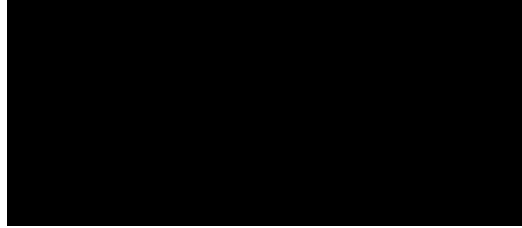


Рис. 4.1. Шумящий четырехполюсник с вынесенными шумовыми генераторами

Тогда суммарная волна на этой нагрузке (напомним, что эта волна имеет модуль и фазу) равна

$$\delta_\Sigma = \delta_1 + \delta_\Gamma - \delta_2 \Gamma_\Gamma. \quad (4.4)$$

Так, как процессы (шумы) δ_1 и δ_2 статистически зависимые (имеется корреляция), а δ_Γ статистически независим с δ_1 и δ_2 , то дисперсия суммарной волны, или мощность шума на выходе, определится как

$$\overline{\delta_\Sigma^2} = \overline{\delta_1^2} + \overline{\delta_\Gamma^2} + \overline{\delta_2^2} |\Gamma_\Gamma|^2 - 2 \operatorname{Re}(\overline{\delta_1^* \delta_2} \Gamma_\Gamma). \quad (4.5)$$

И тогда коэффициент шума определится по формуле:

$$K_{ш} = \frac{\overline{\delta_\Sigma^2}}{\overline{\delta_\Gamma^2}} = 1 + \frac{\Delta_{11} + \Delta_{22} |\Gamma|^2 - 2 \operatorname{Re}(\Delta_{21}^* \Gamma_\Gamma)}{1 - |\Gamma_\Gamma|^2}. \quad (4.6)$$

Проанализируем это выражение. Если преобразовать это выражение по степеням Γ_Γ , то получим:

$$|\Gamma_\Gamma|^2 - 2 \operatorname{Re}[\Gamma_\Gamma \frac{\Delta_{21}^*}{\Delta_{22} + K_{ш} - 1}] = \frac{K_{ш} - 1 - \Delta_{11}}{K_{ш} - 1 + \Delta_{22}} \quad (4.7)$$

Это уравнение приводится к виду

$$|\Gamma_\Gamma - \Gamma_{\Gamma.o}|^2 = R_F^2, \quad (4.8)$$

где $\Gamma_{\Gamma.0}$ - центр окружности для конкретного значения коэффициента шума,

$$\Gamma_{\Gamma.o} = \frac{\Delta_{21}^*}{K_{ш} - 1 + \Delta_{22}}. \quad (4.9)$$

Радиус окружности, соответствующей этому коэффициенту шума равен

$$R_{ш} = \frac{(K_{ш} - 1 - \Delta_{11})(K_{ш} - 1 + \Delta_{22}) + |\Delta_{21}|^2}{(K_{ш} - 1 + \Delta_{22})^2}. \quad (4.10)$$

Отметим, что из (4.9) следует, что все центры окружностей на плоскости Γ_1 лежат на одной линии.

Приравнявая выражение для радиуса нулю, получим выражение для минимально достижимого коэффициента шума:

$$K_{ш.мин} = 1 + \frac{\Delta_{11} - \Delta_{22}}{2} + \sqrt{\frac{(\Delta_{11} + \Delta_{22})^2}{4} - |\Delta_{21}|^2}. \quad (4.11)$$

Подставляя (4.11) в (4.9), получаем коэффициент отражения на плоскости Γ_1 , при котором достигается минимальный коэффициент шума каскада:

$$|\Gamma_{ш.онт}| = \frac{\Delta_{11} - \Delta_{22}}{2|\Delta_{21}|} - \sqrt{\frac{(\Delta_{11} - \Delta_{22})^2}{4|\Delta_{21}|^2} - 1}, \quad (4.14)$$

$$\varphi_{ш.онт} = -\varphi_{\Delta_{21}}.$$

Литература

1. **Текшев В.Б.** Проектирование транзисторных СВЧ усилителей. М., МЭИ, 1981.
2. **Шварц Н.З.** Транзисторные СВЧ усилители. М. «Радио и связь», 1980., 368 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Расчет шумовых характеристик

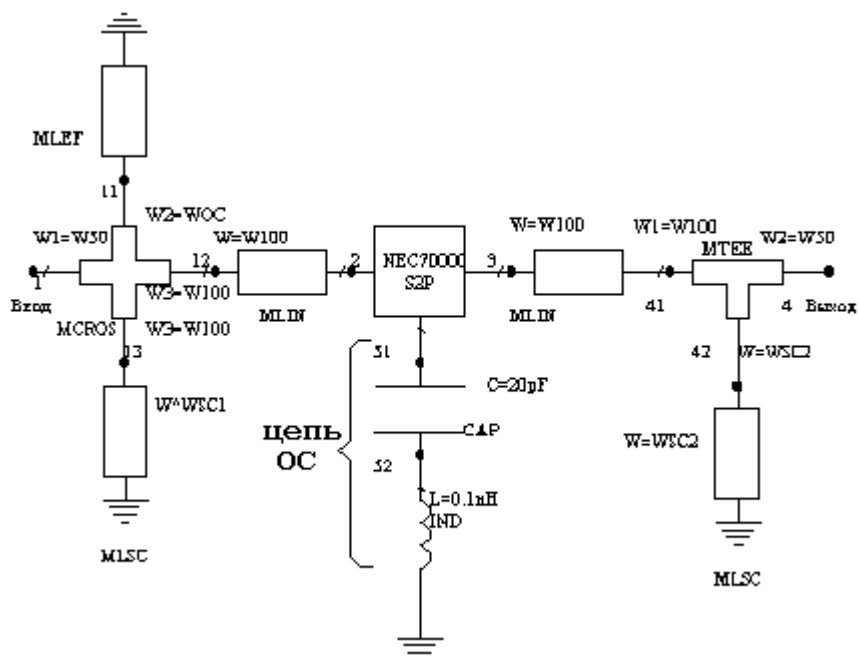


Рис.4.2. Схема анализируемого усилителя

Пример MICAMPN иллюстрирует расчет однокаскадного усилителя с ОС для описания эффекта влияния обратной связи на характеристики усилителя.

VAR

WOC = 2.25
 WSC1 = 11.53
 W100 = 3.43
 W70 = 11
 W50 = 24.00
 WSC2 = 2.30

СКТ

MSUB	ER=9.9	H=25	T=.2	RHO=1	RGH = 0			
MCROS	1	11	12	13	W1^WOC	W2^WOC	W3^W100	
W4^WSC1								
MLEF		11			W^WOC	L\14		
MLSC		13			W^WSC1	L\114		
MLIN	12	3			W^W100			
DEF2P		1	2		NAIN			! определение
входной цепи								
S2PA		2	3	51	NEC70000			
DEF3P		2	3	51	NA2P			!плавающий транзистор
CAP		51	52		C=20			!блокировочная емкость
IND		52	0		L=0.1			!индуктивность
RES		51	0		R=25			!сопротивление смещения
DEF1P		51			NASER			!определение цепи ОС
MLIN		3	41		W^W100	L=8.5		
MTEE		41	4	42	W1^W100	W2^W50	W3^WSC2	
MLSC		42			W^WSC2	L\114		
DEF2P		3	4		NAOUT			!определение выходной
цепи								

	NAIN	1	2			
	NA2P		2	3	4	
	NASER		4			
	NAOUT		3	5		
	DEF2P		1	5	AMP	!определение всего усилителя
OUT	AMP	DB[S21]	GR1			
	AMP	DB[NF]	GR1			!КШ с учетом эффекта последо-
вательной ОС	NAIN	NF[A]	GR1			!КШ без учета последовательной
ОС	AMP	DB[S11]	GR2			!Возвратные потери
	AMP	DB[S22]	GR2			!Рассогласование выхода
FREQ	SWEEP		6	20	.14	!Расчет от 6 до 20 ГГц через 0.14
ГГц						
GRID	RANGE		6	20	2	!Сетки по оси X
	GR1	1	10	1		!Сетки по оси Y для Кр и Кш
	GR2		-30	10	10	!Сетки для Гвх и Гвых
OPT	AMP	DB[S21]	=7.5			!Цель оптимизации Кр=7.5 дБ

Контрольные вопросы

1. Дайте определение коэффициента шума четырехполюсника.
2. Источники шума в активных приборах.
3. Шумы сопротивления. Рассчитайте мощность шума сопротивления величиной 50 Ом.
4. Дайте понятие спектральной плотности шума. Матрица спектральных плотностей четырехполюсника.
5. Дайте определение автономного шумящего четырехполюсника в системе Z-параметров.
6. Две основные системы автономных четырехполюсников в системе волновых параметров S и T. Нарисовать эквивалентные схемы шумящих четырехполюсников с вынесенными источниками шума и записать матрицы спектральных плотностей.
7. Вывести выражение для коэффициента шума в системе T-параметров.
8. В чем заключается преимущества описания шумовых четырехполюсников в системах A и T параметров.
9. Как получить зависимость коэффициента шума от последовательной обратной связи в однокаскадном усилителе на транзисторе?

10. Физический смысл шумового параметра R_n и как определить его, имея шумовые параметры в системе Т параметров?
11. Какой физический смысл имеют сигнальные и шумовые параметры в системе Т-параметров?
12. Дайте определение первичных и вторичных шумовых параметров четырехполюсника применительно к системе Т-параметров.

Лабораторная работа № 5

РАСЧЕТ ДОПУСТИМЫХ ОТКЛОНЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ СВЧ СХЕМ

Цель работы:

- изучение методов расчета поля допусков на программе Touchstone.
- применение режима подстройки «Tune» программы Touchstone.
- применение метода Монте-Карло в режиме «Optst» программы Touchstone.
- знакомство с чебышевской и баттервортовской аппроксимациями ЧХ.

Домашнее задание:

Для заданных элементов (табл.1) фильтра нижних частот (ФНЧ) рассчитать S -матрицу для номинального и двух наихудших случаев сочетания допусков элементов ФНЧ (рис.5.1):

- а) для номинальных значений элементов C_1 , C_2 , L_3 ;
- б) для случая $C_1 - 10\%C_1$, $C_2 - 10\%C_2$, $L + 10\%L$;
- с) для случая $C_1 + 10\%C_1$, $C_2 + 10\%C_2$, $L - 10\%L$.

Исходные данные для домашнего задания.

1. Частота анализа 2.5 ГГц
2. Схема фильтра приведена на рис. 5.1.
3. Параметры фильтра, в соответствии с вариантом - в табл.1.

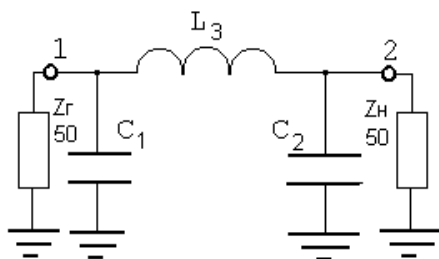


Рис. 5.1. Фильтр ФНЧ

Табл.1 Исходные данные ДЗ

Вариант	C1 (пФ)	C2 (пФ)	L3 (нГ)	$Z_{Г}=Z_{Н}=Z_0$ (Ом)
1	2	2	5	50
2	2	2	6	50
3	2	2	4	50

4	3	3	4	50
5	3	3	5	50
6	2.5	2.5	5	50
7	2.5	2.5	4	50
8	3	3	2	50
9	2	2	2	50
10	2.5	2.5	2	50

Задание для выполнения лабораторной работы:

1. На языке программы Touchstone написать программу анализа ФНЧ (см. Приложение 3).
2. Провести анализ ФНЧ для трех случаев ДЗ и сравнить с расчетом.
3. Дополнить программу данными о 10% разбросе параметров. Задать максимальное отклонение $|S_{21}|$ равным 1 дБ на частоте среза АЧХ и рассчитать процент выхода годных, попадающих в поле допуска на $|S_{21}|$ для количества испытаний 100, 1000, 10000.
4. Используя режим подстройки «Tune» подстроить ФНЧ так, чтобы его АЧХ приобрела вид баттервортовской (плоской) характеристики. Записать новые значения параметров и характеристики схемы.
5. Ввести в файл 3P321.s2P параметры транзистора 3П321 (лабораторная работа № 3) и записать этот файл в директорию C:\TS.
6. На языке Touchstone написать программу для анализа транзисторного СВЧ усилителя (рис.5.3).
7. Рассчитать характеристики транзисторного СВЧ усилителя на полевом транзистре 3П321 в диапазоне частот 5 ... 7.1 ГГц.
8. Провести оптимизацию характеристик транзисторного СВЧ усилителя по критерию максимального усиления в диапазоне частот 5...7 ГГц.
9. Задать разброс S параметров транзистора (10% по модулю и 20% по фазе) в блоке TOL программы, созданной по п.6.
10. Рассчитать поле разброса коэффициента передачи усилителя на частоте 6 ГГц при отклонении от полученного в п.6 на -1дБ.
11. Задать 10% разброс элементов схемы, дополнительно к разбросу S- параметров и рассчитать гистограмму распределения $DB[S_{21}]$ ($F=6$ ГГц) для окна $\Delta DB[S_{21}] = 0.5$ дБ в пределах от 0 до 10 дБ (количество попыток - 1000).

Теоретическое введение

Расчет характеристик НЧ фильтра

Для нахождения S- матрицы П-образного четырехполюсника можно использовать следующие формулы:

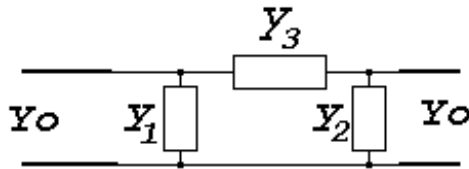


Рис. 5.2. П-образная схема замещения ФНЧ

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{D_s} \begin{bmatrix} Y_0^2 - PY_0 - D & 2Y_0 Y_3 \\ 2Y_0 Y_3 & Y_0^2 + PY_0 - D \end{bmatrix}, \quad (5.1)$$

где:

$$D_s = Y_0^2 + QY_0 + D; \quad (5.2) \quad D = Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + Y_3 Y_1; \quad (5.3)$$

$$Q = Y_1 + Y_2 + 2Y_3; \quad (5.4) \quad P = Y_1 - Y_2, \quad (5.5)$$

проводимости ветвей для структуры на рис.5.1. $Y_1 = j\omega C_1$,

$$Y_2 = j\omega C_2,$$

$$Y_3 = 1/j\omega L_3, \quad Y_0 = 1/Z_0.$$

Контрольные вопросы

1. Понятие чебышевской и баттервордовской аппроксимации частотной характеристики фильтров. Полюсно-нулевое распределение для таких фильтров.
2. Напишите программу для расчета гистограммы коэффициента передачи транзисторного СВЧ усилителя.
3. Дайте определение чувствительности параметра устройства. Найти чувствительность коэффициента отражения двухполюсника к величине сопротивления, составляющего этого четырехполюсника.
4. Пусть величина сопротивления (в предыдущем вопросе) имеет равномерное распределение относительно величины 100 Ом. На-

пишите программу на языке Touchstone для расчета распределения модуля коэффициента отражения в зависимости от разброса величины резистора.

5. Как рассчитать распределение коэффициента передачи транзисторного СВЧ усилителя, зная закон распределения параметров всех входящих элементов.

Приложение

Тексты программ, используемые в лабораторной работе

1. Программа расчета характеристик фильтра

```

DIM
    FREQ GHZ
    RES OH
    COND /KOH
    IND NH
    CAP PF
    LNG MIL
    TIME PS

    !блок размерности
    !частота в ГГц
    !сопротивления в Омах
    !проводимости в мСим
    !индуктивности в нГн
    !емкости в пФ
    !длина в милах (1мил=0.0254 мм)
    !время в псек

СКТ
    CAP 1 0 C#1.8 2 2.2
    IND 1 2 L# 2.7 3 3.3
    CAP 2 0 C# 1.8 2 2.2
    DEF2P 1 2 FILTER

    !схемный файл - узлы элементов
    !первая параллельная емкость
    !последовательная индуктивность
    !вторая параллельная емкость
    !имя фильтра низких частот

OUT
    FILTER DB[S21] GR1
    FILTER DB[S11] GR1

    !Блок вывода характеристик
    !прямая передача - на сетку GR1
    !возвратные потери - на сетку

GR1
    FILTER DB[S21] GR2
    FILTER DB[S11] GR2

    !прямая передача - на сетку GR2
    !возвратные потери - на сетку

GR2
    FILTER S11
    FILTER SPAR

    !параметр S11 на диаграмму Смита
    !все S- параметры в таблицу

FREQ
    SWEEP 1 4 0.2

    !Блок задания частот
    !от 1 до 4 ГГц через 0.2 ГГц

OPT
    RANGE 3 3.2 0.1
    FILTER DB[S21] < 0
    FILTER DB[S21] > -1

    !Блок оптимизации и статанализа
    !задание верхней границы
    !задание нижней границы

GRID
    RANGE 1 4 0.2
    GR1 -50 0 10
    RANGE 1 4 0.2
    GR2 -5 0 0.5

    !Блок сеток
    !частоты по оси x для GR1
    !ось Y для GR1
    !частоты от 1 до 4 ГГц для GR2
    !ось Y для GR2

```

2. Программа расчета транзисторного СВЧ усилителя.

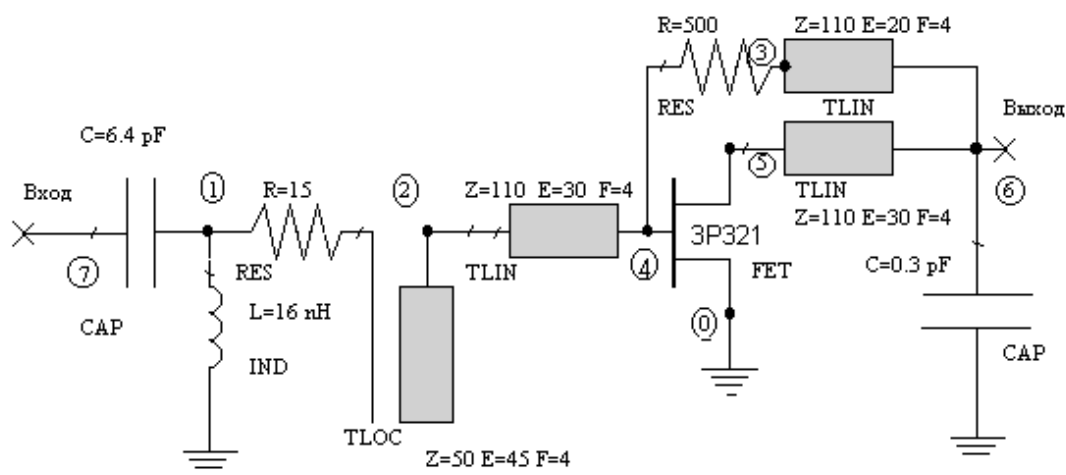


Рис. 5.3. Схема FB1STG — широкополосный усилитель с параллельной обратной связью на полевом транзисторе.

DIM		!Блок размерностей	
FREQ	GHZ	!частота в ГГц	
RES	OH	!сопротивления в Омах	
IND	NH	!индуктивности в нГ	
CAP	PF	!емкости в пФ	
LNG	MIL	!длина в милах	
TIME	PS	!время в псек	
COND	/OH	!проводимости в сименсах	
ANG	DEG	!углы в градусах	
VAR			
ZMAX	= 110	!параметр, используемых в блоке СКТ	
СКТ		!Блок описания схемы	
CAP	7 1	C# 8 10 12	
IND	1 0	L# 4 5 6	
RES	1 2	R# 2 2.2 2.5	
TLOC	2 0	Z=50 E# 25 29 33 F=4	
TLIN	2 4	Z^ZMAX E# 18 20 22 F=4	
TLIN	3 6	Z^ZMAX E# 25 30 35 F=4	
RES	4 3	R# 100 1.989e+03 2000	
S2PA	4 5	0 3P321	
TLIN	5 6	Z^ZMAX E# 25 30 35 F=4	
CAP	6 0	C#.1 0.11 .12	
DEF2P	7 6	FB	
OUT		!Блок вывода характеристик	
FB DB[S21]	GR1	!усиление в дБ	
FB DB[S11]	GR2	!коэффициент отражения	
на входе			
FB DB[S22]	GR2	!коэффициент отражения	
на выходе			
FB ANG[S21]	GR3	!фазовая характеристика	
FB S11		! вывод S11 на диаграмму Смита	
FB S22		! вывод S22 на диаграмму Смита	
TOL		!Блок разброса данных в файле	
S2PA	0.1 10 0.1 10 0.1 10 0.1 10		
FREQ		!частотный блок	
SWEEP	5 7 0.2	! от 5 до 7 ГГц через 0.2 ГГц	
OPT		!блок оптимизации и статана-	
лиза			
RANGE	6 7 0.2	!частоты оптимизации	
FB DB[S21]	<8	!верхняя граница усиления	

GRID	FB	DB[S21] >5			!нижняя граница усиления
					!Блок сеток
	RANGE	5	7	.2	!частота по оси x
	GR1	5	15	1	!сетка для вывода S21
	GR2	-30	0	5	!сетка для вывода S11
	GR3	-180	180	45	! сетка для вывода углов

Литература

1. *Гупта К., Гардж Р., Чадха Р.* Машинное проектирование СВЧ устройств. М: «Радио и связь», 1987, 430 с.
2. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: «Высшая школа», 1983. - 536 с.

Лабораторная работа № 6

ОПТИМИЗАЦИЯ МОДЕЛИ СВЧ ТРАНЗИСТОРА

Цель работы:

Изучить методы оптимизации схемы СВЧ на программе **Touchstone** на примере модели СВЧ транзистора.

Домашнее задание:

Рассчитать параметры эквивалентной схемы полевого СВЧ транзистора с барьером Шоттки (рис.6.3).

Исходные данные для выполнения домашнего задания. Табл.6.1

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8
Длина затвора L , мкм	0.5	0.55	0.6	0.5	0.55	0.6	0.5	0.6
Промежуток исток-затвор $L_{из}$, мкм	1.0	1.1	1.6	1.3	1.2	1.4	1.2	0.9
Толщина эпитаксиального слоя a , мкм	0.2	0.2	0.15	0.2	0.25	0.2	0.3	0.2
Ширина истока W , мкм	5	6	5	6	6	6	4	5
Материал затвора, истока и стока	Au	Au	Au	Au	Au	Au	Au	Au
Толщина осажденного слоя t , мкм	1	0.9	1	0.8	0.8	0.8	0.9	1.2
Напряжение стока, В	3	3	3	3	3	3	3	3
Напряжение затвора	0	0	0	0	0	0	0	0
Проницаемость подложки	10	10	12	12	10	10	12	12

Задание в лаборатории:

1. Введите в файл под именем 3P321 S- параметры транзистора 3П321(см. лабораторную работу № 3).
2. Напишите на языке программы Touchstone программу оптимизации встроенной модели полевого транзистора (рис.6.5). Начальные параметры возьмите из ДЗ. Проведите оптимизацию встроенной модели по всем элементам модели.
3. На языке программы Touchstone опишите модель полевого транзистора в виде узлов, дискретных элементов и зависимого источника тока (рис. 6.3). Проведите оптимизацию её до совпадения S- параметров модели с S- параметрами из файла 3P321.s2p.

4. Выявите элементы модели (рис.6.3), которые имеют наибольшую чувствительность. Для этого в режиме подстройки «Tune» измените последовательно каждый из параметров эквивалентной схемы на $\pm 10\%$ и запишите изменение коэффициента передачи на наивысшей частоте в каждом случае.

Теоретическое введение

Структура полевого транзистора.

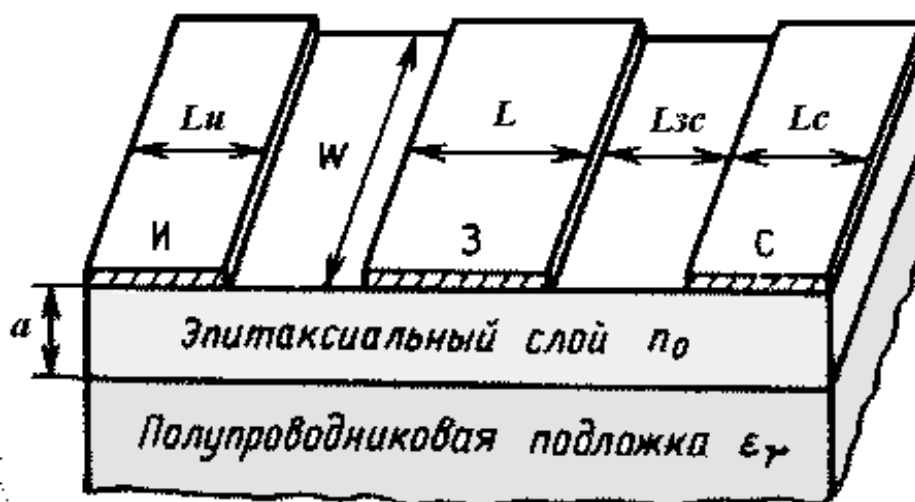


Рис.6.1. Структура полевого транзистора с затвором Шоттки.

Полевой транзистор с затвором Шоттки создается на полупроводниковой подложке из GaAs, на которой расположен эпитаксиальный слой n-типа (называемый каналом) толщиной около 0.2 мкм, получаемый эпитаксиальным выращиванием. Иногда между полупроводниковой подложкой и эпитаксиальным слоем вводится буферный слой. Буферный слой ограничивает диффузию примеси из подложки. Исток и сток полевого транзистора наносятся на активный эпитаксиальный слой с помощью фотолитографии. Между истоком и стоком расположен другой электрод, называемый затвором. Обычно длина затвора L составляет 0.5 – 0.7 мкм, а промежуток исток - сток составляет 2 мкм.

Во время подачи смещения на выводы полевого транзистора в эпитаксиальном слое образуются обедненный слой с низкой проводимостью и проводящий слой. Объемная трехмерная обедненная область, управляемая напряжениями на электродах определяет эквивалентную схему транзистора, а также зависимости элементов эквивалентной схемы от напряжений. Анализ пропорциональных зависи-

мости обедненного слоя и лежит в основе моделирования транзистора.

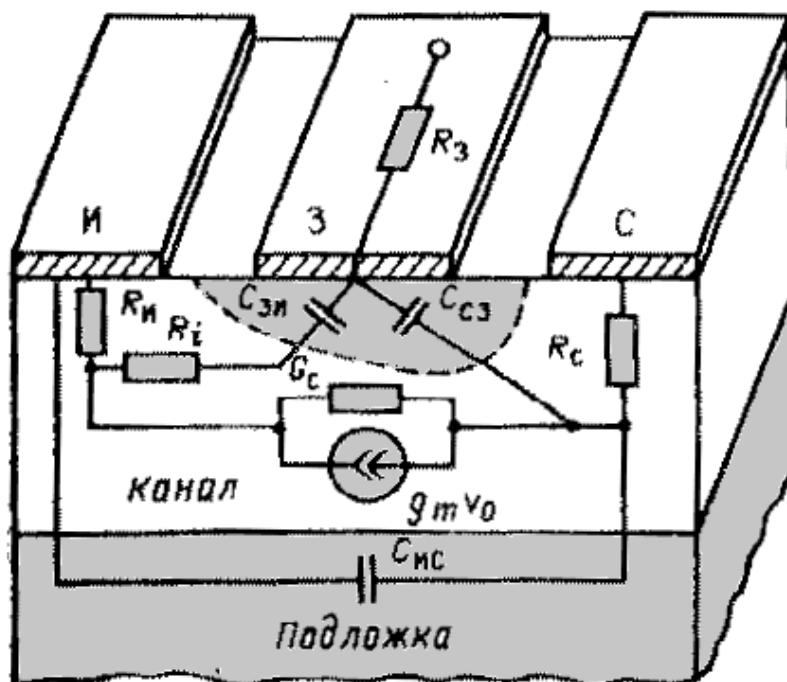


Рис.6.2. Расположение элементов эквивалентной схемы полевого транзистора с затвором Шоттки в физической конструкции.

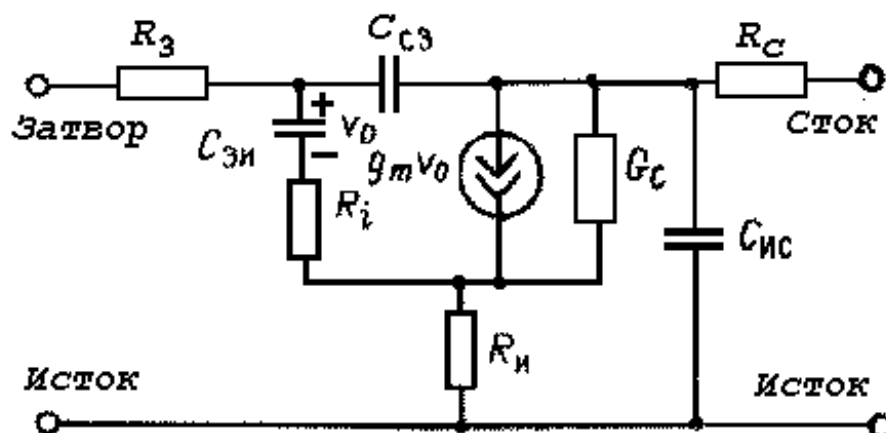


Рис.6.3. Физическая эквивалентная схема полевого СВЧ транзистора.

Полевые транзисторы с затвором Шоттки находят применение в малощумящих СВЧ усилителях, мощных усилителях, генераторах, смесителях, модуляторах, ограничителях. Для разработчика СВЧ устройств необходимо знать характеристики прибора и его эквивалентную схему. Эквивалентная схема может иметь различную структуру. Важно, чтобы такая модель транзистора как можно точнее отражала поведение реального прибора в широком диапазоне частот и напряжений на выводах. В Touchstone рассчитывается только линейная модель, однако можно получить серию параметров модели, зависящих от смещения.

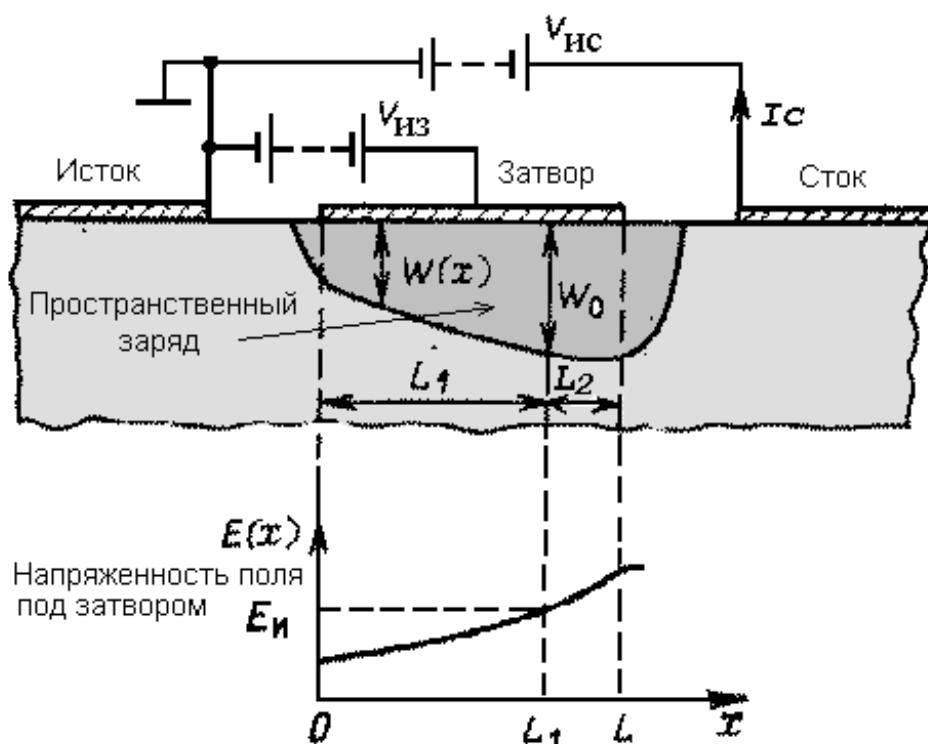


Рис.6.4. Поперечное сечение идеального полевого транзистора с затвором Шоттки с пространственным зарядом $E(x)$, управляющим током стока.

Порядок расчета:

Расчет вспомогательных параметров:

1.1. Время, необходимое электрону для пролета под затвором при скорости, ограниченной рассеянием, равно:

$$\tau_0 = \frac{L}{v_s}, \quad (6.1)$$

где L - длина затвора, v_s - средняя скорость электрона, ограниченная рассеянием (или скорость насыщения), для GaAs $v_s = 2 \cdot 10^7$ см/сек. Этот параметр влияет на максимальную рабочую частоту полевого транзистора.

1.2. Координаты (s, p, ξ) , объемного заряда, управляющего током от истока к стоку:

$$s = \sqrt{\frac{W_s}{W_{0o}}}, \quad p = \sqrt{\frac{W_p}{W_{0o}}}, \quad (6.2)$$

где

W_{0o} - напряжение отсечки или потенциал на затворе, соответствующий истощению канала (снижению концентрации подвижных носителей до нуля), а W_s и W_p будут определены ниже.

$$1.3. \quad W_{0o} = \frac{en_0}{2\varepsilon_0\varepsilon_r} a^2, \quad (6.3)$$

где

$$\varepsilon_0 = 0,885 \cdot 10^{-11} \text{ Ф/м},$$

n_0 - концентрация легирующей примеси в затворе,
 $n_0 = 10^{23} \text{ атом/м}^3$.

ε_r - диэлектрическая постоянная подложки (для GaAs
 $\varepsilon_r = 12.5$)

a - толщина эпитаксиального слоя

1.4. Глубина пространственного заряда в различных точках вдоль затвора пропорциональна потенциалам (рис.6.4):

$$W_s = V_{из} + \varphi; \quad (6.4)$$

$$W_p = V_{из} + \varphi - V_0; \quad (6.5)$$

где:

$V_{из}$ - потенциал исток-затвор (при заземленном истоке) - приложенный потенциал к затвору, φ - потенциал барьера Шоттки для перехода (0.8 В);

$V_0 = V(L_l)$ - потенциал в точке отсечки ($x = L_l$);

1.5. Расстояние от точки затвора, наиболее близкой к истоку, до точки насыщения:

$$L_1 = L \frac{f_1(s, p)}{\xi (1 - p)} \quad (6.6)$$

(положите $L_l/L = 0.2$ и отсюда найдите величину ξ , характеризующую ширину области плоской части пространственного заряда),

$$f_1 = p^2 - s^2 - \frac{2}{3}(p^3 - s^3). \quad (6.7)$$

1.6. Расстояние от точки затвора, наиболее удаленной от истока, до точки насыщения:

$$L_2 = L - L_1 \quad (6.8)$$

1.7. Угол задержки в области пролета

$$\theta = \frac{\pi L_2}{(2a)}. \quad (6.9)$$

Параметры эквивалентной схемы определяются по следующим формулам:

1. Активная междуэлектродная **проводимость** g_m определяется отношением приращения тока стока к вызвавшему его приращению напряжения на затворе при постоянном напряжении исток-сток. Эта проводимость рассчитывается по формуле

$$g_m = g_{m0} e^{-j\omega\tau_o}, \quad (6.10)$$

где

$$g_{m0} = 4\varepsilon_0\varepsilon_r\nu_s f_g(s, p, \xi)W / a; \quad (6.11)$$

$$f_g(s, p, \xi) = \frac{(1-s)ch(\theta) - (1-p)}{[2p(1-p) + \xi(L_1 / L)]ch(\theta) - 2p(1-p)}, \quad (6.12)$$

а все величины p, s, ξ, θ и др. определены ранее.

2. **Сопротивление стока** $R_c = 1/G_c$ (рис.6.3) определяется отношением изменения напряжения стока к дифференциальному изменению тока стока при постоянном напряжении на затворе.

$$R_c = \frac{f_r(s, p, \xi)}{4\varepsilon_0\varepsilon_r\nu_s W / a} \quad (6.13)$$

где

$$f_r(s, p, \xi) = \frac{1}{1-p} \left\{ \left[2p(1-p) + \xi \frac{L_1}{L} \right] ch\theta - 2p(1-p) \right\} \quad (6.14)$$

3. **Емкость затвор - исток** приблизительно равна отношению изменения свободного заряда к изменению напряжения смещения на затворе при постоянном потенциале стока и может быть рассчитана по приближенной формуле

$$C_{zu} \approx 2 \varepsilon_0 \varepsilon_r W f_c(s, p, \xi), \quad (6.15)$$

где

$$f_c(s, p, \xi) = 1.56 + f_{c1} + f_{c2}; \quad (6.16)$$

$$f_{c1} = \frac{2}{f_1} \frac{L_1}{a} \left\{ f_g \left[\frac{2p^2(1-p)^2 + f_2}{1-p} \right] - s(1-s) \right\}; \quad (6.17)$$

$$f_{c2} = 2f_g \frac{L_2}{a} + (1 - 2pf_g) \left[2 \frac{L}{a} \frac{p}{\xi \operatorname{ch}(\theta)} + \operatorname{th}(\theta) \right]; \quad (6.18)$$

$$f_1 = p^2 - s^2 - \frac{2}{3}(p^3 - s^3) \quad (6.19)$$

$$f_2 = \frac{2}{3}(p^3 - s^3) - \frac{1}{2}(p^4 - s^4) \quad (6.20)$$

4. **Емкости сток - затвор и исток - сток** являются «паразитными» параметрами полевого транзистора. Они могут быть найдены как емкости связанных полосковых линий по следующим формулам:

$$C_{cz} = C_{uc} = \varepsilon_0(\varepsilon_r + 1)W \frac{K(k')}{K(k)} \quad (6.21)$$

K - полный эллиптический интеграл первого рода.

Используя аппроксимацию имеем:

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1}, & 0 \leq k \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right), & 0.7 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (6.22)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}. \quad (6.23)$$

5. Постоянные для $C_{сз}$ и $C_{ис}$ определяются по формулам:

$$k_{сз} = \sqrt{L_{сз} \cdot (L + L_{сз})} \quad (6.24)$$

$$k_{ис} = \sqrt{L_{ис} \cdot (2L_u + L_{ис})} / (L_u + L_{ис}) \quad (6.25)$$

6. Сопротивление канала R_i равно сопротивлению эпитаксиального слоя между истоком и затвором, с учетом искажения поля пространственным зарядом. Значение R_i определяется сопротивлением материала, толщиной эпитаксиального слоя a и расстоянием от истока до затвора $L_{ис}$ и рассчитывается по формуле

$$R_i = L_{ис} R_s / W, \quad (6.26)$$

где R_s - поверхностное сопротивление эпитаксиального слоя, рассчитываемое по формуле:

$$R_s = (e\mu n_0 a)^{-1}; \quad (6.27)$$

μ - подвижность электронов в слабом поле.

Положите величину $R_i = 3$ Ом.

7. Последовательное сопротивление истока складывается из сопротивления эпитаксиального слоя R_u сопротивления контакта $R_{ки}$. Сопротивление контакта $R_{ки}$ определяется формулой

$$R_{ки} = \frac{\sqrt{R_s \rho_k}}{W} \operatorname{cth}(L_u \sqrt{R_s / \rho_k}), \quad (6.28)$$

где ρ_k - удельное сопротивление металла контакта, для золота $\rho = 2.44 \cdot 10^{-6}$ Ом/см.

Сопротивление эпитаксиального слоя (рис.6.2) $R_u \approx R_i$.

8. Последовательное сопротивление стока R_c может быть вычислено таким же способом, что и $R_{и}$.

9. Сопротивление затвора рассчитывается по формуле:

$$R_z = \frac{1}{4} \frac{\rho W}{3tL}, \quad (6.29)$$

где t - толщина осажденного металлического слоя затвора;

ρ - удельное сопротивление материала затвора, для золота $\rho = 2.44 \cdot 10^{-6}$ Ом/см.

Окончательно, Y-параметры полевого транзистора, включенного по схеме с общим истоком, рассчитываются по формулам:

$$y_{11} = \omega^2 C_{3u}^2 (R_i + R_u + R_3) \delta^2 + i\omega(\delta C_{3u} + C_{cu}) \quad (6.30)$$

$$y_{12} = -j\omega C_{c3}; \quad (6.31)$$

$$y_{21} = g_{m0} \delta - j\omega \left\{ C_{c3} + g_{m0} \delta [\tau_0 + \delta C_{3u} (R_u + R_3)] \right\}; \quad (6.32)$$

$$y_{22} = \delta G_c + j\omega(C_{c3} + C_{uc}), \quad (6.33)$$

где

$$\delta = 1 / [1 + R_u (g_{m0} + G_c)]. \quad (6.34)$$

S-матрица рассчитывается по элементам Y-матрицы по следующим формулам:

$$S_{11} = (1 - y_{11} + y_{22} - \Delta_y) / D_y; \quad (6.35)$$

$$S_{21} = -2y_{21} / D_y; \quad (6.36)$$

$$S_{12} = -2y_{12} / D_y; \quad (6.37)$$

$$S_{22} = (1 + y_{11} - y_{22} - \Delta_y) / D_y, \quad (6.38)$$

где

$$\Delta_y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}; \quad (6.39)$$

$$D_y = 1 + y_{11} + y_{22} + \Delta_y. \quad (6.40)$$

Контрольные вопросы

1. От какого геометрического размера и как зависит максимальная рабочая частота полевого транзистора?

2. Какие характеристики полевого транзистора, и как, зависят от сопротивления истока?
3. Какими элементами эквивалентной схемы определяются усиительные свойства полевого транзистора?
4. Как зависит от геометрии полевого транзистора емкость $C_{зс}$?
5. Перечислите параметры эквивалентной схемы полевого транзистора, от которых зависит его предельная рабочая частота.
6. Как зависит емкость $C_{зи}$ от напряжения на стоке (объяснить качественно) ?
7. Как зависит емкость $C_{зи}$ от смещения на затворе (объяснить качественно) ?
8. Как зависит активная проводимость полевого транзистора от напряжений на электродах?
9. Проведите сравнительный анализ двух подходов моделирования: используя внутреннюю модель Touchstone и модель, описанную на языке Touchstone.
10. Какие методы оптимизации используются в программе Touchstone. Как выбрать лучший метод для конкретной задачи?

Литература

1. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р.. Машинное проектирование СВЧ устройств. М., «Радио и связь», 1987, 430 стр.
2. Зи С.. Физика полупроводниковых приборов. Книга 2. М.: «Мир». 1984, 456 стр.
3. Пожела Ю., Юцене В. Физика сверхбыстродействующих транзисторов. Вильнюс: «Мокслас» , 1985, 110 стр.

Приложение 1

Моделирование встроенной модели

Задача: выполнить моделирование полевого транзистора **FET**, для которого измерены S-параметры. В примере оптимизатор непосредственно подстраивает параметры встроенной модели **FETMODEL** для лучшего согласования с **3P321**, параметры которого находятся в файле **3P321.S2P**.

```

DIM
FREQ GHZ / RES OH / COND /OH / IND NH / CAP PF
LNG MIL / TIME PS / ANG DEG

CKT
FET 20 21 0 G# 0.02 0.03 0.1 T# 1 3 5 F#0 1 10 CGS# 0 0.4 4 & RI# 1 3 10 GGS#0
0.02 0.5 CDG=0.001 .01 .05 CDS # 0.01 0.07 0.1 & RDS# 100 500 1000 CDC# 0.005 0.015
0.05 RS# 1 2.5 10
! встроенная модель FET
DEF2P 21 33 FETMODEL
S2PA 1 2 0 3P321 !из файла
DEF2P 1 2 SPARAM

FREQ
SWEEP 5 8 1 ! для оптимизации
SWEEP 5 8 1 ! для вывода на экран

OUT
! Вывод параметров S11, S22, S21, S12 на диаграмму Смита SC3
!SPARAM S11
!SPARAM S22
FETMODEL S21
SPARAM S21
!SPARAM S12 ! непосредственный вывод S-параметров на экран SCN
FETMODEL SPAR

OPT
FETMODEL MODEL SPARAM

```

Приложение 2

Моделирование FET по введенной и описанной эквивалентной схеме полевого транзистора

В модель, которую пользователь сам описывает в виде электрической эквивалентной схеме, можно ввести дополнительные элементы, например паразитные индуктивности и емкости, которых нет во встроенной модели Touchstone. Таким образом, эта описанная в виде узлов и элементов физическая эквивалентная схема может точнее отражать частотные характеристики транзистора.

! Модель FET . Параметры модели уточняются при оптимизации

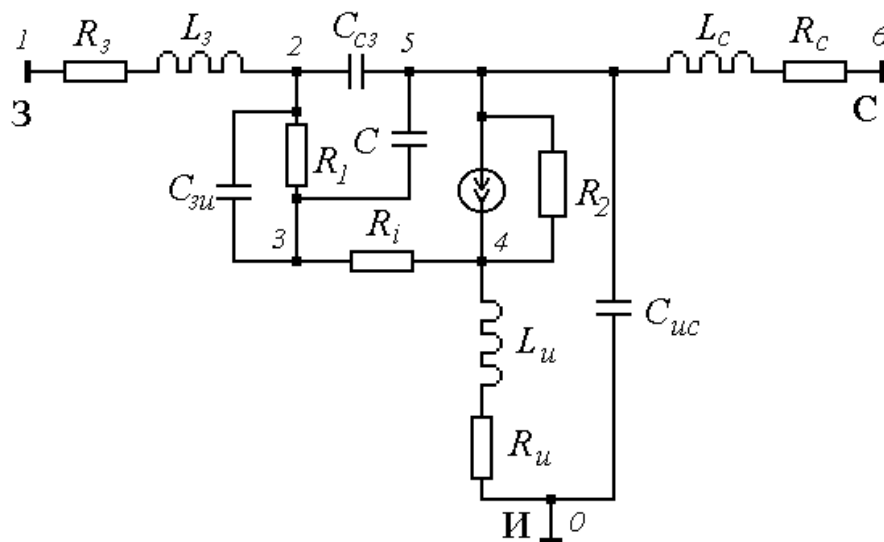


Рис. 6.4. Физическая эквивалентная схема полевого транзистора

```

DIM
  FREQ          GHZ /   RES OH /   COND /OH /   IND NH /   CAP/PF
                LNG   MIL / TIME PS /   ANG DEG

CKT
  SRL  1  2  R=3.5 L\0.02903          !R3 + L3
  CAP  2  3  C\0.37726                !Cзи
  RES  3  4  R\7.41159                !Ri
  SRL  4  0  R\3.37921 L\0.02954      !Rи + Li
  CAP  2  5  C\0.01475                !Cзс
  SRL  5  6  R=2.0 L\0.12307          !Rc + Lc
  CAP  5  0  C\0.05071                !Cис
  VCCS          2  5  3  4  M=0.06  A=0  R1=1E6  R2\155.88319  F=1E9  T=2
  CAP  3  5  C\0.05164                !C
  DEF2P          1  6  A                ! A - схемная модель FET
  S2PA          1  2  0  3P321          ! B - реальный транзистор FET
  DEF2P 1  2  B                ! B - реальный FET

FREQ
  SWEEP          5  8  1                ! для оптимизации
  SWEEP          5  8  1                ! для вывода на экран

```

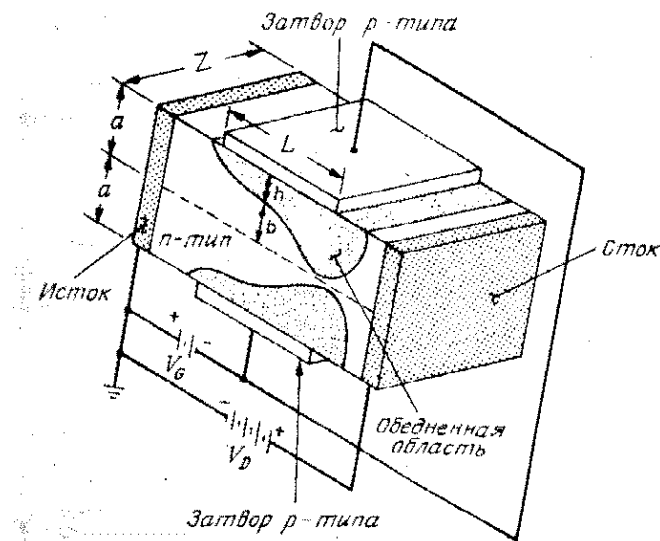
```

OUT
! Вывод параметров S11, S22, S21, S12 на диаграмму Смита SC3
!A S11
!A S22
A S21
B S21
A SPAR          ! непосредственный вывод S-параметров на экран SCN

OPT
A MODEL B      ! задание на оптимизацию эквивалентной схемы

```

Полевой транзистор.



Z - ширина канала

h - локальная ширина обедненного слоя

L - длина канала

a - глубина канала

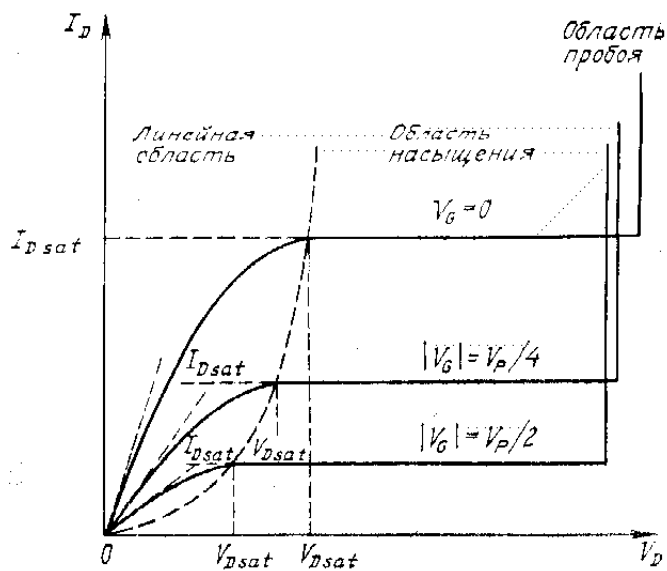
b - локальная глубина проводящего слоя

V_G - напряжение на затворе

V_D - напряжение на стоке

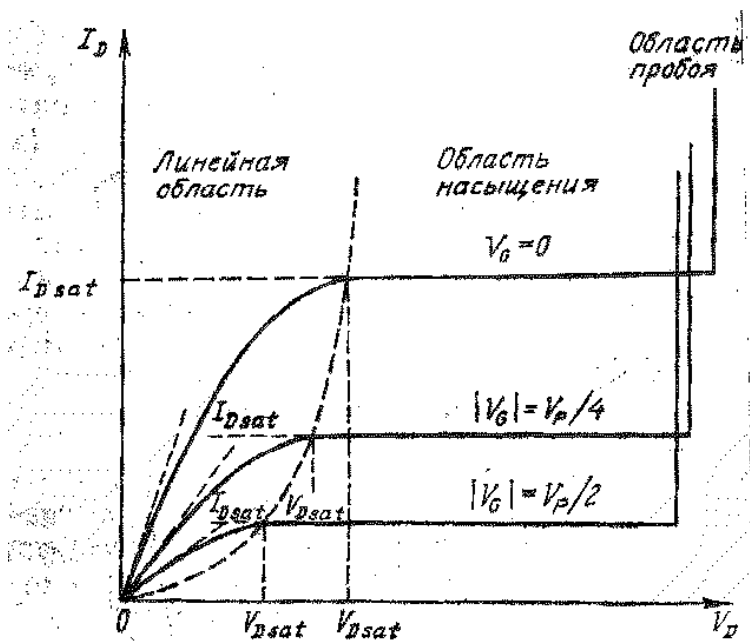
I_D - ток стока

I_{Dsat} - ток насыщения

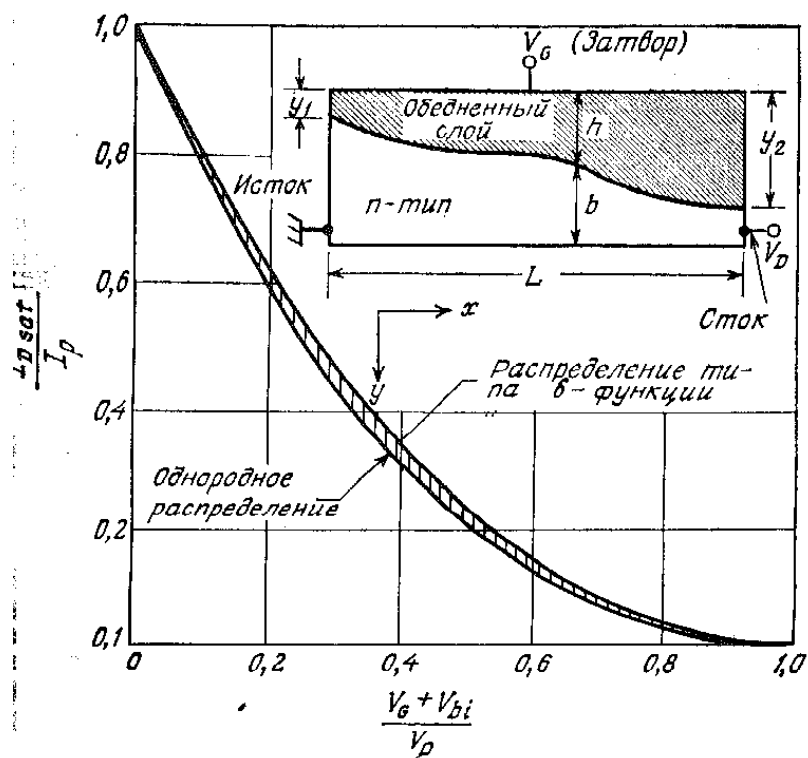


В линейной области ток стока I_D пропорционален V_D

В области насыщения ток стока $I_D = I_{Dsat}$.



Вольт-амперные характеристики полевого транзистора с р-п переходом.



Передаточные характеристики длинноканального ПТ для двух предельных распределений легирующей примеси в канале. На вставке показано поперечное сечение верхней половины (y_1 и y_2 - ширина обедненного слоя у истока и стока, h - толщина обедненного слоя).

Распределение потенциала в обедненном слое можно записать в виде уравнения Пуассона

$$-\frac{d^2V}{dy^2} = \frac{d\mathcal{G}}{dy} = \frac{\rho(y)}{\varepsilon_s}$$

которое для однородного легированного слоя в приближении резкой границы обедненного слоя имеет вид

$$-\frac{d^2V}{dy^2} = \frac{qN_D}{\varepsilon_s}.$$

Здесь \mathcal{G} - поперечное электрическое поле (в направлении y).

Отсюда для локальной ширины обедненного слоя h находим

$$h = \left\{ 2\varepsilon_s [V(x) + V_G + V_{bi}] / qN_D \right\}^{1/2},$$

где V_{bi} - встроок

Лабораторная работа №7

СИНТЕЗ ТОПОЛОГИИ СВЧ ФИЛЬТРА НА ПРОГРАММЕ MMICAD

Цель работы:

Выполнить синтез топологии и анализ характеристик СВЧ фильтра.

Домашнее задание:

Рассчитать элементы низкочастотного прототипа фильтра, реализованного по Баттерворту и по Чебышеву.

Табл. 7.1. Исходные данные

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8
Вариант фильтра	L2	H2	B6	B7	B8	S2	B8	S3
Физическая реализация фильтра	НЧ на отрезках МПЛ	ВЧ на шлейфах и емкостях.	ПФ на резонаторах	ПФ шлейфный	ПФ ступенчатый	ПФ на параллельных связанных линиях	ПФ ступенчатый	ПФ шлейфный
Количество звеньев	3	5	3	5	3	3	5	5
Нижняя частота ПП, ГГц		1	6	8	4.50	4.950	2	10
Наивысшая частота ПП, ГГц	5		8	10	5.50	5.050	3	16
Неравномерность АЧХ, A_m	0.1 дБ	0.1 дБ	0.1 дБ	0.2 дБ	0.2 дБ	0.5 дБ	0.5 дБ	1 дБ
Z_0 , Ом	50	50	50	50	50	50	50	50
ϵ подложки	2.2	9.8	2.2	4	9.8	2.2	4	9.8

Частота среза низкочастотного прототипа рассчитывается по формуле:

- для фильтра верхних частот

$\omega_c = \omega_n$, где ω_n - нижняя круговая частота пропускания заданного ФВЧ,

- для фильтра нижних частот

$\omega_c = \omega_v$, где ω_v - верхняя круговая частота пропускания заданного ФНЧ,

- для полосового фильтра

$\omega_c = \frac{\omega_v - \omega_n}{2}$, где $\omega = 2\pi f$, $\omega_{в,н}$ - верхняя и нижняя круговые граничные частоты фильтра.

Задание в лаборатории:

1. С помощью программы MMICAD SYNTESIS рассчитать низкочастотный прототип фильтра, заданного в ДЗ. Для реализации фильтра по Баттерворту положить $A_m=0$, по Чебышеву - A_m согласно ДЗ.
2. На этой же программе рассчитать элементы фильтра в микрополосковом исполнении.
3. Рассчитать частотные характеристики фильтра на программе MMICAD.
4. Получить топологию фильтра на программе MMICAD Layout. Перевести топологию в растровый файл.

Теоретическое введение

Последовательность расчета фильтра

1. Реализация фильтра, использующего баттервортовскую аппроксимацию

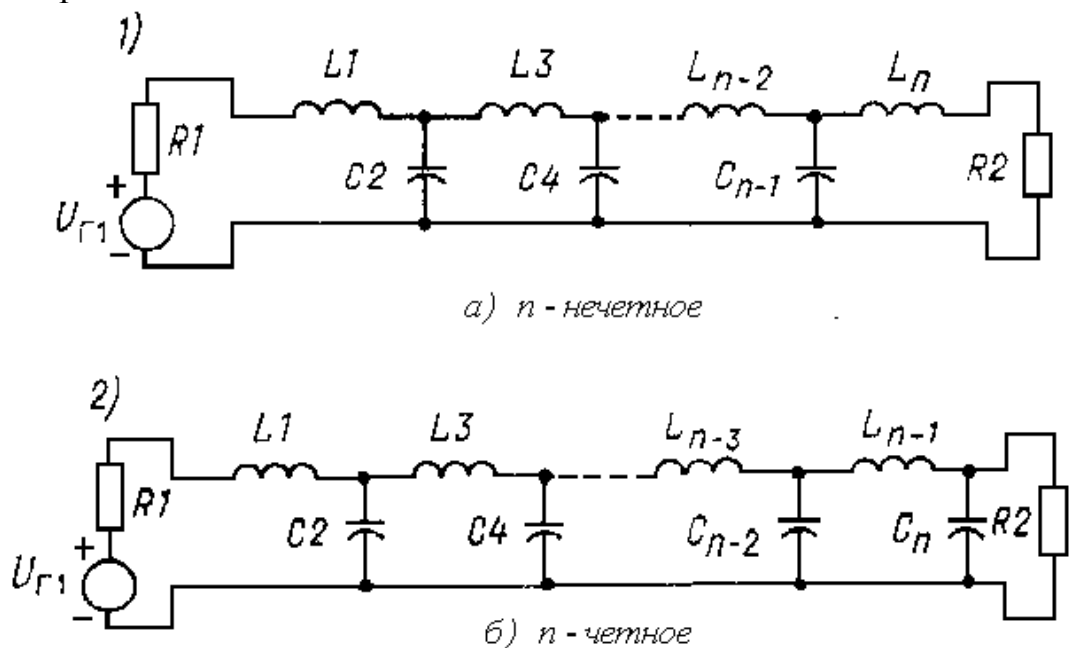


Рис. 7.1. Схемы лестничных LC- цепей для нечетных и четных n . n - порядок цепи, равный количеству элементов фильтра.

Для случая $R_1=R_2$ имеем следующие формулы для элементов низкочастотного прототипа фильтра

$$L_{2m-1} = \frac{2R_1}{\omega_c} \sin \gamma_{4m-3}; \quad (7.1)$$

$$C_{2m} = \frac{2}{R_1 \omega_c} \sin \gamma_{4m-1}, \quad (7.2)$$

где R_1 – опорное сопротивление (50 Ом),

ω_c – частота среза низкочастотного прототипа фильтра,

$\gamma_m = m\pi / 2n$,

n – порядок цепи,

m – номер элемента лестничной цепи, $m=1,2,\dots,n/2$.

2. Элементы фильтра, реализованного по Чебышеву для случая $R_1=R_2$.

$$L_1 = \frac{2R_1 \sin \gamma_1}{\omega_c \sinh a}. \quad (7.3)$$

Значения других элементов вычисляются по рекуррентным формулам:

$$L_{2m-1} C_{2m} = \frac{16 \sin \gamma_{4m-3} \sin \gamma_{4m-1}}{\omega_c^2 f_{2m-1}(\sinh a)}, \quad (7.4)$$

$$L_{2m+1} C_{2m} = \frac{16 \sin \gamma_{4m-1} \sin \gamma_{4m+1}}{\omega_c^2 f_{2m}(\sinh a)}, \text{ для } m=1,2,\dots, n/2, \quad (7.5)$$

$$f_m(\sinh a) = 4(\sinh^2 a + \sin^2 \gamma_{2m}), \quad (7.6)$$

$$\gamma_m = m\pi / 2n, \quad (7.7)$$

$$a = \frac{1}{n} \sinh^{-1}(1/\delta).$$

(7.8)

Здесь δ - коэффициент пульсаций, причем δ находится из соотношения

$$10\lg(1 + \delta^2) = Am[\text{дБ}],$$

(7.9)

где Am - заданная неравномерность частотной характеристики.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение параметрического, структурного и топологического синтеза.
2. Как перейти от низкочастотного прототипа фильтра к реальной конструкции?
3. Чем отличаются фильтры, реализованные по Баттерворту и по Чебышеву: по структуре, по частотной характеристике, по величинам элементов.
4. Поясните принцип декомпозиции СВЧ структуры.
5. Чем определяется широкополосность фильтра?
6. Как теоретически перейти от низкочастотного прототипа к схеме заданного в ДЗ фильтра?
7. Как параметры подложки влияют на физические размеры фильтра и почему?
8. Вы проектируете полосовой фильтр с предельно малой полосой пропускания. Чем будет ограничена полоса частот?
9. Вы проектируете фильтр с наиболее широкой полосой рабочих частот. Чем будет ограничена предельная полоса пропускания?
10. Напишите связь между коэффициентом прямой передачи фильтра без потерь и коэффициентом стоячей волны на входе.

Литература

1. Богачев В.М.. Синтез цепей связи для широкополосных усилителей. М.: МЭИ, 1980, 100 стр.
2. Вай Кайчэнь. Теория и проектирование широкополосных согласующих цепей. М.: «Связь», 288 стр.

3. Курушин А.А., Петров А.С. Проектирование СВЧ устройств с помощью MMICAD.М., МГИЭМ, 1999.-182 с.

Приложение 1

Последовательность работы на MMICAD SYNTESIS

1. Запустите программу MMICAD.
2. Активизируйте главное меню программы MMICAD (кнопкой **Show/Hide** на баре).
3. В меню «**Link**» выберите и запустите программу MMICAD Syntesis.
4. Выберите из списка синтезируемых фильтров фильтр типа L1 (Lumped Element Low Pass)- низкочастотный прототип фильтра, и нажмите OK.

Вы попадаете в программу SYNTESIS, которая работает под DOS.

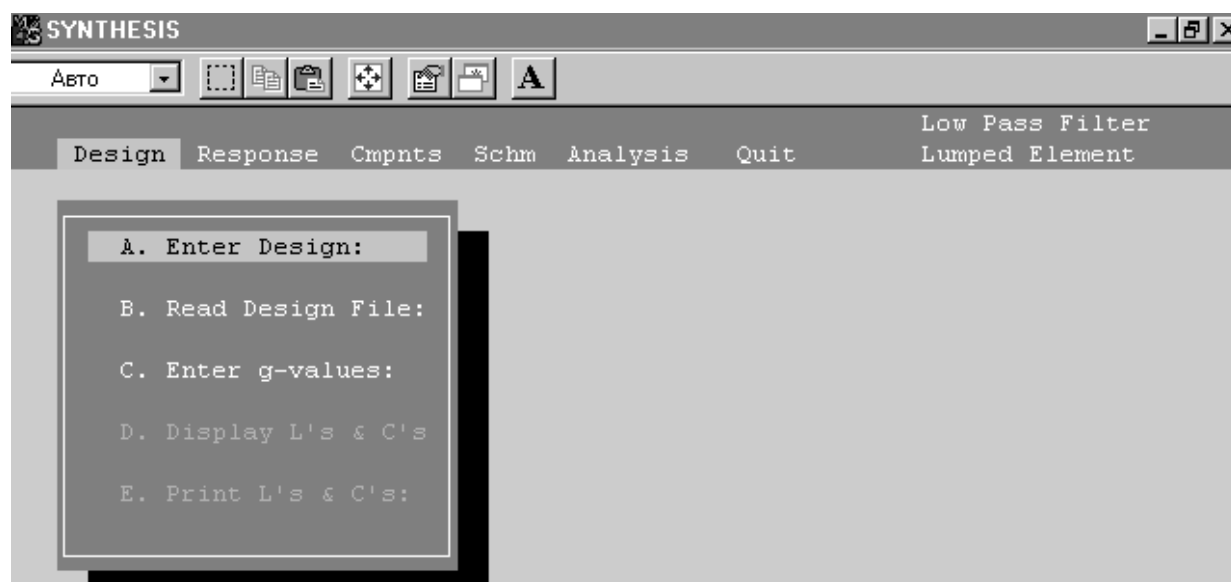


Рис. 7.2. Интерфейс программы SYNTESIS

Выполняя последовательно все команды меню, введите исходные данные (команда A); получите значения LC низкочастотного прототипа (команда D). Введите частотный диапазон (меню Response).

Данные о разбросе величин компонентов (меню «Cmpnts»).

№	Шаг проектирования	Ввод данных	Расчет
1	Проектирование (Design)	N - порядок фильтра, от 2 до 15 Am - неравномерность, в дБ. Если положить Am=0, то характеристика Баттерворда, F0 - центральная частота, МГц BW - полоса частот и т.д.	Опорное сопротивление Z0 и т.д.
2	Частоты анализа (Response)	Fstart, Fstop, Fstep	
3	Топология (Layout)	Er - диэлектрическая проницаемость, H - толщина подложки, и т.д.	Размер схемы
4	Mask - создание маски	Filter size - размер фильтра	Координаты топологии
5	Анализ	Разброс параметров, температурный анализ	Файлы анализа

В меню «Analysis» выберите команду A1. Задайте имя вашего схемного файла и нажмите «Y» (Yes). После небольшой паузы программа SYNTESIS завершит работу и вернется в программу MMICAD с листингом для анализа частотных характеристик проектируемого фильтра.

Выберите режим «Анализ» (верхняя кнопка на баре) и получите характеристики. Вернитесь в редактор MMICAD и при желании измените программу.

Сгенерированный текст программы анализа НЧ фильтра

```

!           for
!           Lumped Element Lowpass Filter
GLOBAL
    DIM FREQ=1.0E9 RES=1.0 CAP=1.0E-12 IND=1.0E-9 LNG=25.4E-6
!FILE
!VAR
! L's: Nom.
! C's: Nom.
CKT
! N= 5 Am= .10 dB Fc= 100.0 MHz
    CAPQ 1 0 C= 36.5 Q= 1000. F= .100 MOD=1
    INDQ 1 3 L= 109.1 Q= 1000. F= .100 MOD=1
    CAPQ 3 0 C= 62.9 Q= 1000. F= .100 MOD=1
    INDQ 3 5 L= 109.1 Q= 1000. F= .100 MOD=1
    CAPQ 5 0 C= 36.5 Q= 1000. F= .100 MOD=1
    DEF2P 1 5 LELPF
FREQ
    SWEEP .010 .200 .010
!PARAM
!OPT
TERM
    Z0= 50.0
OUT
    LELPF DB[S11] FILTER
    LELPF DB[S21] FILTER
GRID
    FILTER .010 .200 -40 0
MARKER
    STEP .100
! LABEL
! Add Label

```

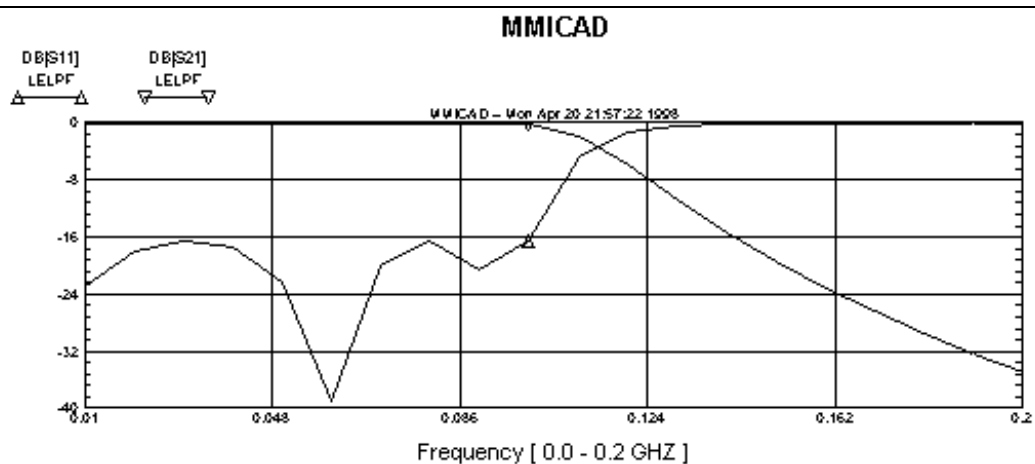


Рис.7.3. Характеристики НЧ фильтра с частотой среза 100 МГц

5. Выйдите из программы MMICAD Syntesis командой Quit.
6. Снова войдите в программу MMICAD Syntesis и выберите фильтр в микрополосковом исполнении, согласно варианту ДЗ.
7. Последовательно слева направо вводите всех параметры фильтра, аналогично расчету низкочастотного прототипа.

Приложение 2

Получение топологии на программе MMICAD Layout.

Если, при запуске программы MMICAD SYNTESIS, вы поставили галочку в диалоге выбора типа фильтра, в окне «Layout», то в меню MMICAD SYNTESIS вы получаете запрос на запуск файла с расширением .dxf для запуска MMICAD Layout. После записи этого файла автоматически запускается программа обработки топологий Layout.

Если Вы находитесь в редакторе MMICAD, то у Вас имеется возможность получить и вывести на экран топологию следующим образом:

1. Из Главного меню (Link) программы MMICAD запустите программу Layout with Netlist.
2. В ответ на запрос выберите имя файла топологии.
3. В меню Netlist программы Layout выберите команду «New Drawing from Netlist». После нажатия этой команды и небольшой паузы нажмите третью кнопку слева на инструментарии. При этом появится диалог выбора всех ячеек в библиотеке вашей схемы, в которой находятся все возможные элементы из библиотеки Layout и имя собранной схемы, указанной в файле с расширением sct. Нажмите эту кнопку и получите топологию Вашей схемы.
4. Подберите размер топологии схемы (кнопками на баре «+» и «-») и нажмите кнопку PrintScrn на клавиатуре для перевода чертежа в клипборд.
5. Перейдите в графический редактор и через клипборд получите топологию. Выведите топологию на принтер.

Лабораторная работа № 8

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО СВЧ УСИЛИТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ MMICAD LAYOUT

Цель работы:

Изучить методику проектирования микрополоскового транзисторного СВЧ усилителя в интегральном исполнении.

Домашнее задание:

1. Рассчитать и начертить геометрию входной и выходной согласующих структур транзисторного СВЧ усилителя (согласно курсовому проекту).
2. Провести трассировку схемы (разбиение на элементы и связь между ними) и написать задание для расчета на языке программы Touchstone.

Задание в лаборатории:

1. Нарисовать микрополосковую структуру транзисторного СВЧ усилителя в поле программы Layout MMICAD.

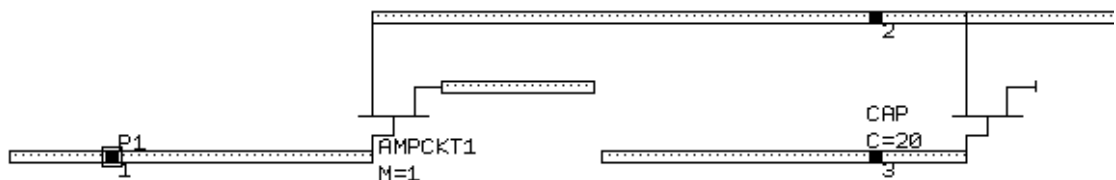


Рис. 8.1. Топология транзисторного СВЧ усилителя в поле MMICAD LAYOUT (без цепей смещения)

2. Получить схемный файл (Netlist) этой схемы.
3. Провести расчет на MMICAD и вывести характеристики.
4. Получить Gerber – файл для фотоплоттера.
5. Просмотреть демонстрацию примера LAYOUT4.

Приложение 1

Получение схемного файла MMICAD для расчета 2-каскадного СВЧ усилителя по топологии рис. 8.1 и наоборот, генерация топологии по схемному файлу (см. гл.3. [2])

! MMICAD 2.0 ЛИНЕЙНЫЙ АНАЛИЗ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ OPTOTEK LTD
 ! FILE NAME: LAYOUT4.CKT AUTHOR: S. Dindo 04/14/1993
 ! NOTES: расчет 2-каскадного 4-6 GHz оптимизированного, распределенного усилителя
 ! Каскад #1 рассчитан на минимум коэффициента шума
 ! Каскад #2 спроектирован на получение максимального усиления

! Эта демонстрация запускается командой **Links->MMICAD Layout->Run MMICAD Layout**
 из Главного меню MMICAD. Показывает экспорт netlist в топологию. Ознакомьтесь со схем-
 ным файлом перед запуском демонстрации:

!

MODE NOISE

! режим расчета с учетом шумовых параметров

GLOBAL

!блок глобальных параметров

DIM FREQ=1e+009 RES=1 COND=0.001 CAP=1e-012 &
 IND=1e-009 LNG=2.54e-005 TIME=1e-012
 MSUB ER=9.9 H=25 T=0.1 RHO=1 TAND=0.0001 @SUB0

FILES

\mmicadv2\examples\NEC710.S2P NEC710 501 2P FREQ

VAR

W=3.26941

L1= ? 0 186.042 500 ?

L2= ? 0 73.5926 500 ?

L11= ? 0 141.983 500 ?

L12= ? 0 125.606 500 ?

RFB1= ? 1 1722.92 10000 ?

LS1= ? 0 42.6831 500 ?

L21= ? 0 77.3193 500 ?

L22= ? 0 25.7425 500 ?

L31= ? 0 62.9034 500 ?

L32= ? 0 285.341 500 ?

RFB2= ? 1 338.072 10000 ?

LS2= ? 0 0.0151033 500 ?

CKT

MTRL 1 0 W=W L=L1 @SUB0

MTRL 1 2 W=W L=L2 @SUB0

DEF2P 1 2 INMCH1 !входная согласующая цепь

MTRL 1 2 W=W L=L11 @SUB0

MTRL 2 0 W=W L=L12 @SUB0

DEF2P 1 2 OUTMCH1 !выходная согласующая цепь

NEC710 1 2 10 M=1 !М-масштаб ранее определенной схемы

MTRL 10 0 W=W L=LS1 @SUB0

RES 1 2 R=RFB1

DEF2P 1 2 DEVICE1

INMCH1 2 0 M=1

DEVICE1 2 3 0 M=1

OUTMCH 1 3 4 0 M=1

DEF2P 1 4 AMPCKT1

MTRL 1 2 W=W L=L22 @SUB0

MTRL 1 0 W=W L=L21 @SUB0

DEF2P 1 2 INMCH2 !2-я входная согласующая цепь

MTRL 1	2	W=W	L=L31	@SUB0
MTRL 2	0	W=W	L=L32	@SUB0
DEF2P 1	2	OUTMCH2	!2-я выходная согласующая цепь	

NEC710	1	2	10	M=1
MTRL 10	0	W=W	L=LS2	@SUB0
RES	1	2	R=RFB2	
DEF2P 1	2	DEVICE2		

INMCH2	1	2	0	M=1
DEVICE2	2	3	0	M=1
OUTMCH2	3	4	0	M=1
DEF2P 1	4	AMPCKT2		

AMPCKT1	1	2	0	M=1
CAP	2	3	C=20	
AMPCKT2	3	4	0	M=1
DEF2P 1	4	SUPERAMP		

PROC !процедурный блок (формирование функций)

A1=INMCH1 S22
A2=DEVICE1 GOPT
Ea=SQR(A1-A2)

A3=OUTMCH1 S11
A4=DEVICE1 GM2
Eb=SQR(A3-A4)

A5=INMCH2 S22
A6=DEVICE2 GM1
Ec=SQR(A5-A6)

A7=OUTMCH2 S11
A8=DEVICE2 GM2
Ed=SQR(A7-A8)

FREQ !частотный блок
SWEEP 4 6 0.1

OPT

SUPERAMP	DB[S21]	IN	15 .5	W=10
SUPERAMP	DB[NF]	LT	2	W=10
SUPERAMP	DB[S11]	LT	-10	W=10
SUPERAMP	DB[S22]	LT	-10	W=10

OUT

SUPERAMP	DB[S21]	Graph1
SUPERAMP	DB[S11]	Graph1
SUPERAMP	DB[S22]	Graph1
SUPERAMP	DB[NF]	Graph1
AMPCKT1	DB[S21]	Graph2
AMPCKT1	DB[S11]	Graph2
AMPCKT1	DB[S22]	Graph2
AMPCKT1	DB[NF]	Graph2
AMPCKT2	DB[S21]	Graph3

AMPCKT2	DB[S11]	Graph3
AMPCKT2	DB[S22]	Graph3
AMPCKT2	DB[NF]	Graph3
OUTVAR	MAG[Ea]	Graph4
OUTVAR	MAG[Eb]	Graph4
OUTVAR	MAG[Ec]	Graph4
OUTVAR	MAG[Ed]	Graph4
DEVICE1	DB[GMAX]	Graph5
DEVICE1	DB[NF]	Graph5
DEVICE1	DB[FMIN]	Graph5
DEVICE1	MAG[K]	Graph5 R
DEVICE2	DB[GMAX]	Graph6
DEVICE2	DB[NF]	Graph6
DEVICE2	DB[FMIN]	Graph6
DEVICE2	MAG[K]	Graph6 R
AMPCKT1	AMP	TABLE1
AMPCKT2	AMP	TABLE2
SUPERAMP	AMP	TABLE3

GRID

RANGE	4	6	0.2			
Graph1	-30	20	5			
Graph2	-35	15	5			
Graph3	-40	10	5			
Graph4	0.0	1.0	0.1			
Graph5	0	20	2	R	0	2
Graph6	0	20	2	R	0	2

LABEL

4-6 GHz optimized distributed Amplifier

Рассчитанные характеристики на программе MMICAD.

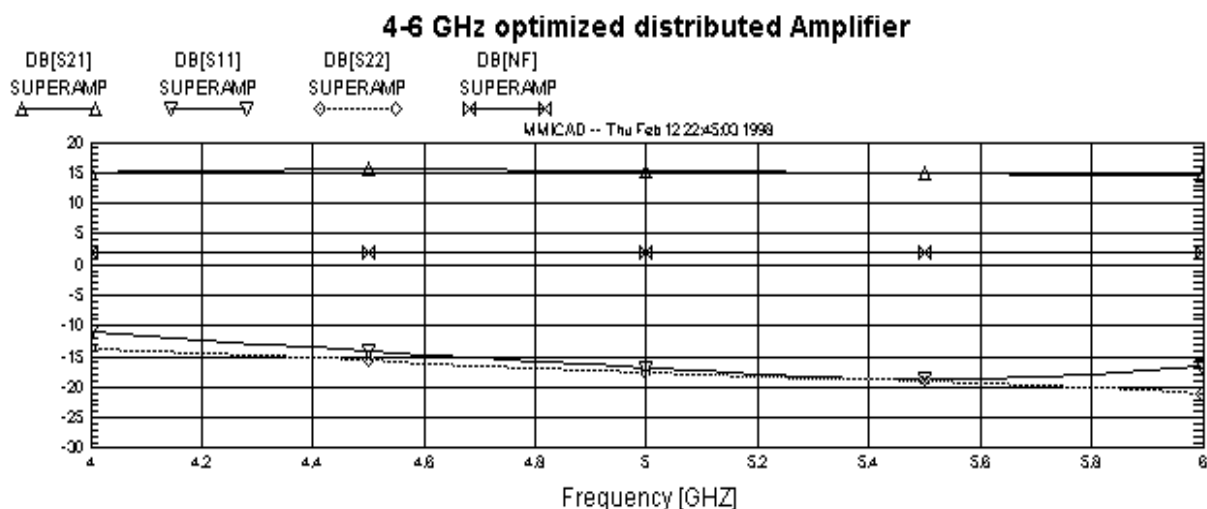


Рис.8.3. Частотная характеристика оптимизированного усилителя

После получения схемного файла (генерация выполняется командой *Send to MMICAD Netlist* из меню **Netlist**) , проведите оптимизацию схемы в редакторе MMICAD.

Критерием является совпадение рассчитанных в ходе выполнения курсового проекта характеристик и полученных в ходе выполнения расчета топологии.

Приложение 2

Просмотр демонстрации MMICAD LAYOUT

Командный файл MMICAD остается после каждой работы с топологией и последовательно выполняется при загрузке задачи. Данный файл поможет Вам познакомиться с MMICAD LAYOUT. Т.к. на дисплее Вы будете видеть комментарии на английском языке, рекомендуем просмотреть комментарии на русском языке:

Файл **Layout4.cmd** . Демонстрация с комментариями.

```

TLINES      15
REMARK      1 { ***** MMICAD LAYOUT DEMO 4 ***** }
PAUSE 1      (пауза 1 сек)
TLINES      9
REMARK      1 { ***** MMICAD LAYOUT DEMO 4 ***** }
PAUSE 1      (пауза 1 сек)
TLINES      3
REMARK 1 { ***** MMICAD LAYOUT DEMO 4 ***** }
PAUSE 1
RBAND       ON
REMARK 1 {Файл LAYOUT4.CKT содержит несколько цепей, которые могут быть }
REMARK 2 {прочитаны из меню File или линейки инструментов. Каждая ячейка }
REMARK 3 {соответствует цепи в схемном файле.}
CELDIR
REMARK 1 {Быстрое прохода через всю схему, вы можете видеть имя }
REMARK 2 {каждого имени показанного окна. Заметим, что графическое }
REMARK 3 {представление FET было добавлено чтобы требуемое пространство.}
EDCEL AMPCKT1
NETIN
PAUSE 3      (пауза 3 сек)
EDCEL AMPCKT2

```

```

NETIN
PAUSE 3
EDCEL DEVICE1
VLEVEL      0
NETIN
PAUSE 3
EDCEL DEVICE2
VLEVEL      0
NETIN
PAUSE 3
EDCEL INMCH1
NETIN
VLEVEL      2
PAUSE 3
EDCEL INMCH2
NETIN
PAUSE 3
EDCEL OUTMCH1
NETIN
PAUSE 3
EDCEL OUTMCH2
NETIN
PAUSE 3
STAUTO      OFF
STSIZE 8
EDCEL SUPERAMP
NETIN
PAUSE 3
REMARK 1 {Поскольку SUPERAMP есть иерархическая схема, она будет видна
REMARK 2 {из меню View. Здесь три уровня , которые могут быть }
REMARK 3 {видны, нумеруя от 0 до 2.}
PAUSE 5
VLEVEL      2
PAUSE 2
VLEVEL      1
PAUSE 2
VLEVEL      0
PAUSE 2
VLEVEL      2
EDCEL INMCH1
REMARK 1 {Здесь снова схема INMHC1. Заметим, что входной порт}
REMARK 2 {находится на узле 1, но линия, идущая к земле}
REMARK 3 {слева от этого узла является горизонтальной.}
PAUSE 5
REMARK 1 {Предположим, что я желаю изменить этот элемент MTRL на}
REMARK 2 {вертикальный. Я расположу две точки мышкой так, что }
REMARK 3 {сформируется прямоугольник между ними, окружающими эту часть.}
PAUSE 5
POINT -5000 800
PAUSE 1
POINT 20 -600
REMARK 1 {Сейчас я буду использовать команду SELECT из второго ряда}
REMARK 2 {меню. Эта выбранная часть будет высвечена.}
REMARK 3 {}
PAUSE 5 (пауза 5 сек)
SELECT
REMARK 1 {Сейчас нажмем левую кнопку мыши, располагая точку}
REMARK 2 {направленную на точку 1. Альтернативно, координаты x и y }

```

```

REMARK 3 {могут быть специфицированы из меню Points.}
POINT 0      0
PAUSE 5      (пауза 5 сек)
REMARK 1 {Теперь из меню Edit выберем ROTATE, и определим угол вращения}
REMARK 2 {в 90 градусов. Этим вращением выбирается элемент MTRL.}
REMARK 3 {}
PAUSE 5      ( 5 секунд)
ROTATE      90      (вращение на 90 градусов)
REMARK 3 {Теперь покажем View All всей цепи снова.}
PAUSE 2
VALL
REMARK 1 {Теперь микрополосковая линия может быть деселектирована из
        меню Edit или из}
REMARK 2 {линейки инструментов. Если рисунок сохраняется, в следующий
        раз эта}
REMARK 3 {схема будет читаться из netlist, эти изменения останутся.}
UNSEL
PAUSE 5
REMARK 1 {Просмотр SUPERAMP покажет как изменения ячейки для
        нижнего}
REMARK 2 {иерархического уровня действуют на общий рисунок. }
REMARK 3 {}
PAUSE 3
EDCEL SUPERAMP
REMARK 2 {Заметим как изменения подсхемы INMCH1 могут быть добавлены }
REMARK 3 {к общей схеме. }
PAUSE 5
REMARK 1 {}
REMARK 2 {*****ДЕМОНСТРАЦИЯ ЗАВЕРШЕНА *****}
REMARK 3 {}

```

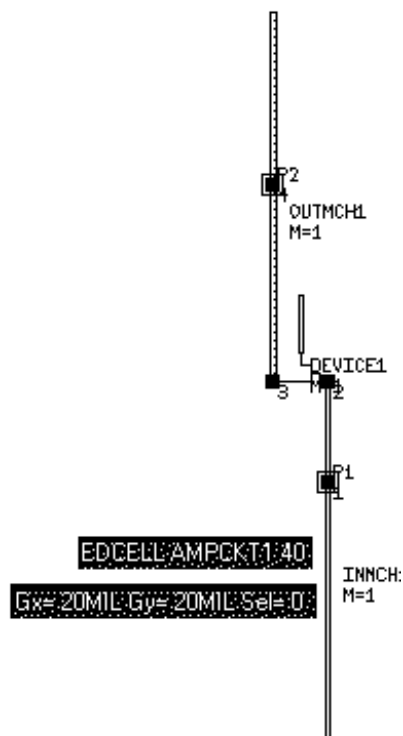


Рис.8.2. Топология проектируемого усилителя на транзисторе DEVICE1

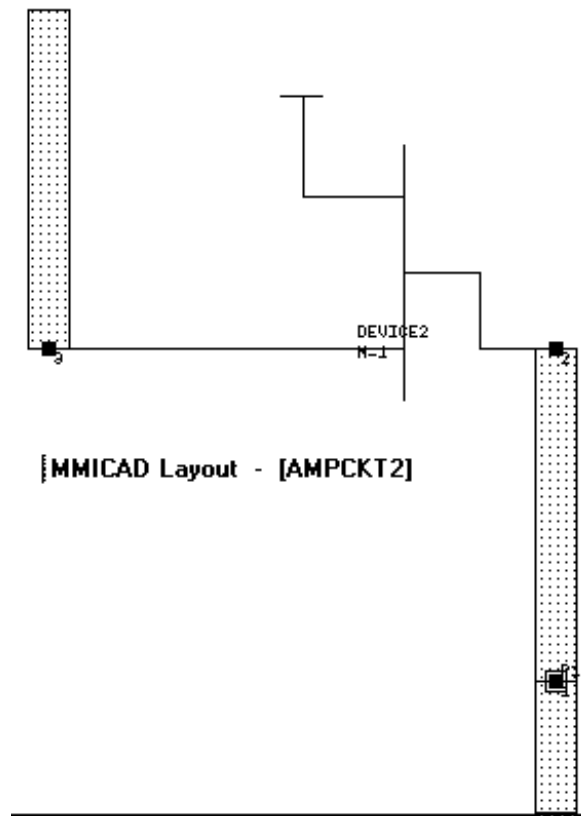


Рис.8.3. Топология проектируемого однокаскадного усилителя

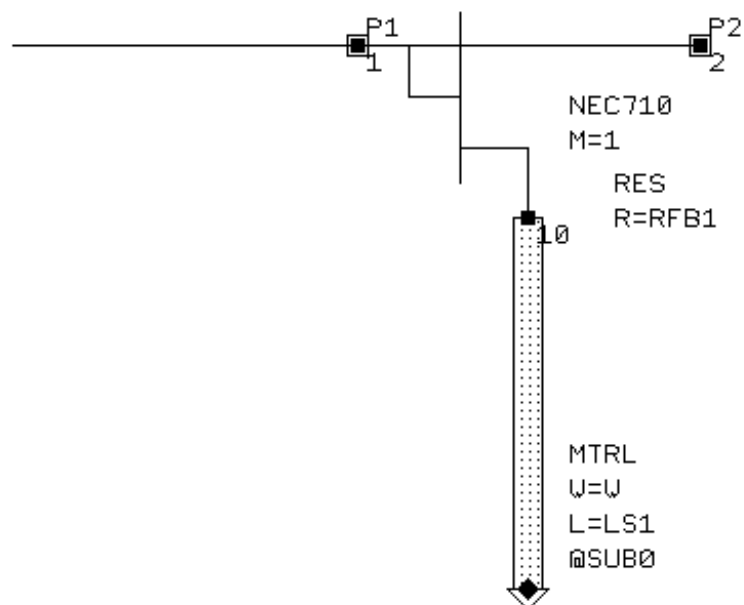


Рис.8.4. Фрагмент топологии проектируемого СВЧ усилителя

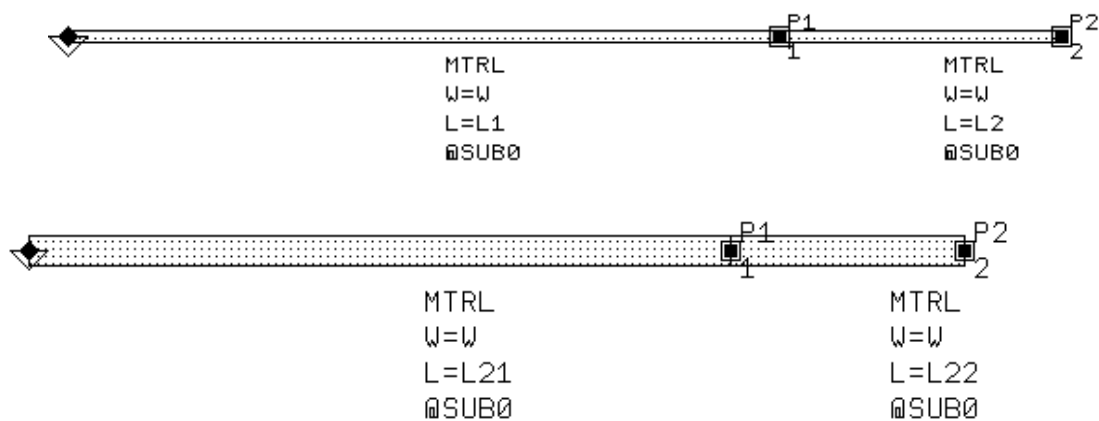


Рис.8.5. Отрезки линий, выполняющие функции согласующих цепей

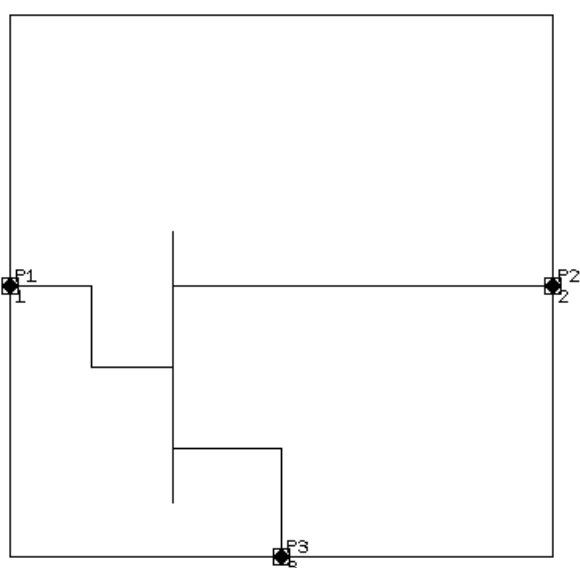


Рис.8.6. Активный элемент NEC710(схема)

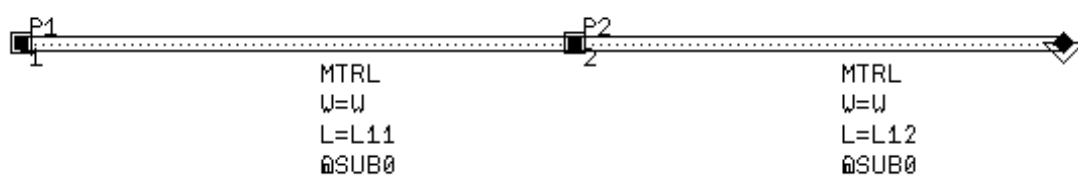


Рис.8.7. Выходная согласующая цепь 1

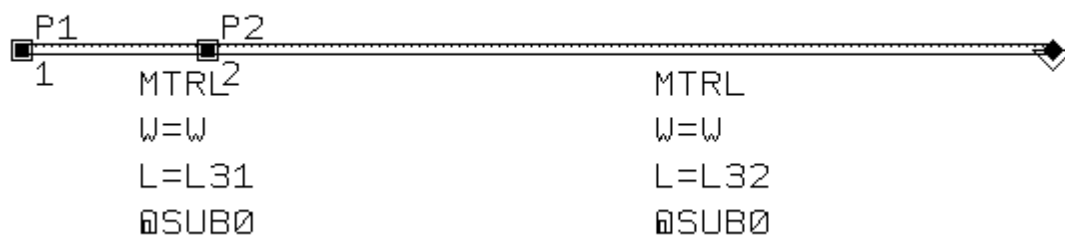


Рис.8.8. Выходная согласующая цепь 2

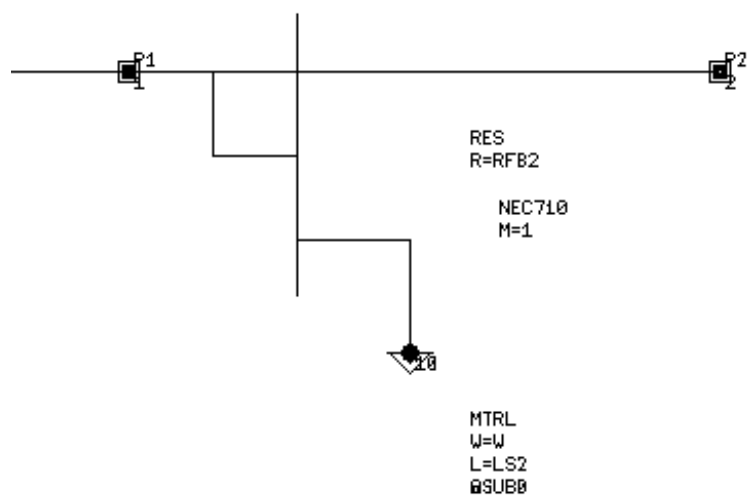


Рис.8.9. Фрагмент схемы: прибор FET 2

Литература.

1. К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. Машинное проектирование СВЧ устройств. М., «Радио и связь», 1987, 429 с.
2. Гвоздев В.И. Курушин А.А. Проектирование интегральных схем СВЧ с помощью MMICAD LAYOUT. М., МГИЭМ, 2000, - 96 с.

Лабораторная работа № 9.

Сравнение методов расчета основанных на теории цепей и электродинамических.

Цель работы: Рассчитать тестовые СВЧ структуры методом теории цепей и сравнить полученные результаты с результатами на Microwave Office.

Домашнее задание:

Рассчитать S-параметры согласующей цепи вида:

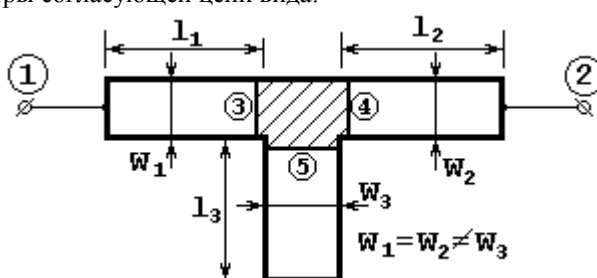


Рис.1. Исследуемая структура.

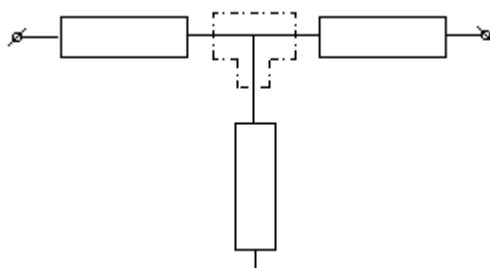


Рис.2. Эквивалент теории цепей.

Для $\varepsilon = 9.8$ (поликор: $H=1\text{ мм}$), $f=6\text{ ГГц}$.

БРИГАДА	L_1	W_1	L_2	W_2	L_3	W_3
1	10	2	7	2	5	3
2	10	3	8	3	8	2
3	15	4	12	4	7	4
4	15	5	14	5	6	4
5	10	4	9	4	9	2
6	10	3	6	3	5	4
7	15	4	11	4	4	3
8	15	5	7	5	7	3
9	20	4	10	4	9	2
10	20	3	15	3	6	4

Таблица1. Исходные данные.

Формулы и алгоритм для расчета.

1. Каждая линия имеет волновое сопротивление:

$$\text{при } W/H \leq 1 \quad Z_B = \frac{1}{\varepsilon_{\text{эфф}}} 60 \ln \left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H} \right) \quad (1a);$$

$$\text{при } W/H > 1 \quad Z_B = \frac{1}{\varepsilon_{\text{эфф}}} \cdot \frac{120\pi}{W/H + 2,42 - 0,44 \frac{H}{W} + \left(1 - \frac{H}{W}\right)^6} \quad (1б),$$

где W- ширина линии; H- толщина подложки с $\varepsilon = 9,8$;

$\varepsilon_{\text{эфф}}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon + 1}{2} + \frac{\varepsilon - 1}{2} \left(1 + \frac{10H}{W} \right)^{-1/2} \quad (2);$$

2. Отрезок длинной линии имеет S-матрицу: $[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ (3),

$$\text{где } S_{11} = S_{22} = \frac{1}{ch\gamma l}, \quad S_{12} = S_{21} = \frac{1}{Z_B sh\gamma l},$$

где l - длина линии;

$$ch\gamma l = \frac{e^{j\gamma l} + e^{-j\gamma l}}{2}, \quad sh\gamma l = \frac{e^{j\gamma l} - e^{-j\gamma l}}{2} \quad \text{- гиперболические синус и}$$

косинус.

Т.к. у нас линия без потерь, то постоянную распространения можно найти:

$$\gamma = j\beta, \quad \beta = \omega \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}} / c}, \quad \text{где } c = 2,998 \cdot 10^8 \text{ м/с — скорость света в вакууме,}$$

$$\omega = 2\pi f, \quad \text{где } f \text{ [ГГц] — частота из}$$

задания.

3. Шлейф, разомкнутый на конце:

$$Z = jZ_0 \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi l}{\lambda_{\text{эфф}}} \right) \quad (4),$$

где эффективная длина волны: $\lambda_{\text{эфф}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}}$; $Z_0 = Z_B \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{эфф}}}$.

4. Шлейф с КЗ на конце:

$$Z = jZ_0 \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi l}{\lambda_{\text{эфф}}} \right) \quad (5).$$

5. Средний ЧП имеет S-матрицу:

$$[S] = \frac{1}{D_s} \begin{bmatrix} -1 & D_s - 1 \\ D_s - 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (6), \quad \text{где } D_s = 1 + 2jZ \frac{T}{Z_0}, \quad T = j\beta l.$$

6. Объединение матриц:

$$S_{\Sigma} = S_1 \otimes S_2 \otimes S_3,$$

где знак \otimes - означает произведение матриц.

Ниже приведены формулы для $S_1 \otimes S_2$:

$$S_{11}^{\Sigma} = S_{22}^{\Sigma} = S_{11} + S_{11}' \frac{S_{21} S_{12}}{1 - S_{22} S_{11}'}, \quad S_{21}^{\Sigma} = S_{12}^{\Sigma} = \frac{S_{21} S_{21}'}{1 - S_{22} S_{11}'} \quad (7).$$

Задание в лаборатории.

1. На программе Microwave Office рассчитать заданную в домашнем задании структуру и сравнить:
 - 1). Методом теории цепей (в виде Schematics).
 - 2). Методом моментов (как EM-structure).
2. Задать структуру с транзистором и рассчитать.

Теоретическая часть.

Метод Олинера. Долгое время развитый в 50-х годах А.Олинером подход к анализу полосковых структур оставался практически единственным методом, с помощью которого удавалось получить приемлемые физические результаты. Строгий подход по-

требовал бы решения трехмерных векторных задач для областей со сложными границами и при отсутствии в общем случае каких-либо явно выделяемых малых параметров. Поэтому такая строгая постановка задачи даже для наиболее мощных современных ЦЭВМ представляется нецелесообразной. Вместе с тем метод Олинера позволяет при наличии ряда ограничений (одноволновый режим линии или неоднородности), наличие решения модельной задачи и др.) и определенной осторожности при его использовании получать приемлемые для практики результаты. С его помощью в был рассмотрен широкий класс неоднородностей в симметричных и несимметричных полосковых структурах.

Физическую основу эвристического подхода Олинера составляет предположение о том, что энергия рабочей волны ПЛП (например, квази-Т-волна) сконцентрирована в небольшой окрестности токонесущего проводника (для регулярной линии) или вблизи неоднородности (для нерегулярной ПЛ). Распределение энергии в поперечном сечении линии известно. Распределение полей в поперечном сечении линии мало изменится, если на некотором расстоянии слева и справа от токонесущего проводника поместить идеальные электрические или магнитные стенки. Рассмотрим, для примера, СПЛ, где магнитные стенки вводятся в вертикальные плоскости; расстояние между стенками составляет величину D . Теперь, если увеличить ширину токонесущей полоски до пересечения ее с магнитными стенками, мы получим взамен СПЛ два прямоугольных волновода (с поперечными сечениями $D \times d/2$), у которых горизонтальные стенки являются идеально электрическими, а вертикальные — идеально магнитными. В каждом из этих прямоугольных волноводов возможно распространение квази-Т-волны, так как к го-

ризонгальным стенкам перпендикулярно электрическое поле этой волны, а к вертикальным — магнитное поле, и, таким образом, граничные условия удовлетворяются.

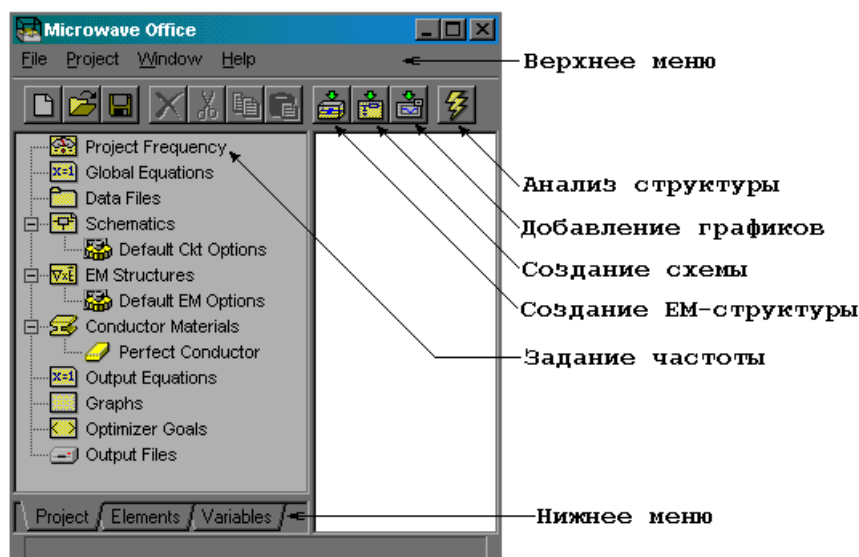
Приложение. Работа на Microwave Office.

Последовательность выполнения работы:

Загрузите программу Microwave Office (файл EMSIGHT.EXE).

На рабочем столе выбрать меню создать новый проект.

1. Метод теории цепей. Нажмите кнопку New Schematic, для создания новой схемы. В появившемся окне введите имя вашей схемы.
2. Войдите в проект задания частоты(Project Frequency). Задайте начальное, затем конечное значение частоты, после чего задайте шаг. Нажмите кнопку применить(Apply). Здесь же не забудьте посмотреть в чем измеряется частота. Чтобы установить все единицы измерения войдите в меню Project в верхнем меню, выберите в подменю Settings - Units. Поставьте метрическую систему измерения(мм).



3. Вы находитесь в закладке Project (нижнее меню), перейдите на закладку Elements. Нажмите на меню Microstrip. С помощью эле-

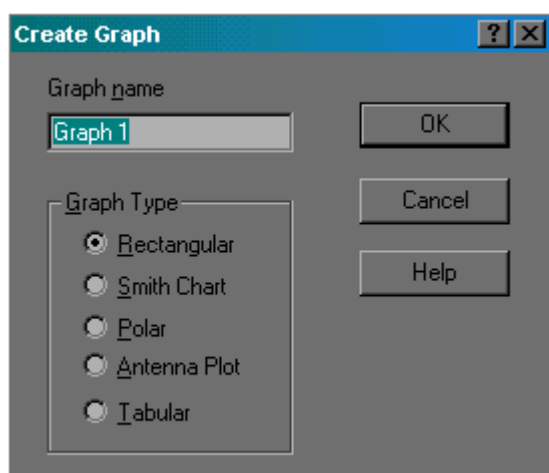
мента MLIN создайте структуру, как на рис.1. Выбранный элемент, переносится на схему мышкой, удержанием левой кнопки. Место соединения шлейфа и линий, т.е. скачок ширины МПЛ, задайте элементом MTEE. Шлейф задайте с помощью элемента MLEF. В этих элементах введите данные из Таблицы 1. Переносимые элементы можно вращать против часовой стрелки, нажимая правую кнопку мышки. Если элементы соединились, то должен появиться желтый узел.

4. Соедините полученную структуру с портами, которые находятся в меню ports и выберите элемент port.

5. Перенесите с окно к схеме элемент MSUB, который находится в подменю Substrates. Это делается для того, чтобы программа знала, на чем выполнена ваша схема. Задайте параметры линии:

$\epsilon_r=9.8$; $H=1\text{мм}$; $T=0.01\text{мм}$, остальные элементы без изменения.

6. Теперь нужно вывести полученные характеристики. Для этого

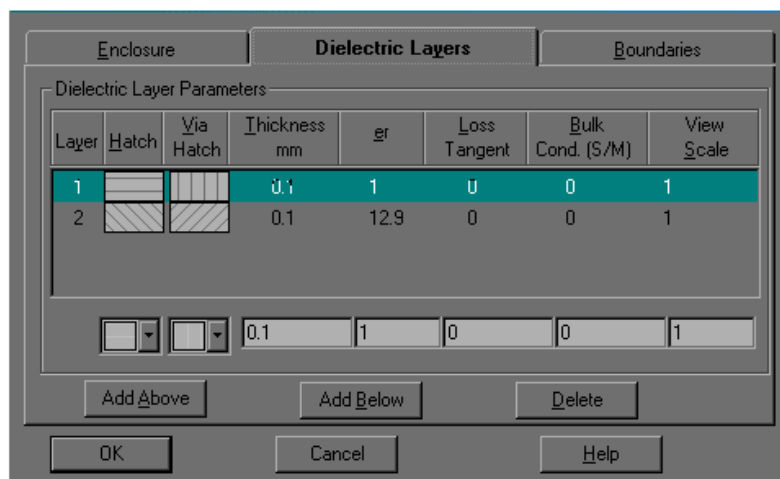


нужно задать в закладке Project окна графиков. Выберите add graph и введите имя. Здесь можно вывести результаты на различные плоскости (Первые два - на декартовой плоскости и на диаграмме Смита). Выберите add

measurement и задайте те параметры, которые Вы хотите увидеть на графиках (которые были рассчитаны в домашнем задании).

7. Нажмите кнопку анализа структуры (Analyze). Если нет ошибок Вы увидите результаты на графиках.

8. Распечатайте и сравните полученные результаты с ранее рассчитанными.
9. Метод моментов. Нажмите кнопку создания новой ЕМ-структуры(New EM-Structure) и введите имя в появившемся окне.
10. В меню под вашим именем есть под меню: frequency, options и enclosure. Частоту мы задали в предыдущем пункте. В Options задаются параметры, необходимые при расчете: быстрая частотная развертка, разбиение структуры на элементы декомпозиции, принцип исключения и другое. В меню enclosure задаются разме-



ры структуры(размеры в мм - не забудьте поставить). От этих размеров зависит размер элемента декомпозиции.

При выборе dielectric layers можно задать физические размеры слоя (толщину, диэлектрическую проницаемость (ϵ_r) и многое другое). При выборе boundaries можно задать границы нашей структуры(выберите идеальные границы).

11. Приступаем к рисованию структуры.



Авторамер структуры на экране

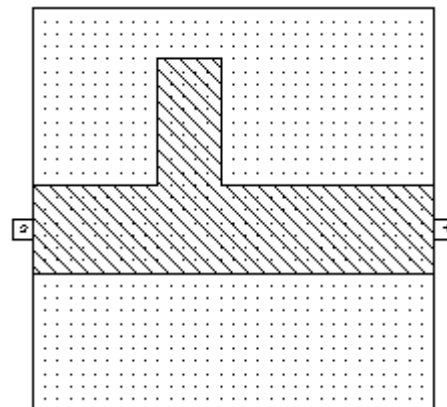
Рисование проводника

Линейка

Выберете Add Rect Conductor(рисование проводника) - нарисуйте первую линию по заданным параметрам(ширине и длине). Начи-

найте рисовать от границы. С помощью линейки можно узнать какой длины нарисован проводник.

12. Нарисуйте рис. 1., но так чтобы структура была точно по длине подложки. А теперь нужно поставить порты. Щелкните левой кнопкой мышки по проводнику, находящемуся у границы. Выберите в меню Draw - add edge port. Поднесите его к краю подложки, появится черная линия, нажмите на левую кнопку мышки. Со вторым портом поступите также.

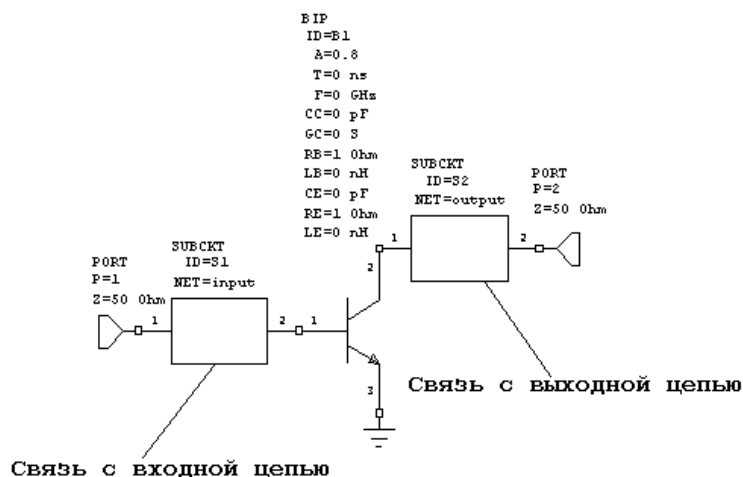


13. Повторите пункты 7-9.

15. Расчет структуры с транзистором.

16. Создайте две новые ЕМ-структуры, назовите их: input, output; и одну схему с названием - common. Первые две структуры одинаковые с помощью кнопки Add Conductor(МПЛ со шлейфом). Третья содержит активный элемент - транзистор.

17. После задания всех параметров создайте окна графиков и проанализируйте полученную структуру, придерживаясь последовательности изложенной в предыдущих пунктах.



Контрольные вопросы:

1. Изложите суть метода Олинера.
2. Понятие матрицы моментов. Ее формирование в Microwave Office.

3. Понятие высших типов волн в микрополосковых структурах.
4. Внутренние порты, их реализация в Microwave Office.
5. Понятие разгерметизации.
6. Как выбрать положение опорных плоскостей при разгерметизации.
7. Принципы интерполяции ЧХ в Microwave Office (режимы: от точки к точке, быстрого свипирования).
8. Внедрение активного элемента в Microwave Office.
9. Линейные и нелинейные модели транзисторов в Microwave Office.
10. Типы портов в Microwave Office (внешние, внутренние, VIA).
11. Резонанс корпуса.
12. Выбор длины стандартов в Microwave Office в режиме разгерметизации.

Литература.

1. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И., «Объемные интегральные схемы СВЧ». М.- «Наука», 1985г., 255с.
2. Вольман В.И. «Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств». М.-«Радио и связь», 1982г., 328с.
3. Данилин В.Н., Кушпиренко А.И, Петров Г.В. «Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ». М.-«Радио и связь», 1985г., 191с.

Лабораторная работа № 10.

Изучение электродинамических методов расчета.

Цель работы.

Освоить метод матриц линий передачи (в зарубежной литературе TLM- transmission line matrix, в российской - метод импедансного аналога электромагнитного поля). Решить на ЭВМ задачу для поперечного сечения прямоугольного волновода частично заполненного диэлектрическим материалом (на двух программах). В результате получить импульсную характеристику во временной и в частотной областях, сравнить полученные результаты.

Домашнее задание.

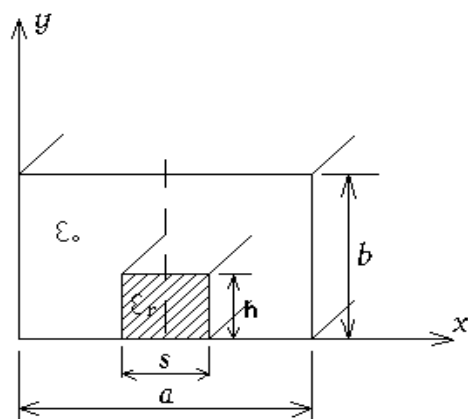


Рис.1. Поперечное сечение прямоугольного волновода, который частично заполнен диэлектрическим материалом.

Для заданной 2D-структуры подготовить все файлы, необходимые

для расчета в лаборатории.

БРИГАДА	A	B	S	H	ϵ	КООРДИНАТЫ ТОЧКИ ВОЗБУЖДЕНИЯ
1	15	6	4	3	3	(2,5)
2	16	8	5	4	4	(4,7)
3	8	4	2	2	7	(7,2)

4	14	10	3	5	5	(5,3)
5	10	6	5	3	3	(3,6)
6	9	7	3	2	8	(8,5)
7	11	8	4	4	4	(4,3)
8	13	9	5	3	6	(6,2)

Таблица 1. Исходные данные.

- 1) Разбить на ячейки, как показано на рис.6 в Приложении 1.
- 2) Поставить возбуждение.
- 3) Рассчитать RC по формулам (8) и (9).
- 4) Нарисовать качественную картинку поля.

Задание в лаборатории.

1. Ввести исходные данные.
2. Получить картинку поля.
3. Получить импульсную характеристику.
4. Получить АЧХ.
5. Рассчитать эту структуру на HFSS.

Контрольные вопросы.

1. Сущность метода матриц линий передачи.
2. Основные приближения в данном методе.
3. Принцип Гюйгенса.
4. Как моделируется принцип Гюйгенса в методе TLM.
5. Скорость распространения в TLM сети.
6. Моделирование волноводных границ.
7. Шлейфы потерь и проницаемости.

8. Импульсная характеристика.

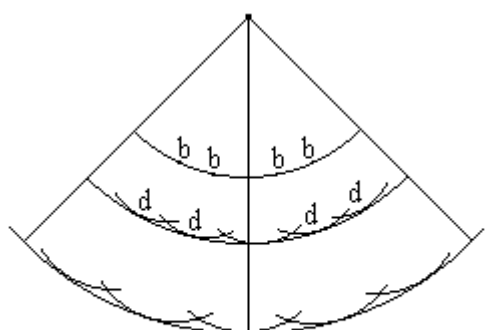
Приложение 1. Последовательность работы и метод TLM.

Диалоги и их заполнение. После запуска файла TLM.exe вы попадете в меню программы. Выбирая закладки, вы можете ввести все параметры, которые заданы у вас в задании. После заполнения всех ячеек, можно вывести характеристику. Для тестовой структуры все данные в программе уже заложены (файл с расширением .inp). После того, как вы рассчитали характеристику на программе TLM, рассчитайте эту же структуру на программе HFSS, описание которой дается в Приложении 2.

Согласно принципу Гюйгенсу, фронт волны состоит из ряда вторичных источников, которые излучают сферические волны. Огибающая этих волновых фронтов формирует новый волновой передний фронт, которые в свою очередь вызывает новое порождение фронта сферической волны, и так далее. Несмотря на некоторые трудности в математической формулировке этого механизма, прикладная программа однако приводит к точному описанию волнового распространения и рассеяния. Чтобы реализовать модель Гюйгенса

на ЭВМ, необходимо сформулировать задачу в дискретной форме.

Рис.2. Принцип Гюйгенса и формирование волнового фронта вторичных волновых источников.



b - фронт волны, состоящий из ряда вторичных источников.

d - сферический фронт волны.

Пространство и время представляются в терминах конечных элементарных единиц, Δl и Δt , которые связаны скоро-

стью света следующим образом:

$$\Delta t = \Delta l / c \quad (1)$$

Соответственно, двумерное пространство моделируется квадратом точек или узлов, с размером ячейки Δl . Единичное время Δt тогда становится временем, которое требуется электромагнитному импульсу, чтобы переместиться от одного узла до соседнего.

Пусть импульс дельта-функции воздействует на одном из узлов после прихода из узла, расположенном в отрицательном направлении y . Энергия импульса - единица. В соответствии с принципом Гюйгенса, эта энергия рассеивается равномерно во всех четырех направлениях, и каждый излучаемый импульс имеет четвертую часть энергии от падающей волны. Соответствующие величины поля должны быть равны $1/2$ по величине. Кроме того, коэффициент отражения "видимый" падающим импульсом, должен быть отрицателен, чтобы гарантировать непрерывность поля в узле.

Принцип Гюйгенса - это непрерывная модель волнового распространения. Последовательность рассеивающихся событий происходит на бесконечно малых шагах (таким образом нет частотной или пространственной дисперсии). Иначе, все частотные компоненты в спектре рассеянных импульсов Дирака перемещаются с той же самой скоростью во всех направлениях (это - верно только тогда, пока размер ячейки Δl мал по отношению к длине волны). Таким образом, важно изучить волновые свойства дискретной TLM сети, чтобы оценить ограничения модели и, в конечном счете, определять и корректировать ошибки, возникающие из-за конечных размеров ячейки Δl . Рассмотрим этот метод для случая прямоугольного волновода, частично заполненного диэлектриком.

Математическое моделирование принципа Гюйгенса для двумерного случая.

Дискретная форма принципа Гюйгенса может представляться рассеянием импульсов напряжения в сети ортогональных линий передачи.

Три исходящих линии действуют параллельно, нагружая входящую линию нормализованным импедансом $1/3$. Следовательно :

$$\Gamma_i = \frac{1/3 - 1}{1/3 + 1} = -\frac{1}{2} \quad (2)$$

, а коэффициент передачи для каждой исходящей линии

$$T_i = 1 + \Gamma_i = +\frac{1}{2} \quad (3)$$

Таким образом, если импульс Дирака с единичным напряжением падает на узел в TLM сети, он будет рассеян в виде отраженного импульса $-\frac{1}{2} V$ и трех прошедших импульсов $+\frac{1}{2} V$.

Более общий случай, когда четыре импульса падают на четыре ветви узла, может быть получен суперпозицией из предыдущего случая. Итак, если во момент времени $t = k\Delta t$, импульсы напряжения, обозначенные ${}_k V_1^i$, ${}_k V_2^i$, ${}_k V_3^i$, и ${}_k V_4^i$ падают на линиях 1-4, соответственно, со стороны соседнего узла, то общий импульс напряжения, отраженный по линии n в момент времени $(k+1)\Delta t$ будет:

$${}_{k+1} V_n^r = \frac{1}{2} \left(\sum_{m=1}^4 {}_k V_m^i \right) - {}_k V_n^i \quad (4)$$

Положительная целая переменная k представляет число временных интервалов Δt , которые пройдены, начиная с начала вычисления. Она называется числом итераций. Эта ситуация подобна опи-

санию уравнения матрицы рассеяния, связывающей отраженные волны напряжения во момент $(k + 1) \Delta t$ с падающими волнами напряжения на предыдущем шаге $k \Delta t$

$${}_{k+1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}^r = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot {}_k \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix}^i \quad (5)$$

Кроме того, любой импульс, приходящий из узла с координатами (z, x) (отраженный импульс) автоматически становится падающим (возбуждающим) импульсом в соседнем узле. Следовательно:

$${}_{k+1} V_1^i(z, x) = {}_{k+1} V_3^r(z, x - 1) \quad {}_{k+1} V_2^i(z, x) = {}_{k+1} V_4^r(z - 1, x) \quad (6),$$

$${}_{k+1} V_3^i(z, x) = {}_{k+1} V_1^r(z, x + 1) \quad {}_{k+1} V_4^i(z, x) = {}_{k+1} V_3^r(z + 1, x)$$

, где координаты нормализованы на Δl .

Итак можно увидеть пять узлов, а формулы (5) и (6) описывают только четыре узла. Пятый узел более подробно будет рассмотрен далее.

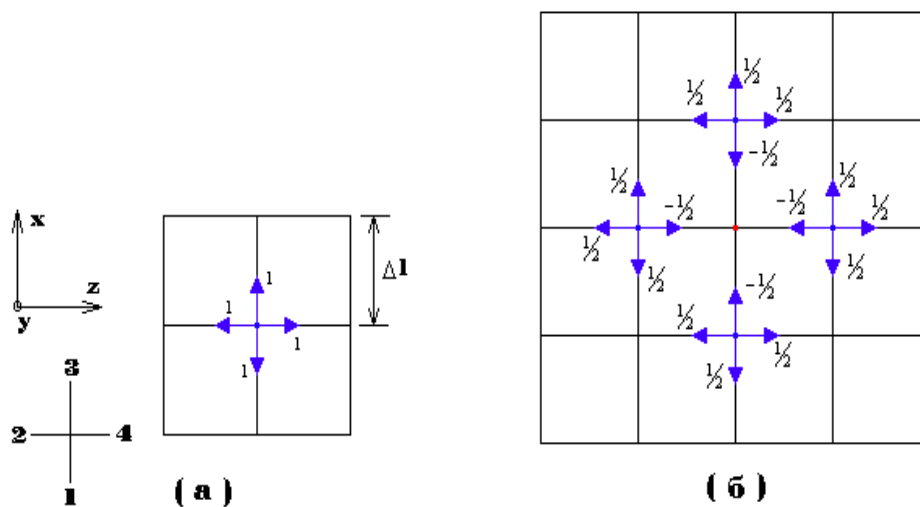
Итак, если амплитуды, положение, и направления распространения всех импульсов известны в момент времени $k \Delta t$, соответствующие значения во время $(k + 1) \Delta t$ могут быть получены из (5) и (6) в каждом узле в сети. Импульсная характеристика схемы может быть затем найдена, при установлении первоначальных амплитуд, направлений и позиции всех импульсов при $t=0$ и затем вычисляя последовательно состояние сети во времени.

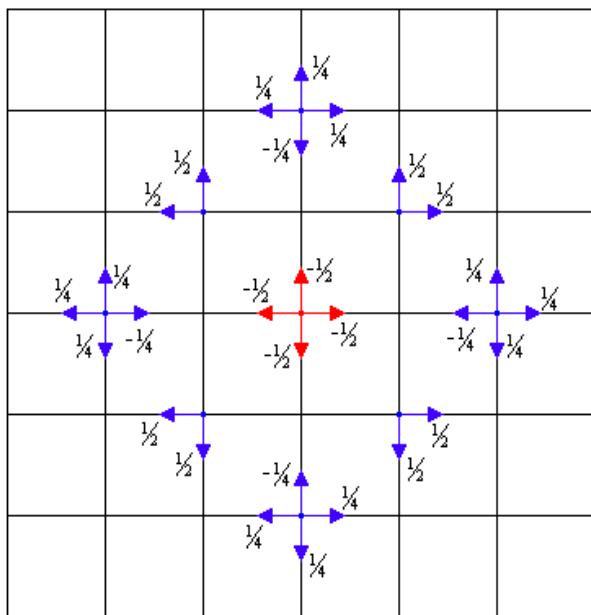
Процесс рассеяния, описанный выше, формирует основной алгоритм TLM метода. Три последовательных рассеяния показы-

ваются на рис. 3, делая видимым распространение вводимого напряжения по двумерной сети.

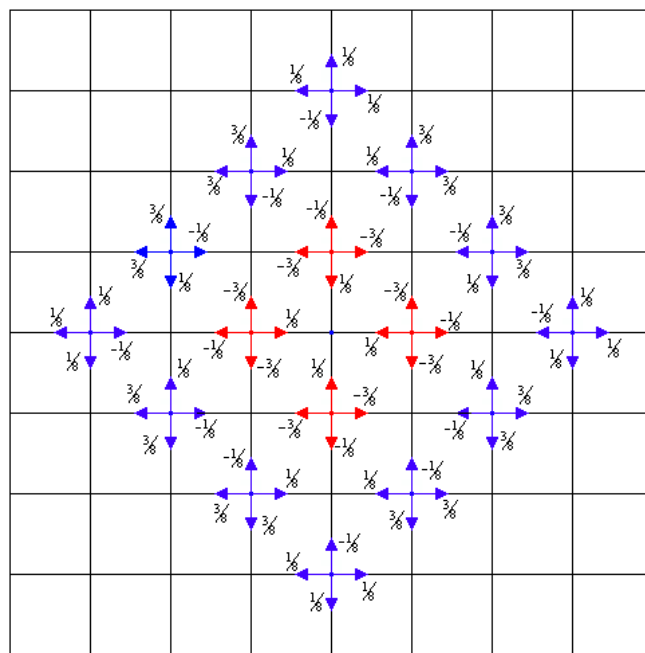
Эта последовательность событий имеет близкое сходство с картиной возмущения поверхности воды при падении на неё капли воды. Однако имеется одно очевидное различие: дискретный характер TLM сети, которая вызывает дисперсию скорости волнового фронта, т.е. скорость компоненты сигнала в ячейке зависит от направления распространения и частоты.

Гармонические решения для задачи могут быть получены из импульсной характеристики через Фурье-преобразование. Решения точны только на частотах, для которых дисперсией можно пренебречь.





(б)



(г)

Рис.3. Три последовательных рассеяния в двумерной TLM сети,
возбужденной импульсом Дирака :

- (а) начальный импульс ;(б) первая итерация ;
(в) вторая итерация ; (г) третья итерация .

Код Возбуждения

114 Импульсы начаты на всех четырех ветвях узлов возбуждения.

123 Импульсы начаты только на вертикальных ветвях узлов возбуждения.

224 Импульсы начаты только на горизонтальных ветвях узлов возбуждения.

Начальное значение - это амплитуда импульсов возбуждения и она произвольна. В программе допускается максимум пять линий дан-

ных во входном файле. Точки возбуждения определяются их узловыми координатами.

Ячейка модуля двумерной TLM сети, является параллельным узлом, показанным на рис. 4а. Он может быть аппроксимирован моделью на дискретных элементах, показанной в рис. 4б. (L и C - индуктивность и емкость на единицу длины для конкретной линии). Узловая емкость - в два раза большей емкости одномерной линии из-за параллельного соединения в узле.

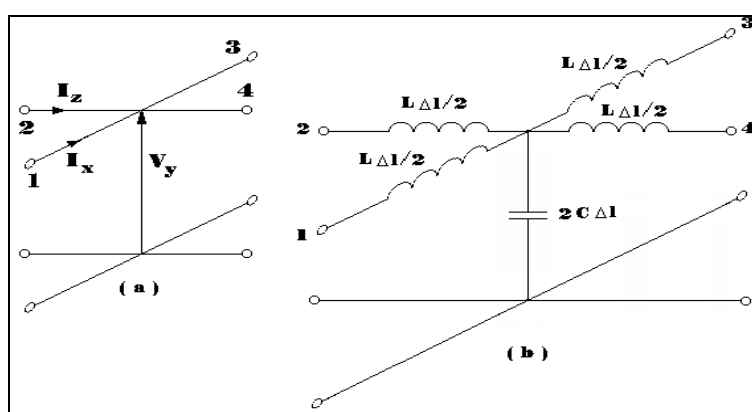


Рис. 4 Построение схемы двумерного блока TLM .

(а) - соединяющий узел; (б) - эквивалентная дискретная модель элемента.

Рассеяние на узлах, нагруженных шлейфами.

Идентичная свойства волн могут быть достигнуты последовательно соединенными сетями, которые, в соответствии с дуальностью, могут быть незагружены реактивным и резистивными последовательными шлейфами. Если напряжения в последовательной сети представляют компоненты E - поля в среде, то шлейфы описывают проницаемость и магнитные потери, соответственно. Узел такой

сети показан на рис.5. Дополнительными последовательными элементами являются:

1. Короткозамкнутый последовательный длиной $\Delta l/2$ и нормализованным характеристическим импедансом z_o , называемый шлейфом проницаемости.
2. Дискретное нормализованное последовательное сопротивление r_o , или, согласованный последовательный шлейф с нормализованным характеристическим импедансом r_o , называемый шлейфом потерь.

Нормализованный импеданс - это характеристический импеданс главных линий сети. Шлейф потерь обычно не включается в последовательную сеть, так как не имеется никакого соответствующего члена в уравнениях Максвелла.

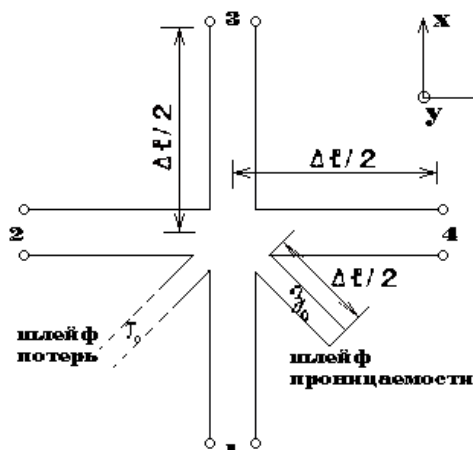


Рис.5. Последовательный узел со шлейфом проницаемости (z_o) и шлейфом потери (r_o).

Однако, можно ввести представление мнимой части комплексной проницаемости. На низких частотах, шлейф проницаемости добавляет дискретную индуктивность $L = z_o \Delta l / 2$ на каждом узле, доводя общую индуктивность к $2L\Delta l(1 + z_o / 4)$. Реальное сопротивление $r_o Lc$ появляется последовательно с этой индуктивностью. L - индуктивность на единицу длины основных линий сети, а c - скорость света в свободном пространстве.

После той же самой процедуры, что касается параллельных узлов, и учета знаков напряжений и токов на рис.5., мы получаем эту

матрицу рассеяния для нагруженного шлейфом последовательного узла:

$${}_{k+1} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix}^r = \frac{1}{z} \begin{bmatrix} z-2 & 2 & 2 & -2 & -2 \\ 2 & z-2 & -2 & 2 & 2 \\ 2 & -2 & z-2 & 2 & 2 \\ -2 & 2 & 2 & z-2 & -2 \\ -2z_o & 2z_o & 2z_o & -2z_o & -2z_o \end{bmatrix} {}_k \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \\ V_5 \end{bmatrix}^i \quad (7)$$

, где

$$z = 4 + z_o + r_o.$$

TLM метод обеспечивает способ получения выходной импульсной функции в любой отметке наблюдения в пространстве, в котором волновое распространение имеет место. Это достигнуто в компьютере запоминанием амплитуд импульсов, вводящих в каждый узел в матрице линий передачи.

В большинстве случаев, амплитуды импульсов при инициализации полагаются равными нулю. Затем схема возбуждается выбранным источником или входными точками с импульсами дельта-функции. С увеличением времени, импульсы перемещаются от одного узла до следующего по линиям передачи и рассеиваются на каждом узле. Каждая итерация в компьютере представляет интервал времени $\Delta t/c$, и новые значения падающих амплитуд импульса для каждого узла вычисляются для каждой итерации. Сеть становится заполненной импульсами, поскольку волны распространяются из исходных точек и отражаются на границах.

Этот тип возбуждения самый лучший, когда схема должна быть возбуждена многими частотами одновременно. Однако, возможно также ввести импульсы одновременно на всех узлах и выбирать амплитуды этих импульсов, путем аппроксимации распределения поля конкретной моды. Установившееся решение для этой мо-

ды будет затем достигнуто с намного меньшим числом итераций. В любом случае, выходная импульсная функция в конкретной отметке в ячейке просто получается, наблюдая поток импульсов, поскольку они проходят через рассматриваемую точку структуры.

Решения для всех частот в полосе пропускания схемы теперь одновременно доступны в этом ответе импульса; отклик для любой произвольной функции возбуждения может быть извлечен из импульсного ответа $F(t)$, накладывая один на другой.

$F(\Delta l/\lambda)$ - частотная характеристика, ${}_k A$ является амплитудой выходной импульсной характеристики во время $t = k\Delta l/\lambda$, и N - общее число итераций. Обратите внимание, что в практическом вычислении, N всегда конечен, что приводит к усечению импульсной характеристики.

Значение для ${}_k A$ в данном узле - обычно общее напряжение узла (для параллельной сети) или узловой ток (для последовательной сети) в k -м рассеивающем событии.

Импульсная характеристика в каждом узле содержит информацию о распределении поля на всех частотах внутри полосы пропускания сети. Эта информация может быть извлечена из Фурье-преобразования.

Чтобы получить конфигурацию поля конкретной моды в замкнутой структуре:

- Сначала должна быть определена резонансная частота.
- Затем Фурье-преобразование применяется к переменной цепи ${}_k A$ для представления желательной компоненты поля, вычисленной в каждом узле в течение второго шага реше-

ния, с $\Delta l/\lambda$ соответствующей собственной частоте этой моды.

Решение поля создается в каждом узле на накопленном базисе после каждой итерации. Ответная импульсная функция для конкретного узла, таким образом, не должна быть сохранена в течение вычислений поля. Поле между узлами может быть получено методом интерполяции (сплайны).

Моделирование волноводных границ.

Границы волновода помещены на полпути между узлами. Размещение, показанное на рис.6. делает самое лучшее возможное использование из доступного размера 12×12 . Имеются три электрических стенки, одна магнитная стенка (стенка симметрии), и две воздушно - диэлектрические границы. Пунктирные линии вдоль узлов разграничивают так называемые вычислительные боксы (рамки).

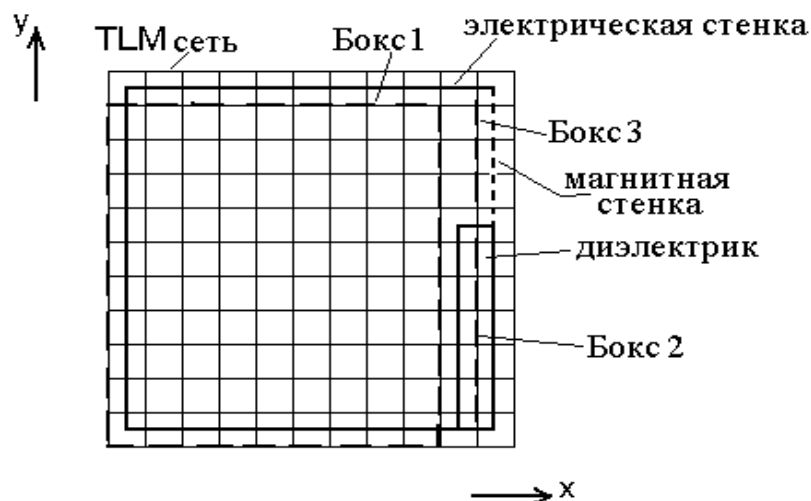


Рис.6. Размещение TLM сети для подготовки входного файла.

Положение границ, их коэффициенты отражения, и распределенные параметры диэлектрических подобластей, должны быть определены во входном файле. Так как мы хотим вычислить гранич-

ную частоту волны (моды) типа TE, мы должны смоделировать магнитное поле в z направлении напряжением в TLM ячейке. Это определяет характер коэффициентов отражения на границах.

Границы волновода могут моделироваться либо электрическими, либо магнитными стенками. Все границы должны быть расположены на полпути между двумя узлами. Двенадцать границ могут быть в данной программе. Их положение и характер определяются координатами x , y , кодом, и коэффициентом отражения следующим образом: координаты x , y .

- Горизонтальные границы раздвигаются от $\Delta l/2$ налево к x_{min} до $\Delta l/2$ направо от x_{max} максимальный, и лежат на $\Delta l/2$ выше y_{min} ($= y_{max}$).
- Вертикальные границы расширяются от $\Delta l/2$ ниже y_{min} до $\Delta l/2$ выше y_{max} и лежат на $\Delta l/2$ правее от x_{min} ($= x_{max}$).

Код для границ

1310	2401
горизонтальная граница	вертикальная граница
■ Электрические стенки имеют коэффициент отражения	1.0.
■ Магнитные стенки имеют коэффициент отражения	- 1.0.

Максимум 10 воздушно-диэлектрических, 6 боксов границ принято в данной программе. Коэффициент отражения (RC) получен следующим образом:

- Для вертикальных воздушно - диэлектрических границ:

$$RC = \frac{\epsilon_{rr} - \epsilon_{rl}}{\epsilon_{rr} + \epsilon_{rl}} \quad (8), \text{ где } \epsilon_{rr} - \text{относительная диэлектрическая постоянная среды направо от границы, и } \epsilon_{rl} \text{ для среды налево от границы.}$$

* Для горизонтальных воздушно - диэлектрических границ:

$$RC = \frac{\varepsilon_{ra} - \varepsilon_{rb}}{\varepsilon_{ra} + \varepsilon_{rb}} \quad (9), \text{ где } \varepsilon_{ra} - \text{относительная диэлектрическая постоянная среды выше границы, и } \varepsilon_{rb} - \text{среды ниже границы.}$$

Замечание. Все линии данных должны завершиться 1, за исключением последней линии в каждом блоке данных, которая должна закончиться 0.

Приложение 2. Программа HFSS.

Программа трехмерного электромагнитного моделирования для проектирования СВЧ структур HFSS (High Frequency Structure Simulator) – это мощный пакет программ, который вычисляет многомодовые S-параметры и электромагнитные поля для трехмерной пассивной структуры произвольной формы. Она имеет интуитивный интерфейс, упрощающий описание проекта, мощную программу расчета электромагнитного поля, адаптивную к требуемой точности решения, и мощный постпроцессор для беспрецедентного представления электромагнитных характеристик. Эта программа устраняет традиционное макетирование методом «Cut-and-try» (проб и ошибок), ускоряя и улучшая качество проектирования.

HFSS реализует мощь метода конечных элементов (finite element method FEM), используя методы типа автоматического адаптивного генерирования и деления ячеек, метод конечных элементов для тангенциальных векторов и адаптивную развертку (Adaptive Lanczos Pade Sweep, ALPS). HFSS автоматически вычисляет кратные

адаптивные решения до определяемого пользователем критерия сходимости. Решения для поля, найденные из уравнений Максвелла, точно предсказывают все дисперсионные характеристики, существующие типы волн, преобразования типов волн, потери в материалах и на излучения.

Ускоряя цикл проектирования, заменяя дорогостоящие и отнимающие много времени методы «cut-and-try», HFSS становится эффективным автоматизированным макетированием. Анализ антенн, СВЧ линий передачи, переключающих схем, волноводных элементов, фильтров ВЧ и трехмерных неоднородностей сводится к черчению структуры, точному определению материала, идентификации портов и характеристик поверхностей. HFSS автоматически генерирует решения поля, портовые характеристики и S-параметры.

Результаты расчетов S-параметров могут экспортироваться для использования в программах анализа линейных и нелинейных схем, в частности, в Serenade Ansoft.

Адаптивный метод разбиения на блоки делает FEM метод практичным. Начальная ячейка — или подразбиение геометрии в тетраэдральные ячейки — создана на основании структуры, введенной в виде чертежей с помощью пакета CAD. Эта начальное разбиение на ячейки сразу предоставит информацию о решении поля, выделяя области с высокой напряженностью поля или с большими градиентами. Разбиение на ячейки затем уплотняется только там, где необходимо, уменьшая вычислительные затраты при максимизации точности. Если необходимо, пользователи могут ввести адаптивное решение, используя новый интерфейс программы.

Всесторонняя база данных материалов включает диэлектрическую проницаемость, магнитную проницаемость, электрические, и

магнитные тангенсы угла потерь для всех материальных сред. Пользователи могут включать однородные, неоднородные, анизотропные, проводящие, резистивные, и полупроводниковые материалы при моделировании. Программное обеспечение также включает возможность моделирования ферритов для невзаимных приборов. Феррит может иметь однородное статическое подмагничивание или, как дополнительный режим, пользователи могут сначала найти магнито-статическое FEM решение, используя трехмерное решающее устройство Maxwell 3D Field фирмы Ansoft.

Связанные граничные условия (Linked Boundary Conditions, LBC) дают возможность решения нового класса задач, включая активные приборы, которые моделируются, специфицируя связь в полях между двумя или больше границами. LBC экономят компьютерное время и память при моделировании длинных, однородных структур и периодических структур. Периодические LBC обеспечивают многократные сдвигаемые границы, необходимые для фазового сдвига при проектировании антенных фазовых решеток.

Быстрая частотная развертка в широкой полосе. Новый метод быстрой частотной развертки, Adaptive Lanczos Pade Sweep (ALPS) был включен для эффективного широкополосного моделирования. ALPS может уменьшить время моделирования на порядок для структуры, которая справедлива в широком частотном диапазоне, вычисляя полюсы системы и ноли. ALPS учитывает дисперсию портов, для определения зависимости уровня входной мощности от частоты и точного поведения на скате частотной характеристики вне диапазона.

ЧАСТЬ 2. МАТЕРИАЛ ПО КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ

РАСЧЕТ КАСКАДА ТРАНЗИСТОРНОГО СВЧ УСИЛИТЕЛЯ

Исходные данные для расчета каждого каскада многокаскадного СВЧ усилителя с расширенным динамическим диапазоном находятся на этапе эскизного проектирования, либо задаются в техническом задании.

Основными исходными данными являются:

- диапазон рабочих частот $f_n \dots f_v$;
- требуемый коэффициент усиления по мощности K_p ;
- требуемый коэффициент шума $K_{ш}$;
- мощность насыщения по заданному критерию нелинейных искажений $P_{нас}$.

Дополнительные исходные данные, отличающиеся от основных тем, что чаще всего выбираются разработчиком СВЧ усилителя:

- запас по устойчивости и стабильности работы усилителя в заданном диапазоне рабочих температур и входных мощностей;
- конструктивные данные: предполагаемый материал подложки, её толщина, размеры;
- предполагаемые типы транзисторов, исходя из заданных рабочих частот, имеющих в наличии.

Целью расчета является разработка:

- принципиальной электрической схемы транзисторного СВЧ усилителя, удовлетворяющего заданным техническим требованиям;
- нескольких вариантов топологий каскада на диэлектрической плате.

Метод расчета, в рамках курсового проекта, аналитический и графоаналитический. После выполнения расчетов каждого каскада, со-

ставляется принципиальная схема и топология всего усилителя в целом и подготавливается задание на синтез усилителя с помощью программ Touchstone или Microwave Office.

Необходимость проведения окончательного этапа расчета на компьютере объясняется тем, что аналитические и графоаналитические методы являются приближенными и менее точными, чем численный расчет. При расчете на компьютере учитываются цепи смещения, обратные связи и другие факторы, с трудом поддающиеся аналитическому анализу.

Необходимость в аналитическом и графоаналитическом расчете объясняется тем, что перед расчетом на компьютере необходимо проанализировать потенциальные возможности транзисторов и получить условия, при которых эти возможности реализуются. Поэтому при аналитическом расчете можно допустить некоторые разумные приближения, о которых будет указано ниже.

Алгоритм расчета

1. Выбор транзистора.
2. Анализ потенциальных характеристик транзистора
 - по усилению в заданном диапазоне частот,
 - по коэффициенту шума,
 - по мощности насыщения.
3. Расчет инвариантного коэффициента устойчивости, центров и радиусов окружностей устойчивости.
4. Расчет окружностей равного шума и равной меры шума.
5. Расчет окружностей равной выходной мощности.
6. Расчет окружностей равного коэффициента передачи по мощности.
7. Расчет линий равного динамического диапазона.
8. Нанесение линий, полученных по пп. 3-7 на диаграмму Смита и принятие решения по выбору коэффициентов отражения со стороны входа и выхода транзистора Γ_1 и Γ_2 .
9. Расчет характеристик усилителя по выбранным Γ_1 и Γ_2 .

10. Выбор структуры и расчет параметров входной и выходной согласующих цепей.
11. Расчет элементов, обеспечивающих режим транзистора по постоянному току.
12. Описание на языке программы Touchstone схемы усилителя, проведение анализа и параметрического синтеза схемы усилителя с целью получения наилучших возможных характеристик.
13. Введение окончательно откорректированной полной топологии усилителя в корпусе и расчет конструкции на программе Microwave Office.
14. Составление отчета, включающего описание всех этапов проектирования.

Ниже приводятся формулы, реализующие этот алгоритм расчета и пример расчета каскада на транзисторе 3П321.

Исходные данные на характеристики каскада следующие:

- диапазон рабочих частот 5.6 ГГц ... 7.1 ГГц,
- усиление по мощности в этом диапазоне частот 6 ± 0.5 дБ,
- коэффициент шума ≤ 4 дБ,
- входная линейная мощность насыщения (по сжатию усиления на 1 дБ) $\geq 0,2$ мВт.

В настоящее время промышленностью России выпускается несколько типов полевых и биполярных транзисторов, работающих в этом диапазоне частот. Ниже в таблице приведены серийно выпускаемые полевые СВЧ транзисторы:

Табл. 9.1

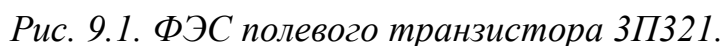
	Транзистор	Разработчик	ТУ	f , ГГц	$K_{ш}$, дБ	K_p , дБ
1	3П320	НИИ «Пульсар»	аАо.339.167	8	6	5
2	3П324	ЦП НИ		12	5	5
				10	6	6

3	ЗПЗ21	НЗЛК	аАо.339.206	8 8	3.5 2.8	3.5 7.0
4	ЗПЗ25	-«-	аАо.336.446	8	2	4.5
5	ЗПЗ26	-«-		17.4	4.5	3

К сожалению, разработчики и изготовители транзисторов в документации на транзисторы (технические условия, ТУ) дают довольно скудную информацию, недостаточную для расчета. Так, обычно приводятся несколько статистических характеристик, предельные электрические параметры рабочих режимов, данные об усилении и коэффициенте шума на частоте испытаний. Необходимые для расчета транзисторных СВЧ усилителей S - параметров и первичных шумовые параметров в ТУ не приводятся.

Поэтому для извлечения необходимых параметров нужно построить модель транзистора, и так, чтобы её характеристики совпадали с характеристиками, даваемыми разработчиком и изготовителем транзистора. После построения такой модели из неё извлекается вся необходимая информация для полного расчета.

Процедура построения модели включает параметрический синтез физической эквивалентной схемы замещения транзистора. Синтезированная физическая эквивалентная схема полевого транзистора ЗПЗ21 в диапазоне частот 5...7 ГГц приведена на рис. 9.1. Номиналы элементов, указанные в схеме, относятся к линейному режиму. Для расчета нелинейных характеристик необходимо описать нелинейные эффекты, возникающие при большом сигнале. Количество экспериментальных данных для выявления и описания нелинейностей СВЧ транзистора резко возрастает по сравнению с данными, необходимыми для построения линейной схемы замещения, и это заключается в измерении S -параметров большого сигнала, т.е. соотношений между падающими и отраженными волнами на полюсах транзистора при различных мощностях на входе. Из-за сложности таких экспериментов и расчетов по нелинейной модели транзистора, в данной методике информация о нелинейных свойствах СВЧ транзистора извлекается из статических характеристик.



По этим параметрам проводим анализ характеристик транзистора, чтобы убедиться, что на данном транзисторе можно построить усилитель, удовлетворяющий заданию.

Инвариантный коэффициент устойчивости, количественно характеризующий устойчивость транзистора, определяется по формуле

114

Если $k > 1$, а также выполняются условия

$$k_1 = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}S_{21}| > 1, \quad (9.2)$$

$$k_2 = 1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}S_{21}| > 1, \quad (9.3)$$

то транзистор абсолютно устойчив при любых отражениях на его зажимах. Ограничений на выбор Γ_1 и Γ_2 в этом случае нет. Если не выполняется одно из условий, то необходимо построить окружности устойчивости и выбрать Γ_1 и Γ_2 , в областях, которые гарантируют устойчивую работу транзистора с заданным запасом. Центр окружности устойчивости на выходной плоскости Γ_2 определяется из формул:

- центр окружности (расстояние и угол)

$$r_{s.2} = \frac{S_{22}^* - \Delta_s^* S_{11}}{|S_{22}|^2 - |\Delta_s|^2} \quad (9.4),$$

- радиус окружности (величина).

$$\rho_{s.2} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{|S_{22}|^2 - |\Delta_s|^2} \quad (9.5)$$

Аналогичные выражения для окружностей устойчивости на плоскости Γ_1 с учетом замены индексов.

Расчет шумовых характеристик

При расчете коэффициента шума каскада полезно знать предельные шумовые характеристики, достигаемые при оптимальном коэффициенте отражения $\Gamma_{u.onm}$:

$$|\Gamma_{u.onm}| = \frac{\Delta_{11} - \Delta_{22}}{2|\Delta_{21}|} - \sqrt{\frac{(\Delta_{11} - \Delta_{22})^2}{4|\Delta_{21}|^2} - 1}, \quad (9.6)$$

$$\varphi_{u.onm} = -\varphi_{\Delta_{21}}.$$

При таком отражении на входе транзистора коэффициент шума каскада минимален и равен

$$K_{ш.мин} = 1 + \frac{\Delta_{11} - \Delta_{22}}{2} + \sqrt{\frac{(\Delta_{11} + \Delta_{22})^2}{4} - |\Delta_{21}|^2} \quad (9.7)$$

Коэффициент шума транзистора в 50-Омном тракте равен

$$K_{50} = 1 + \Delta_{11}. \quad (9.8)$$

В этих формулах Δ_{ij} – Δ - параметры транзистора, являющиеся элементами матрицы спектральных плотностей, соответствующей описанию передаточных свойств четырехполюсника в системе Т-параметров. Решив систему уравнений (9.6–9.8) относительно Δ -параметров, получаем полезные для практики следующие уравнения:

$$\Delta_{11} = K_{50} - 1; \quad (9.9)$$

$$\Delta_{22} = 1 - K_{ш.мин} + \frac{K_{50} - K_{ш.мин}}{| \Gamma_{ш.онт} |^2}; \quad (9.10)$$

$$|\Delta_{21}| = \frac{K_{50} - K_{ш.мин}}{| \Gamma_{ш.онт} |}; \quad \varphi_{21} = -arg(\Gamma_{ш.онт}). \quad (9.11)$$

Отметим также, что Touchstone, Microwave Office и другие современные программы, в качестве вводимых шумовых параметров использует гибридную систему, состоящую из параметров $K_{ш.мин}$, $\Gamma_{ш.онт}$ и r_n – нормированное шумовое сопротивление в системе А-параметров. Поэтому удобно иметь уравнения, позволяющей найти Δ - параметры по заданным в файлах шумовых параметров импортных транзисторов:

$$\Delta_{11} = K_{ш.мин} - 1 + r_n | \Gamma_{ш.онт} |^2; \quad (9.12)$$

$$\Delta_{22} = 1 - K_{ш.мин} + r_n; \quad (9.13)$$

$$|\Delta_{21}| = r_n; \quad \varphi_{21} = -arg(\Gamma_{ш.онт}). \quad (9.14)$$

Эти соотношения впервые вводятся в литературу.

Итак, процесс проектирования, после нахождения Δ - параметров состоит в определении потенциальных возможностей транзисторов и расчета по формулам

Центров и радиусов окружностей равного коэффициента шума, начиная с минимального коэффициента шума.

Табл. 9.2. Предельные шумовые характеристики каскада на транзисторе 3П321 (расчет по Δ -параметрам)

Частота, ГГц	$K_{ш0}$, дБ	$K_{ш\text{ мин}}$, дБ	$\Gamma_{опт}$
5.0	5.291	3.057	$0.711 \angle 78.9^\circ$
5.3	5.320	3.246	$0.689 \angle 84.7^\circ$
5.6	5.358	3.434	$0.667 \angle 90.7^\circ$
5.9	5.402	3.618	$0.646 \angle 96.8^\circ$
6.2	5.454	3.798	$0.625 \angle 103.2^\circ$
6.5	5.516	3.976	$0.605 \angle 109.7^\circ$
6.8	5.585	4.15	$0.586 \angle 116.4^\circ$

Табл. 9.3. Рассчитанные окружности равного коэффициента шума на плоскости Γ_1 (для частоты 5.9 ГГц)

$K_{ш}$, ед	$K_{ш}$, дБ	$C_{ш}$	$R_{ш}$
2.512	4.0	$0.6 \angle 96.8^\circ$	0.207
3.162	5.0	$0.494 \angle 96.8^\circ$	0.400
3.981	6.0	$0.404 \angle 96.8^\circ$	0.526
5.012	7.0	$0.328 \angle 96.8^\circ$	0.623
6.31	8.0	$0.266 \angle 96.8^\circ$	0.698
7.943	9.0	$0.214 \angle 96.8^\circ$	0.759
10.00	10.0	$0.172 \angle 96.8^\circ$	0.807

Поскольку коэффициент шума зависит от коэффициента отражения на входе и не зависит от коэффициента отражения на выходе транзистора, то на плоскости входного коэффициента отражения можно построить линии равного коэффициента шума. Эти линии являются окружностями и строятся по следующим формулам:

- центр окружности для заданного коэффициента шума $K_{ш}$,

$$\Gamma_{ш} = \frac{\Delta_{21}^*}{K_{ш} - 1 + \Delta_{22}}, \quad (9.15)$$

а радиус этой окружности

$$R_{ш} = \frac{(K_{ш} - 1 - \Delta_{11})(K_{ш} - 1 + \Delta_{22}) + |\Delta_{21}|^2}{(K_{ш} - 1 + \Delta_{22})^2}. \quad (9.16)$$

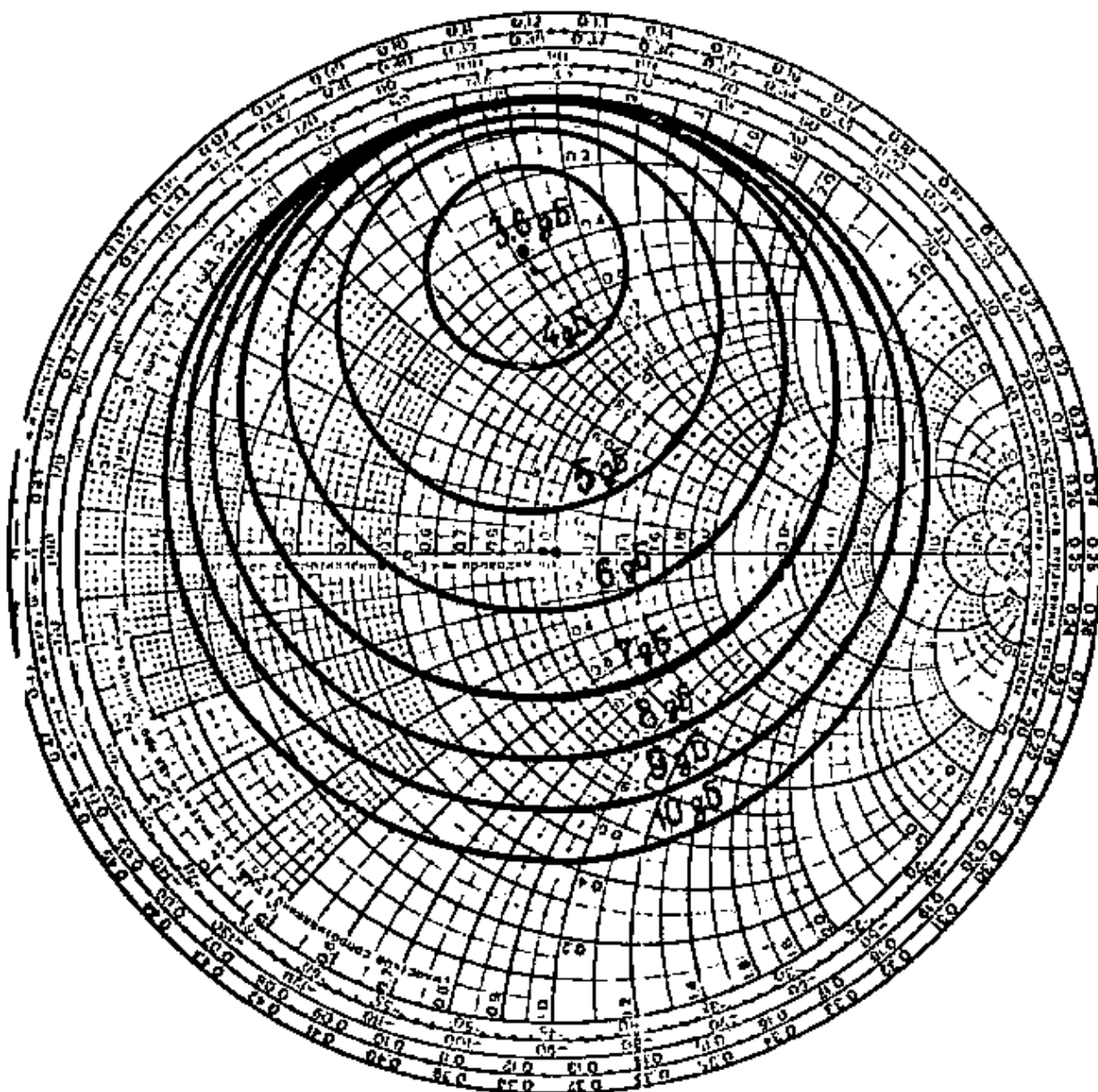


Рис. 9.3. Окружности равного коэффициента шума на плоскости комплексных коэффициентов отражения Γ_1 для ПТ 3П321 на частоте 5.9 ГГц.

Результаты расчета центров и радиусов окружностей равного коэффициента шума для заданного транзистора на частоте 5,9 ГГц сведены в табл. 9.3.

Для оценки шумовых свойств каскада в каскадном соединении применяется т.н. мера шума, связанная с коэффициентом шума и номинальным коэффициентом передачи мощности следующим соотношением:

$$M_u = \frac{K_u - 1}{1 - 1/K_p} \quad (9.17).$$

Приведем формулы для построения окружностей равной меры шума. Центр окружности находится по формуле

$$C_M = \frac{M_u C^* - \Delta_{21}}{M_u \beta - \Delta_{21}^*}, \quad (9.18)$$

а радиус

$$R_M = \frac{\sqrt{M_u^2 (|C| - \alpha\beta) + M_u [\alpha\Delta_{22} + \beta\Delta_{11} - 2\operatorname{Re}(C\Delta_{21})] - \Delta_{11}\Delta_{22} + |\Delta_{21}|^2}}{M_u \beta - \Delta_{22}} \quad (9.19)$$

где M_u - заданная мера шума,

$$\alpha = 1 + (|S_{22}|^2 - 1) / |S_{21}|^2, \quad (9.20)$$

$$\beta = (|S_{11}|^2 - |\Delta_s|^2) / |S_{21}|^2 - 1, \quad (9.21)$$

$$C = (S_{11} - \Delta_s S_{22}^*) / |S_{21}|^2 \quad (9.22)$$

При расчете полезным также будет формула для минимальной меры шума, достигаемой при рассогласовании на входе (формула 9.23):

$$M_{u, \min} = \frac{-[\alpha\Delta_{22} + \beta\Delta_{11} - 2\operatorname{Re}(C\Delta_{21})] \pm \sqrt{[\alpha\Delta_{22} + \beta\Delta_{11} - 2\operatorname{Re}(C\Delta_{21})]^2 - 4(|C| - \alpha\beta)[|\Delta_{21}|^2 - \Delta_{11}\Delta_{22}]}}{2(|C| - \alpha\beta)}$$

(из двух значений выберите меньшее по модулю и положительное).

Результаты расчета окружностей равной меры шума сведены в табл. 9.5 и показаны на рис. 9.4.

Табл. 9.5. Минимальная мера шума и коэффициент отражения Γ_1 , при которой она достигается

частота, ГГц	$M_{ш \min}$, ед	$M_{ш \min}$, дБ	$\Gamma_{опт}$
5.0			
5.3			
5.6			
5.9	1.076	0.318	$0.665 \angle 96.8^\circ$
6.2			
6.5			

6.8			
-----	--	--	--

Табл. 9.5. Рассчитанные окружности равной меры шума на плоскости Γ_1 (для частоты 5.9 ГГц)

$M_{ш}, \text{ед}$	$M_{ш}, \text{дБ}$	C_M	R_M
1.076	0.318	$0.665 \angle 96.8^\circ$	0
1.259	1.000	$0.613 \angle 96.9^\circ$	0.197
1.585	2.000	$0.534 \angle 97.0^\circ$	0.323
1.995	3.000	$0.455 \angle 97.1^\circ$	0.422
2.512	4.000	$0.377 \angle 97.1^\circ$	0.508
3.162	5.000	$0.303 \angle 97.3^\circ$	0.585
3.981	6.000	$0.236 \angle 97.4^\circ$	0.653
5.012	7.000	$0.172 \angle 97.7^\circ$	0.713
6.31	8.000	$0.116 \angle 98.3^\circ$	0.766
7.943	9.000	$0.067 \angle 99.4^\circ$	0.811
10.000	10.0	$0.025 \angle 104.1^\circ$	0.849

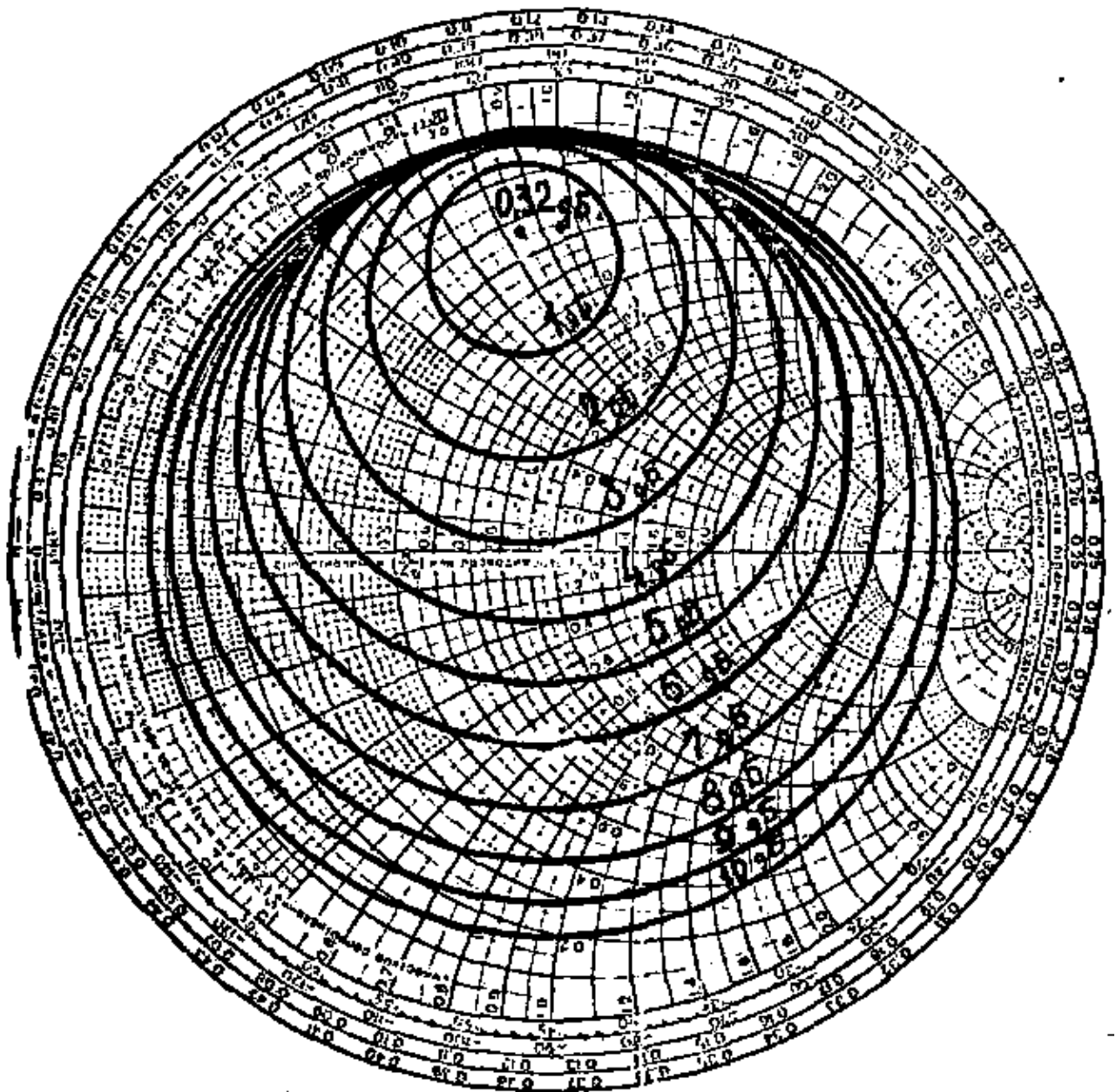


Рис. 9.4. Окружности равной меры шума на частоте 5.9. ГГц

Расчет окружностей равной выходной мощности

Практическим результатом расчета линий равной выходной мощности является выбор Γ_2 , при которой транзистор обеспечивает максимальную мощность в нагрузку, т.е. максимальную мощность насыщения по выходу.

Существует несколько подходов к решению этой задачи. Большинство из них ориентируется на анализ нелинейных элементов физической эквивалентной схемы замещения и требуют применения

ЭВМ. Для первого этапа курсового проектирования рекомендуется наглядный графоаналитический метод, основанный на анализе статических характеристик транзистора.

На рис. 9.5 приведены статические характеристики транзистора 3П321. В зависимости от реальной части нагрузки, приведенной к выходным полюсам транзистора, нагрузочная прямая имеет различный наклон на семействе выходных статических характеристик.

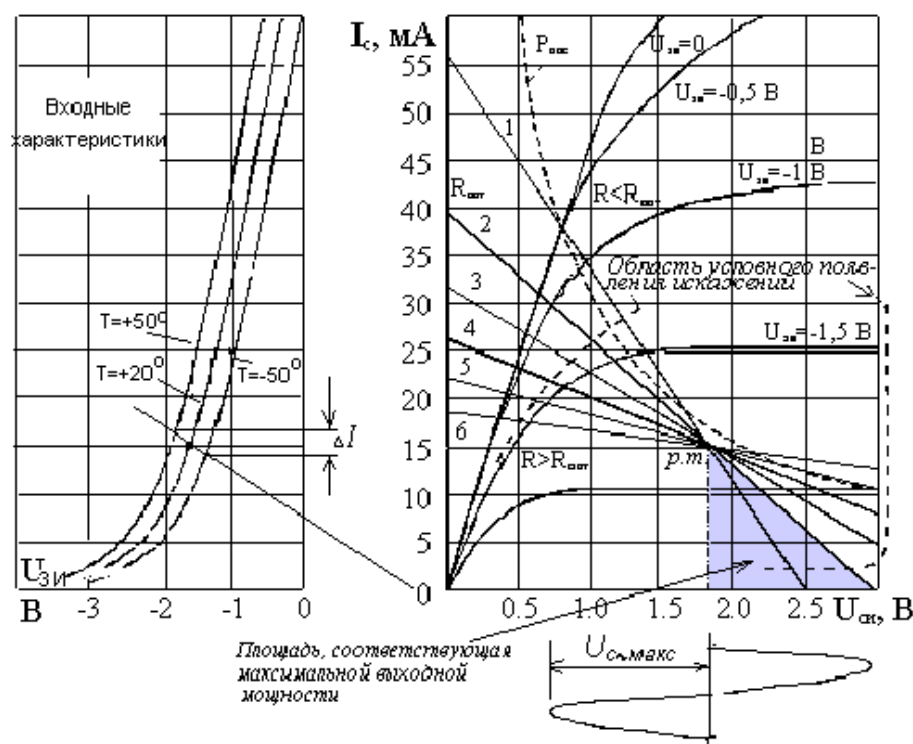


Рис. 9.5. Статические характеристики полевого СВЧ транзистора 3П321. Выбранная рабочая точка и нагрузочные прямые соответствуют примеру расчета.

Нагрузочная прямая соответствует уравнению

$$I_c = \frac{1}{R_n} (U_{си.макс} - U_{си}) \quad (9.24)$$

В рабочей точке $U_{си} = U_{си0}$ и $I_{c0} = \frac{1}{R_n} (U_{си.макс} - U_{си0})$ (9.25)

Зафиксировав рабочую точку ($I_{c0}, U_{си0}$) получаем, как максимальное напряжение $U_{си.макс}$, и связанный с ней максимальный размах СВЧ напряжения, зависят от R_n .

Линия 2 соответствует оптимальному нагрузочному сопротивлению, линия 1 – меньшим сопротивлениям нагрузки, линии 3 ...6 – большим. Номинальная выходная мощность транзистора зависит от используемой части нагрузочной прямой и равна

$$P_{ном} = \frac{I_{с \sim макс} U_{с \sim макс}}{2} \quad (9.26)$$

Максимум номинальной выходной мощности достигается при оптимальном использовании нагрузочной прямой, т.е. одновременном полном использовании размаха по напряжению и размаха по току (при максимальной симметрии). Причем в малосигнальных режимах все равно, какой наклон имеет нагрузочная прямая, т.к. ограничение тока или напряжения по амплитуде не происходит. Это дает основание рассчитывать окружности равного усиления в малосигнальном режиме, т.е. применяя малосигнальные S -параметры.

Центры и радиусы окружности равной выходной мощности определяются на основании того факта, что центр и радиус окружности равного нормированного сопротивления на диаграмме Смита:

$$C_p = \frac{1}{1 + R'_n}, \quad \rho_p = \frac{R'_n}{1 + R'_n}, \quad (9.27)$$

где $R'_n = ctg\alpha$ – нормированное сопротивление нагрузки, пропорциональное наклону нагрузочной линии (можно использовать и формулы равной нормированной проводимости, но тогда результат будет симметричный, как на рис.9.5). Для СВЧ усилителя R_n – это реальная часть *комплексной нагрузки* на СВЧ частоте. Поскольку в зависимости от наклона нагрузочной прямой с увеличением мощности СВЧ наступает отсечка или по току, или по напряжению, в этих двух случаях окружности равной мощности рассчитываются по разным формулам:

$$R_n < R_{н.ом} : \quad C_p = \frac{U_o^2}{2Z_o P + U_o^2}, \quad \rho_p = \frac{2Z_o P}{2Z_o P + U_o^2} \quad (9.28)$$

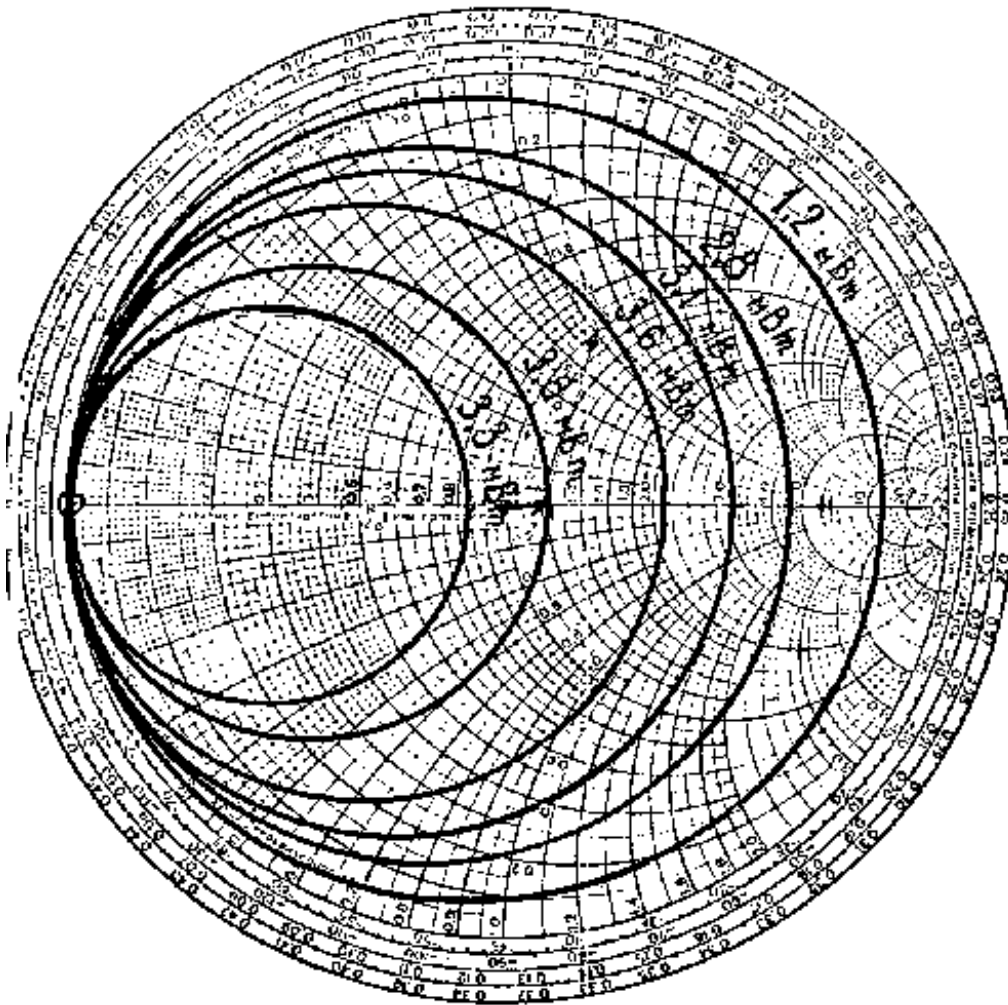
$$R_n > R_{н.ом} : \quad C_p = \frac{2P}{Z_o I_o^2 + 2P}, \quad \rho_p = \frac{Z_o P}{Z_o I_o^2 + 2P}, \quad (9.29)$$

где P - мощность в нагрузке,
 $Z_o = 50 \text{ Ом}$

I_o , U_o - ток и напряжение в рабочей точке.

С известным приближением линии равной выходной мощности повторяют линии равных сопротивлений. Поэтому алгоритм построения этих линий будет состоять в следующем. Проводим несколько нагрузочных прямых (1 ... 6), наклон которых определяется активной частью сопротивления нагрузки, нормированной к 50 Ом, выделяем область появления максимально допустимых нелинейных искажений, ограниченную сверху областью насыщения, а снизу – областью малых токов, и рассчитываем для каждой линии

$$P_{\text{лин}} = \frac{I_{k\sim} U_{k\sim}}{2} = \frac{I_o^2}{2} R = \frac{U_o^2}{2R} \quad (9.30)$$



Итак, алгоритм расчета состоит в следующем: 1) Определяем оптимальную рабочую точку на семействе нагрузочных характеристик; 2) Строим оптимальную нагрузочную линию и рассчитываем оптимальное сопротивление (или проводимость), обеспечивающее максимум линейной выходной мощности; 3) Строим окружности для этой оптимальной нагрузки, а также для нагрузок, меньших и больших оптимальной, по формулам (9.28- 9.29); 4) Находим, по (9.30) мощности, соответствующие этим окружностям и наносим их на диаграмму Смита.

Наибольшее приближение данного метода связано с выбором области появления нелинейных искажений, однако он дает точность, достаточную для инженерного расчета. В табл. 9.6 сведены результаты расчета линий равной линейной выходной мощности, для области появления нелинейных искажений, ограниченной пунктирной линией на рис. 9.4.

Табл.9.6. Центры и радиусы окружностей равной номинальной выходной мощности каскада на усилителе 3П321

№ линии	Номинальная выходная мощность, мВт	Центр	Радиус
	3.3	0.5355	0.4645
2	3.83	0.4331	0.5669
3	3.6	0.3207	0.6793
4	3.15	0.2421	0.7579
5	2.82	0.1724	0.8276
6	1.2	0.077	0.92

Расчет передаточных характеристик

Коэффициент передачи по мощности каскада K_p зависит от Γ_1 и Γ_2 . Коэффициент отражения на выходе Γ_2 выбирается из условия получения максимальной линейной выходной мощности транзистора на предыдущем шаге расчета. Значит, для выбора K_p можно изменять согласование на входе. Для анализа изменения K_p от Γ_1 строятся линии равного K_p на плоскости Γ_1 . При заданном Γ_2 окружности равного K_p определяются центром

$$C_G = \frac{g_1(1-\Gamma_2 S_{22})(S_{11}-\Delta_S \Gamma_2)^*}{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_2|^2)+g_1|S_{11}-\Gamma_2 \Delta|^2} \quad (9.24)$$

и радиусом

$$\rho_G = \frac{\sqrt{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma_2|^2) \left[g_1 |S_{11} - \Delta_S \Gamma_2|^2 + |S_{21}|^2 (1-|\Gamma_2|^2) - g_1 |1 - \Gamma_2 S_{22}|^2 \right]}}{|S_{21}|^2 (1-|\Gamma_2|^2) + g_1 |S_{11} - \Gamma_2 \Delta|^2} \quad (9.32)$$

где $g_1 = K_p / |S_{21}|^2$ - нормированный коэффициент передачи по мощности,
 K_p - коэффициент передачи по мощности, ед.

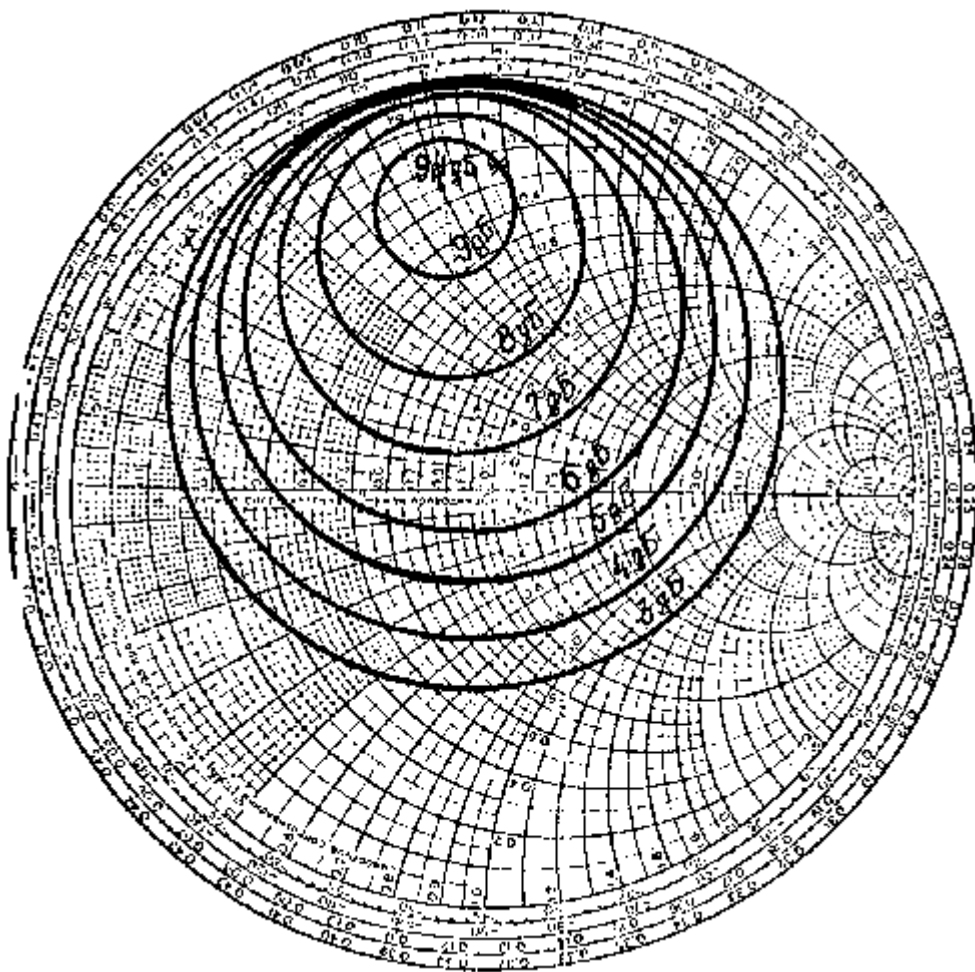


Рис. 9.6. Окружности равного усиления на плоскости Γ_1 при условии получения номинальной мощности¹ на выходе для ПТ 3П321 на частоте 5,9 ГГц

S_{ij} - S-параметры, k - инвариантный коэффициент устойчивости.

Результаты расчета по этим формулам приведены в табл. 9.7. Так как применяемый транзистор в рассматриваемом диапазоне частот является абсолютно устойчивым, то он позволяет получить максимальный устойчивый коэффициент передачи $K_{p \max}$, достигаемый

при сопряженном согласовании на входе и выходе. Эти параметры полезно знать при расчете предельных усилительных возможностей транзистора.

Коэффициенты отражения, при которых достигается условия сопряженного согласования находятся по формулам [1]

$$\Gamma_1 = \Gamma_{m.1} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}, \quad (9.33)$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_{m.2} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}, \quad (9.34)$$

где:

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta_s|^2, \quad (9.35)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta_s S_{22}^*, \quad (9.36)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta_s|^2, \quad (9.37)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta_s S_{11}^*, \quad (9.38)$$

$$\Delta_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (9.39)$$

а максимальный коэффициент усиления равен

$$K_{p.макс} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|^2 (k - \sqrt{k^2 - 1}) \quad (9.40)$$

Сравнивая коэффициент отражения $\Gamma_{m.2}$, обеспечивающий сопряженное согласование на выходе со значением Γ_2 для получения максимальной неискаженной мощности на выходе (табл.9.6) видим, что эти условия достигаются при разных Γ_2 . Для максимизации номинальной выходной мощности транзистора (усиление можно ком-

пенсировать предварительными каскадами, если рассчитываемый каскад стоит выходным), выбираем $\Gamma_2 = 0.38 \angle 86^\circ$.

Табл. 2.10. Предельные усилительные возможности транзистора 3П321 (максимальный малосигнальный коэффициент передачи по мощности и Γ_1 , Γ_2 , при которых он достигается)

Частота, ГГц	$K_{p \text{ макс}}, \text{ед}$	$K_{p \text{ макс}}, \text{дБ}$	$\Gamma_1 \text{ опт}$	$\Gamma_2 \text{ опт}$
5.0	12.534	10.981	$0.79 \angle 89.0^\circ$	$0.838 \angle 52.5^\circ$
5.3	12.705	10.399	$0.764 \angle 93.1^\circ$	$0.825 \angle 54.3^\circ$
5.6	9.761	9.895	$0.743 \angle 97.2^\circ$	$0.817 \angle 56.4^\circ$
5.9	8.817	9.453	$0.726 \angle 101.3^\circ$	$0.811 \angle 58.6^\circ$
6.2	8.056	9.061	$0.714 \angle 105.3^\circ$	$0.807 \angle 60.9^\circ$
6.5	7.434	8.712	$0.705 \angle 109.3^\circ$	$0.806 \angle 63.4^\circ$
6.8	6.918	8.400	$0.705 \angle 109.3^\circ$	$0.806 \angle 66.0^\circ$

Табл.2.9. Центры и радиусы окружностей равного коэффициента реализуемого усиления на плоскости Γ_1 (при $\Gamma_2=0.38 \angle 86^\circ$) на частоте 5.9 ГГц

$K_{p \text{ реал}}, \text{ед}$	$K_{p \text{ реал}}, \text{дБ}$	C_{gl}	R_{gl}
1.995	3.000	$0.258 \angle 101.2^\circ$	0.724
2.512	4.000	$0.311 \angle 101.2^\circ$	0.665
3.162	5.000	$0.372 \angle 101.2^\circ$	0.596
3.981	6.000	$0.441 \angle 101.2^\circ$	0.517
5.012	7.000	$0.517 \angle 101.2^\circ$	0.423
6.310	8.000	$0.599 \angle 101.2^\circ$	0.313
7.943	9.000	$0.686 \angle 101.2^\circ$	0.164

Расчет линий равного динамического диапазона

Настройка выходной согласующей цепи на максимум линейной выходной мощности, а входной - на минимум коэффициента шума еще не обеспечивает получение максимума динамического диапазона. Это происходит потому, что мощность насыщения по входу, которая определяет верхнюю границу динамического диапазона, зависит и от линейной мощности на выходе, и от коэффициента отражения на входе. Поэтому для оценки потери в динамическом диапазоне при настройке на минимум шума на плоскости Γ_1 наносят

линии равного динамического диапазона. Центр окружности равного динамического диапазона определяется по формуле

$$\Gamma_{GD} = \frac{\Gamma_{ex}^* - \Delta_{21}^* D_n}{|\Gamma_{ex}|^2 + (1 - \Delta_{22}) D_n} \quad (9.41)$$

а радиус окружности

$$\rho_{GD} = \frac{\sqrt{[(1 + \Delta_{11}) D_n - 1] [|\Gamma_{ex}|^2 + (1 - \Delta_{22}) D_n] + |\Gamma_{ex} - D_n \Delta_{21}|^2}}{|\Gamma_{ex}|^2 + (1 - \Delta_{22}) D_n} \quad (9.42)$$

где Γ_{ex} - коэффициент отражения от входа транзистора - определяется по формуле

$$\Gamma_{ex} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_2}{1 - S_{22} \Gamma_2}, \quad (9.43)$$

S_{ij} – S-параметры транзистора,

Γ_2 – коэффициент отражения от нагрузки, выбранный на предыдущем

этапе расчета,

Δ_{ij} – шумовые параметры,

D_n – нормированный динамический диапазон,

$$D_n = \frac{D \alpha k T_o \Delta f_{ш} (1 - |\Gamma_{ex}|^2)}{P_{нас.0}}, \quad (9.44)$$

D – значение динамического диапазона, ед,

α – коэффициент различимости сигнала на фоне помех по мощности,

$\alpha \neq 1$, если за каскадом следует устройство обработки сигнала,

$\alpha = 1$ для промежуточных каскадов,

$\Delta f_{ш}$ – шумовая полоса частот сигнала, Гц, $\Delta f_{ш}$ можно принять равной полосе пропускания всего тракта СВЧ приемника,

$P_{нас0}$ – мощность насыщения входа транзистора, определяется по формуле, полученной на предыдущем шаге линейной мощ-

ности насыщения по выходу и коэффициенту передачи ко входу транзистора. $P_{нас0}$ определим по формуле

$$P_{нас0} = \frac{P_{вых.нас} |1 - S_{22} \Gamma_2|^2 (1 - |\Gamma_{ex}|^2)}{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)} \quad (9.45)$$

Подставив все необходимые величины, получим $P_{нас0} = 0.369$ мВт, $\Gamma_{ex} = 0.624 \angle -95^\circ$. Принимаем $\Delta f_{ш} = 10^6$ Гц, $\alpha k T_0 = 4,0434 \cdot 10^{-21}$ и взяв Δ -параметры из табл. 9.2 для частоты 5.9 ГГц, рассчитаем линии равного динамического диапазона. Результаты расчета сведены в табл. 9.11.

Максимально достижимый динамический диапазон определяется по формуле

$$D_{max} = \frac{P_{нас.0}}{\alpha k T_0 \Delta f (1 - |\Gamma_{ex}|^2)} \frac{1 - \Delta_{22} + 2 \operatorname{Re}(\Gamma_{ex} \Delta_{21}) - (1 + \Delta_{11}) |\Gamma_{ex}|^2}{[(1 + \Delta_{11})(1 - \Delta_{22}) + |\Delta_{21}|^2]} \quad (9.46)$$

и равен для рассматриваемого каскада 120 дБ, достигая этого максимума на границе допустимых $\Gamma_1 > 1$. Учитывая наличие приближений, при которых определялась величина $P_{нас.0}$, реально значения динамического диапазона будут отличаться от рассчитанных. Однако нанесенные линии и значения максимального динамического диапазона дают хорошее приближение для оценки динамических свойств каскада. Анализ формул позволяет определить, от каких характеристик и как зависит динамический диапазон каскада.

Табл.2.11. Центры и радиусы окружностей равного динамического диапазона

№ линии	Динамический диапазон, дБ	Нормированный динамический диапазон	Центр окружности	радиус
1	90	0.00669	$1.647 \angle 94.8^\circ$	0.427
2	92	0.01060	$1.673 \angle 94.7^\circ$	0.541
3	94	0.01680	$1.715 \angle 94.5^\circ$	0.687
4	96	0.02662	$1.784 \angle 94.2^\circ$	0.878
5	98	0.04220	$1.897 \angle 93.7^\circ$	1.136
6	100	0.06688	$2.086 \angle 93.1^\circ$	1.482

7	102	0.10560	2.415 \angle 92.2°	1.989
8	104	0.16800	3.024 \angle 91.1°	2.789
9	106	0.26367	4.253 \angle 89.9°	4.214
10	108	0.42197	7.743 \angle 88.5°	7.910
11	110	0.66878	33.427 \angle 87.2°	33.787
12	112	1.059953	17.909 \angle 266.1°	17.372
13	114	1.67991	8.081 \angle 264.5°	7.390
14	116	2.66248	5.750 \angle 264.1°	4.933
15	118	4.21975	4.781 \angle 264.1°	3.867
16	120	6.68785	4.293 \angle 263.8°	3.306
17	122	10.599525	4.021 \angle 263.6°	2.983

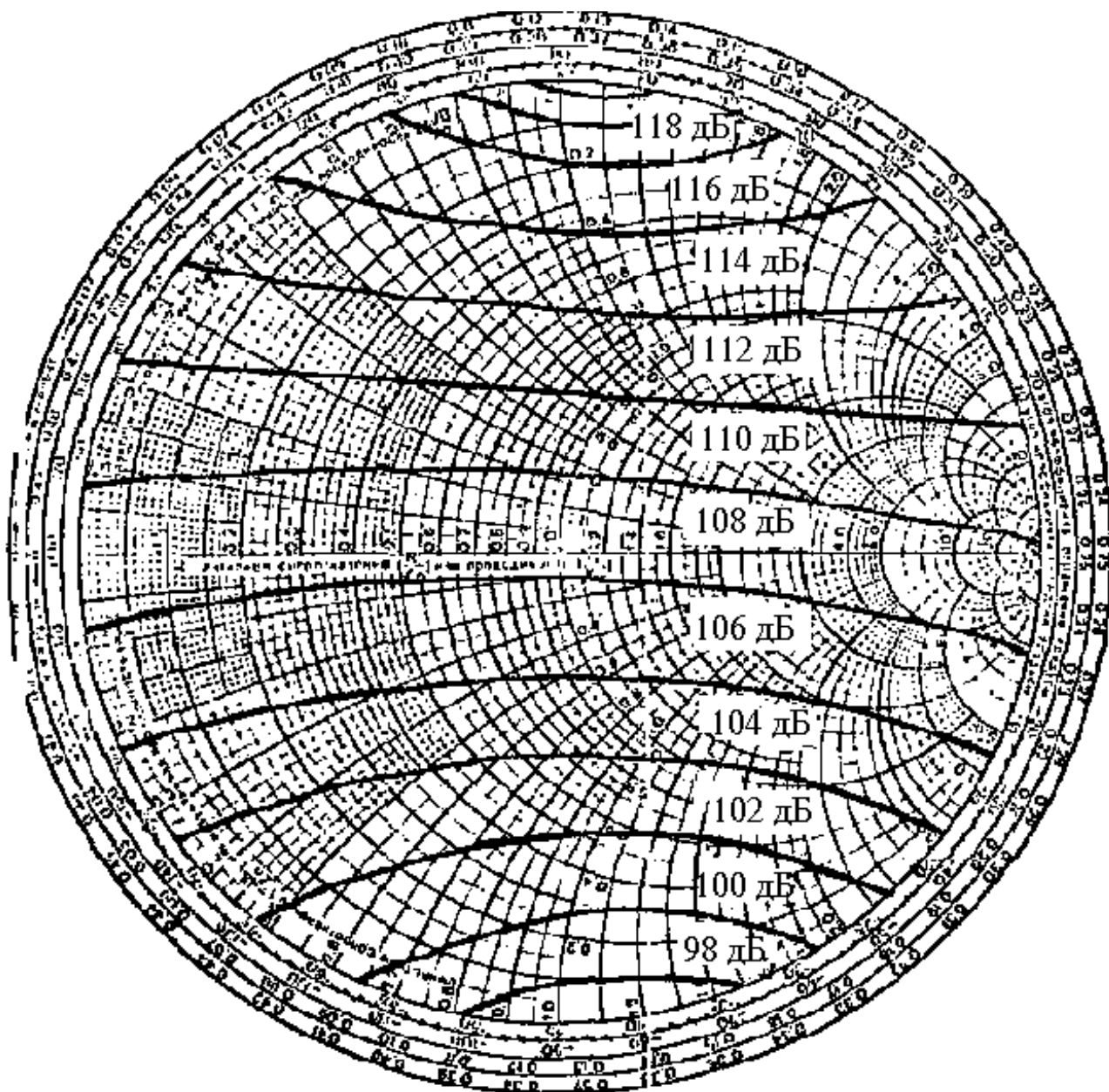


Рис. 9.7. Линии равного динамического диапазона на плоскости Γ_1 для ПТ 3П321 на частоте 5,9 ГГц

8. Нанесение линий, полученных по пп. 3.7 на диаграмму Смита и принятие решения по выбору Γ_1 и Γ_2

Все линии, рассчитанные на предыдущих шагах расчета нанесем на диаграмму Смита, представляющую собой комплексную плоскость коэффициентов отражения во входной и выходной плоскостях транзистора (рис. 9.3 ... 9.7). В результате анализа всех характеристик, с целью удовлетворения заданию, принимаем ($\Gamma_{ex}=0.6242342992$)

$$\Gamma_1 = 0,78 \angle 90^\circ .$$

$$\Gamma_2 = 0,38 \angle 86^\circ.$$

9. Расчет характеристик усилителя по выбранным Γ_1 и Γ_2 .

Поскольку при выборе Γ_1 и Γ_2 допускалось предпочтение одних характеристик другим, то необходимо произвести расчет ожидаемых характеристик каскада при выбранных Γ_1 и Γ_2 .

Характеристики каскада в зависимости от коэффициентов отражения в плоскости транзистора определяются по следующим формулам.

Коэффициент устойчивости каскада

$$K_{yc} = \frac{1 - |\Gamma_1 S_{11}|^2 - |\Gamma_2 S_{22}|^2 + |\Gamma_1 \Gamma_2 \Delta_S|^2}{2|\Gamma_1 \Gamma_2| |S_{12} S_{21}|} = 15.3 \quad (9.47)$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_{p.o} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)(1 - |\Gamma_1|^2)}{|(1 - \Gamma_1 S_{11})(1 - \Gamma_2 S_{22}) - \Gamma_1 \Gamma_2 S_{12} S_{21}|^2} = 6.48 \text{ дБ} \quad (9.48)$$

Коэффициент шума

$$K_{ш} = 1 + \frac{\Delta_{11} + \Delta_{22} |\Gamma_1|^2 - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_1 \Delta_{21}^*)^2}{1 - |\Gamma_1|^2} = 2.48 = 3.94 \text{ дБ} \quad (9.49)$$

Мера шума

$$M_{ш} = \frac{\Delta_{11} + \Delta_{22} |\Gamma_1|^2 - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_1 \Delta_{21}^*)^2}{\alpha + |\Gamma_1|^2 \beta - 2 \operatorname{Re}(\Gamma_1 C_1)} = 1.69 = 2.27 \text{ дБ} \quad (9.50)$$

Динамический диапазон каскада

$$D = \frac{P_{нас0}}{D_p k T_0 \Delta f (1 - |\Gamma_{ex}|^2) (1 - |\Gamma_{ex}|^2) K_{ш}} = 109 \text{ дБ} \quad (9.51)$$

10. Выбор структуры и расчет параметров согласующих цепей

В зависимости от диапазона частот согласующие цепи реализуются либо в виде дискретных элементов, либо в виде элементов с распределенными параметрами. Наиболее общим методом решения является синтез согласующих цепей, стоящий из следующих этапов:

- аппроксимация требуемой частотной характеристики аналитической функцией с заданной точностью,
- расчет элементов низкочастотного прототипа,
- выполнение преобразования Нортон для получения требуемой трансформации импедансов,
- абсорбция реактивных частей согласуемых импедансов,
- реализация полученных элементов на СВЧ.

Выполнение этого алгоритма в полном объеме гарантирует получение равномерной частотной характеристики согласующих цепей. Однако особенности расчета согласующих цепей для транзисторных СВЧ усилителей - частотная зависимость импедансов, спад усиления с увеличением частоты усложняет аналитический расчет согласующих цепей. Поэтому в настоящее время наибольшее распространение получил метод, использующий параметрический синтез согласующих цепей на персональном компьютере (ПК).

Проведение синтеза на ПК требует ввода начальной структуры и параметров согласующих цепей, причем, чем точнее это начальное приближение будет, тем большая вероятность достижения глобального экстремума при проведении оптимизации и, соответственно, более точного решения.

Для нахождения начальной топологии и величин элементов и согласующей цепи можно применить алгоритм расчета, приведенный в табл 9.12. Кроме того, согласующие цепи, рассчитанные по этому алгоритму, можно использовать и без последующей оптимизации параметров для построений усилителей с умеренной полосой пропускания порядка 15 ... 20 %, а также при отработке макетов транзисторных СВЧ усилителей и испытании СВЧ транзисторов на конкретных частотах.

Структура согласующих цепей выбирается в зависимости от требуемой трансформации импедансов. Как правило, чем больше отношение согласуемых импедансов, тем более сложную структуру

нужно выбирать, чтобы обеспечить требуемый коэффициент трансформации. Рекомендуется просчитать несколько вариантов согласующих цепей, с тем, чтобы окончательный выбор сделать при отработке топологии всего усилителя.

Для следующих верхней частоты диапазона, в котором работает усилитель:

$$f_n=5,6 \text{ ГГц}, f_в=6,2 \text{ ГГц}, \text{ и } R_L = R_{уст} = 50 \text{ Ом},$$

рассчитаем согласующие цепи типа А - С по алгоритму, приведенному в табл. 9.12. Входной и выходной импеданс транзистора определяются по следующим формулам:

$$Z_{вх} = \frac{1 - \Gamma_1^*}{1 + \Gamma_1^*} \cdot 50 \quad Z_{вых} = \frac{1 - \Gamma_2^*}{1 + \Gamma_2^*} \cdot 50 \quad (9.45)$$

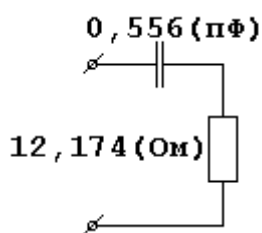
и для рассчитываемого каскада равны

$$Z_{вх} = 12,174 \text{ (Ом)} - j48,495 \text{ (Ом)},$$

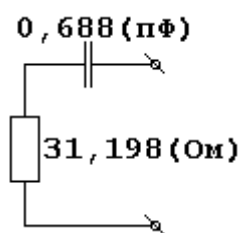
$$Z_{вых} = 39,198 \text{ (Ом)} - j34,733 \text{ (Ом)},$$

что соответствует следующим схемам замещения входной и выходной цепи транзистора.

Входная цепь:



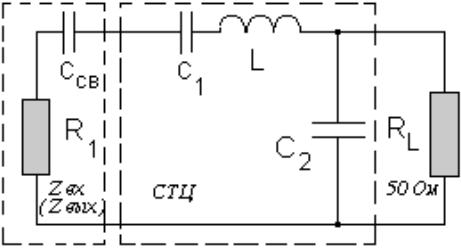
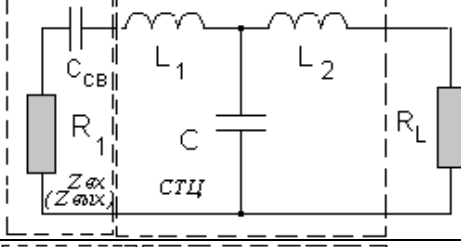
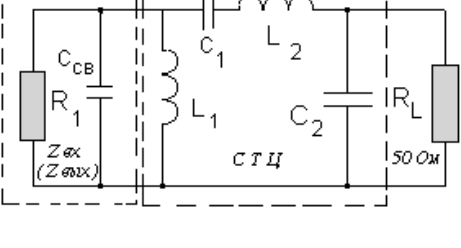
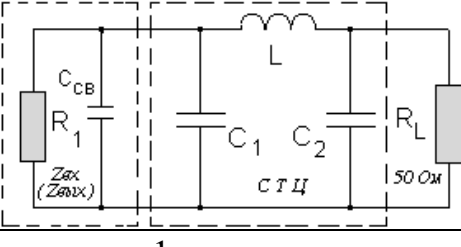
цепь



: Выходная

Табл. 9.12. Расчет согласующих цепей транзисторного СВЧ усилителя на дискретных элементах.

СТ Ц	R_1 / R_L	Схема согласующей цепи	Формулы для расчета элементов
А	$R_1 < R_L$		$X_{L1} = QR_1 + X_{CB}$ $X_{C1} = B / (Q - A)$ $X_{C2} = AR_L$

B	$R_1 \ll R_L$		$X_{C1} = QR_1$ $X_{C2} = R_L \sqrt{R_1 / (R_L - R_1)}$ $X_L = X_{C1} + \frac{R_1 R_L}{X_{C2}} + X_{CB}$
C	$R_1 \ll R_L$ $R_1 \gg R_L$		$X_{L1} = QR_1 + X_{CB}$ $X_C = B / (Q + A)$ $X_{L2} = AR_L$
D	$R_1 \ll R_L$		$X_{L1} = X_{CB}$ $X_{C1} = QR_1$ $X_{C2} = R_L \sqrt{R_1 / (R_L - R_1)}$ $X_{L2} = X_{C1} + \frac{R_1 R_L}{X_{C2}}$
E	$R_1 \approx R_L$		$X_{C1} = R_1 / Q$ $X_{C2} = R_L \sqrt{R_1 / R_L / (Q^2 + 1 - R_1 / R)}$ $X_L = (QR_1 + R_1 R_L / X_{C2}) / (Q^2 + 1)$
Вспомогательные параметры		$X_{CB} = \frac{1}{2\pi f_c C_B} \quad f_c = \sqrt{f_n f_g} \quad Q = \frac{f_c}{f_{gc} - f_n}$ $A = \sqrt{\frac{R_1(1+Q^2)}{R_L}} - 1 \quad B = R_1(1+Q^2)$	

Результаты окончательного расчета по табл. 9.12 сведем в следующую таблицу.

Табл.9.13. Реализация согласующих цепей в виде дискретных элементов

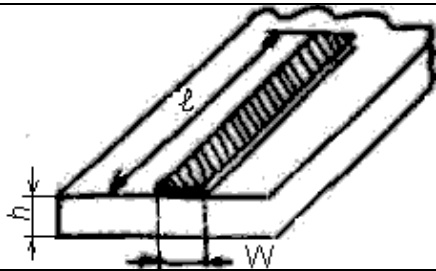
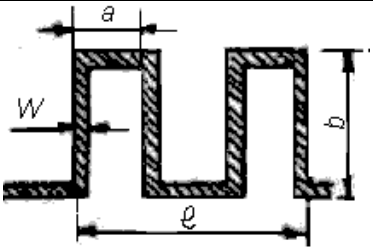
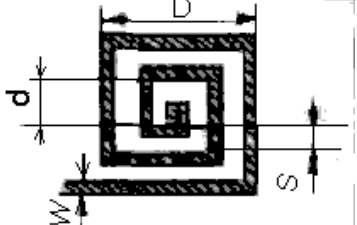
Схема	Входная согласующая цепь			Выходная согласующая цепь		
	L_1	C_1	C_2	L_1	C_1	C_2
	$n\Gamma$	$n\Phi$	$n\phi$	$n\Gamma$	$n\Phi$	$n\Phi$
A	4,54	0,12	0,12	11,46	0,08	0,06
B	5,12	0,23	0,95	130,1	0,07	0,28
C	4,54	0,33	6.44	11,46	0,13	11,73

D	не реализуется			не реализуется		
E	0,83	1,29	2,58	0,35	3,79	4,48

Анализ полученных значений величин элементов согласующих цепей показывает, что не всякая схема может быть легко реализована, в частности с трудом поддается реализация малых емкостей. Для приведенных вариантов схем наиболее подходит схема Е. Реализация согласующих схем на СВЧ может быть выполнена по формулам, приведенным в табл. 9.14.


Табл.9.14. Реализация дискретных элементов на СВЧ


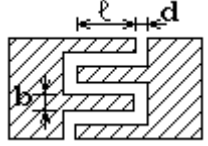
а/ ПЕЧАТНЫЕ ИНДУКТИВНОСТИ

Реализация в виде:	Вид и размеры	Формулы для расчета L [нГ], размеры - мм, C [пФ]	Диапазон величин
Отрезок МПЛ		$L = 0.2l \left[\ln \frac{8h}{W} + \frac{1}{32} \left(\frac{W}{h} \right)^2 \right],$ $\left(\frac{W}{h} \leq 2 \right)$	1...20 нГ
Меандровая линия		$L = 0.1b \left(4n \ln \frac{2a}{W} - C_n \right),$ n - число элементов меандра, C_n - под табл. внизу	10...100 нГ
Спиральная индуктивность		$L = 6(D+1)^2 \frac{n^2}{15D - 7d},$ $D = d + (2n-1)s + 2W,$ n - количество витков.	20...1000 нГ

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
C_n	2.76	3.92	6.22	7.6	9.7	10.92	13.38	14.92	16.86	18.46	20.36

б/ ПЕЧАТНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

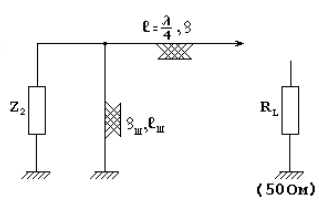
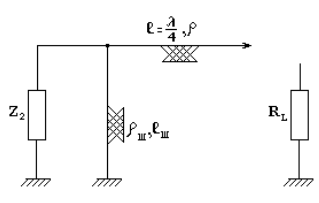
Пластина-тые		$C = 8.85 \cdot 10^{-3} \frac{\epsilon l w_1}{d}$	0.5 ...3 пФ
--------------	---	---	-------------

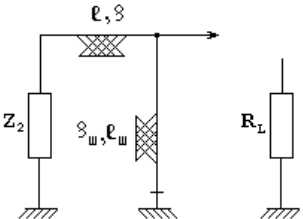
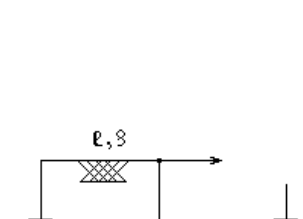
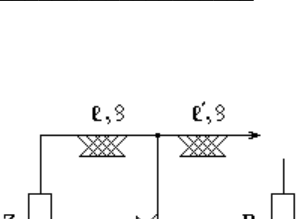
	(параллельно земле)		
Зазор			0.1 ... 0.5 пФ
Гребенчатый		$C = 3.6 \cdot 10^{-3} (\varepsilon + 1) l \times \left[1 + \frac{1.9}{(2m-1)(1+d/b)} + 3(m-1) \left(\frac{h}{d}\right)^{0.25} \left(\frac{b}{h}\right)^{0.4388} \right]$ <p>m - число выступов на одной стороне, h - толщина подложки, мм, d - зазор, мм</p>	0.2 ... 5 пФ

* * *

В диапазоне частот выше 2 ГГц чаще всего согласующие цепи реализуют на элементах с распределенными параметрами. Алгоритм расчета согласующих цепей со структурами, обеспечивающими согласование любых импедансов, приведены в табл. 9.15.

Табл. 9.15. Расчет согласующих цепей транзисторного СВЧ усилителя на элементах с распределенными параметрами

Имя	Схема	Порядок расчета параметров согласующей цепи
A $R_L < \text{Re}(Z_2)$		<p>1. Преобразовать Z_2 в параллельно соединенные R и X по формулам:</p> $R = \frac{r^2 + x^2}{r}, \quad X = \frac{r^2 + x^2}{x}, \quad \text{где } Z_2 = r + jx$ <p>2. Найти длину компенсирующего шлейфа по формулам: для короткозамкнутого шлейфа:</p> $l = \frac{\Lambda}{2\pi} \arctg\left(-\frac{X}{\rho_w}\right)$ <p>для разомкнутого шлейфа</p> $l = \frac{\Lambda}{2\pi} \arctg\left(\frac{X}{\rho_w}\right)$ <p>3. Вычислить волновое сопротивление ρ трансформирующей линии по формуле:</p> $\rho = \sqrt{R_L R}$
B $R_L < \text{Re}(Z_2)$		<p>1. Найти длину отрезка линии по формуле</p> $l_{1,2} = \frac{\Lambda}{2\pi} \arctg T_{1,2}, \quad \text{где}$
C $R_L > \text{Re}(Z_2)$		

<p>D</p>		$T_{1,2} = \frac{G_1 x_2 \rho \pm \sqrt{G_1 r_2^3 + G_1 r_2 x_2^2 + G_1 \rho^2 r_2 - r_2^2 - G_1^2 \rho^2 r_2^2}}{r_2 - G_1 \rho^2}$ $G_I = 1/R_L.$ <p>2. Вычислить для найденной линии l реактивную составляющую её входной проводимости</p>
<p>$R_L > \operatorname{Re}(Z_2)$</p>		$b_{\text{ex}} = \frac{x_2(1 - \operatorname{tg}^2\left(\frac{2\pi l}{\Lambda}\right)) + \rho^{-1}(\rho^2 - r^2 - x^2)\operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l}{\Lambda}\right)}{r^2 + (x^2 + \rho \operatorname{tg}\frac{2\pi l}{\Lambda})^2}$
<p>E</p>		<p>3. Найти длину компенсирующего шлейфа по формулам: для короткозамкнутого</p> $l = \frac{\Lambda}{2\pi} \operatorname{arctg}(b_{\text{ex}} \rho_{\text{ш}}),$ <p>для разомкнутого</p> $l = \frac{\Lambda}{2\pi} \operatorname{arctg}(-b_{\text{ex}} \rho_{\text{ш}}).$

Замечание. В схемах **A** и **B** исходными данными являются: согласуемые импедансы Z_2 и R_L , волновое сопротивление шлейфа, которое выбирается из конструктивных соображений.

В схемах **C** – **E** исходными данными являются: согласуемые импедансы Z_2 и R_L , волновые сопротивления шлейфов и отрезка МПЛ, которые выбираются из конструктивных соображений.

В схеме **E** длина l' может быть произвольной и выбрана из соображений удобства подвода мощности.

Т. к. при расчете таких согласующих цепей некоторые параметры задаются первоначально из конструктивных соображений, то возможны несколько вариантов согласующих цепей. Результаты расчета цепи, согласующей входной импеданс $Z_{\text{вх}} = 12,174 - j48,495$ Ом сведен в следующую таблицу:

Все размеры в мм, в скобках указаны волновые сопротивления МПЛ.

схема	I_1	W_1	I_2	W_2	I_3	W_3
A	3.68	0,13 (100 Ω)	12.11 5.21	0.95 (50 Ω)	-	-
	3.68	0,13 (100 Ω)	12.12 5.22	0.36 (75 Ω)	-	-
	3.68	0,13 (100 Ω)	12.1 5.2	2.33 (30 Ω)	-	-
	3.68	0,13 (100 Ω)	2.85	0.95 (50 Ω)	-	-
B	3.68	0,13 (100 Ω)	2.35	0.36 (75 Ω)	-	-
	3.68	0,13 (100 Ω)	4.00	2.33 (30 Ω)	-	-
	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	11.19 4.29	0.95 (50 Ω)	-	-
C	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	11.61 4.21	0.36 (35 Ω)	-	-
	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	10.7 3.8	2.33 (30 Ω)	-	-
	0.75 7.65	0.36 (75 Ω)	11.02 4.12	0.95 (50 Ω)	-	-
	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	1.84 8.74	0.95 (50 Ω)	-	-
D	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	7.25	0.36 (75 Ω)		
	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	2.33 9.23	2.33 (30 Ω)	-	-
	0.98 7.88	0.36 (75 Ω)	8.63	0.95 (50 Ω)	-	-
E	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	11.19 4.29	0.95 (50 Ω)	люб.	0.95 (50 Ω)
	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	11.61 4.71	0.36 (75 Ω)	люб	0.95 (50 Ω)
	0.98 7.88	0.95 (50 Ω)	10.7 3.8	2.33 (75 Ω)	люб	0.95 (50 Ω)
	0.75 7.65	0.36 (75 Ω)	11.02 4.12	0.95 (50 Ω)	люб.	0.36 (75 Ω)

Результаты расчета цепей, согласующих выходной импеданс $Z_{\text{вых}} = 39,198 - j34,733 \text{ Ом}$

схема	l_1	W_1	l_2 (шл)	W_2 (шл)	l_3	W_3
А	3.5	0.66 (59.2)	5.66	0.95 (50)	-	-
	3.5 .	0.66 (59.2)	5.43	0.36 (75)	-	-
	3.5	0.66 (59.2)	5.84	2.33 (30)	-	-
В	3.5	0.66 (59.2)	3.89	0.95 (50)	-	-
	3.5	0.66 (59.2)	3.00	0.36 (75)	-	-
	3.5	0.66 (59.2)	5.79	2.33 (30)	-	-
С	7.29	0.36 (75)	12.07 5.17	0.95 (50)	-	-
	7.41	0.95 (50)	5.86	0.36 (75)	-	-
	7.41	0.95 (50)	5.40	0.95 (50)	-	-
	7.41	0.95 (50)	11.76 4.86	2.33 (30)	—	-
D	7.29	0.36 (75)	2.78	0.95 (50)	-	-
	7.41	0.95 (50)	3.32	0.36 (75)	-	-
	7.41	0.95 (50)	3.20	0.95 (50)	-	-
	7.41	0.95 (50)	3.06	2.33 (30)	-	-
Е	2.71	0.95 (50)	0.88 7.78	4.14 (20)	люб.	0.95
	2.39	0.95 (50)	1.93 8.83	2.33 (30)	люб.	0.95
	1.93 8.83	0.36 (75)	1.72 8.62	1.45 (40)	люб.	0.36 (75)
	8.58	0.36 (75)	2.37 9.27	1.17 (45)	люб.	0.36 (75)

Если в одной клетке находятся 2 цифры, то это означает, что с равным успехом можно использовать оба размера. Следует, однако, иметь ввиду, что меньший размер обеспечивает большую широкополосность согласующих цепей. Надпись "люб." означает, что длина этой линии может быть любой. Такие согласующие цепи, таким об-

разом, лучше подходят для составления топологии на подложке с уже выбранными размерами.

Приведенные согласующие цепи рассчитаны для подложки толщиной 1 мм с $\varepsilon = 9.8$.

II. Расчет элементов, обеспечивающих режим транзистора по постоянному току

Существует несколько способов обеспечения смещения по постоянному току транзисторного каскада на полевом транзисторе: схема с фиксированным смещением, схема с автосмещением, схема с нулевым смещением и др.

Рассмотрим расчет схемы с фиксированным смещением, как наиболее подходящую для СВЧ схем на полевом транзисторе, работающих с одним источником питания.

Назначением схемы смещения по постоянному току является получение заданного тока стока и поддержание этого значения в рабочем диапазоне температур. Исходным для расчета схемы смещения является семейство статических характеристик, экспериментально измеренных или рассчитанных в рабочем диапазоне температур. На рис. 9.14 приведены входные статические характеристики транзистора 3П321 для температур -50° , $+20^\circ$ и $+50^\circ$. На них указан диапазон допустимых изменений тока стока $I_{с\text{ мин}}$, $I_{с\text{ макс}}$. Затем через точки пересечения статических характеристик с границами области А и В проводится прямая, которая пересекает ось абсцисс в точке, соответствующей напряжению затвора относительно нулевой точки. Формулы для расчета элементов схемы приведены справа от рис. 9.14. Расчет проводим в следующем порядке:

1) Определяем $R_{и}$, исходя из допустимого изменения тока стока

$$R_{и} = -\frac{U_{зи\text{ макс}} - U_{зи\text{ мин}}}{I_{с\text{ макс}} - I_{с\text{ мин}}} = -\frac{-2.2 - (-1)}{16.5 - 13.5} = 400 \text{ Ом} \quad (9.46)$$

2) Находим координаты точки пересечения прямой с осью абсцисс (рис.9.14)

$$U_3 = \frac{I_{с\text{ мин}} U_{зи\text{ мин}} - I_{с\text{ макс}} U_{зи\text{ макс}}}{I_{с\text{ макс}} - I_{с\text{ мин}}} = \frac{13.5 \cdot 1.0 - 16.5 \cdot 2.2}{16.5 - 13.5} = 3.26 \text{ В} \quad (9.47)$$

3) Определяем R_2 исходя из тока утечки затвора, который для 3П321 равен 8 мкА (50°C)

$$R_2 = \frac{U_3}{10I_{з.обр}} = \frac{3.26}{10 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 1.66(кОм) \quad (9.48)$$

4) Определяем R_1 по формуле

$$R_1 = \frac{U_3 R_2}{E - U_3} = \frac{3.26 \cdot 1.66 \cdot 10^3}{E - U_3} = 800(Ом) \quad (9.49)$$

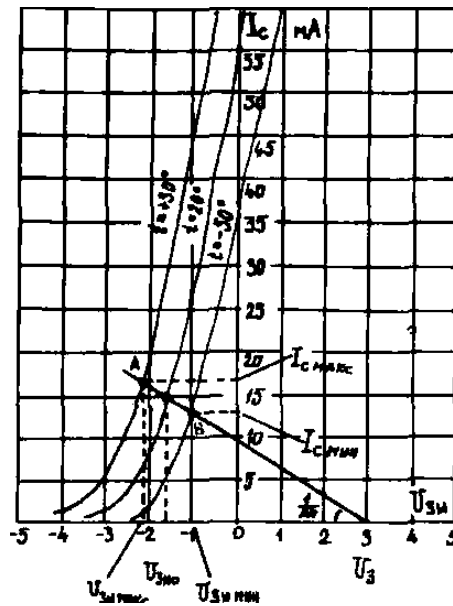
5) Определяем сопротивление в цепи стока ($U_{c.0}$ выбрано ранее в качестве напряжения в рабочей точке)

$$R_c = \frac{E - U_{c.0} - I_c R_u}{I_c} = \frac{10 - 1.8 - 15 \cdot 0.4}{15} = 147(Ом) \quad (9.50)$$

6) Величина емкости в цепи истока выбирается так, чтобы постоянная времени цепи была в 5 раз больше периода СВЧ сигнала $C_u R_u \geq 5 / 2\pi f_с$. Тогда

$$C_u = 5 \frac{1}{2\pi f_с R_u} = 5 \frac{1}{2\pi \cdot 6.2 \cdot 10^9 \cdot 400} = 0.32(нФ) \quad (9.51)$$

Ряд промышленных емкостей начинается с величины 2.2, 2.7, 2.9 пФ. Поэтому выбираем $C_u = 2,2$ пФ



$$R_{и} = - \frac{U_{з.и. макс} - U_{з.и. мин}}{I_{с. макс} - I_{с. мин}}$$

$$U_3 = \frac{I_{с. мин} U_{з.и. мин} - I_{с. макс} U_{з.и. макс}}{I_{с. макс} - I_{с. мин}}$$

$$R_2 = U_3 / 10 I_{з.обp}$$

$$R_1 = \frac{U_3 R_2}{E - U_3}$$

$$R_c = \frac{E - U_{ce} - I_c R_H}{I_c}$$

Рис.9.14. Входные статические характеристики транзистора

7) Емкость блокировочного конденсатора необходимо выбрать из условия отсутствия СВЧ сигнала в цепи питания. Так как внутреннее сопротивление источника обычно намного меньше $R_{и}$, то емкость блокировочного конденсатора можно выбрать равной $C_{и}$. Тогда $C_6 = 2,2 \text{ пФ}$.

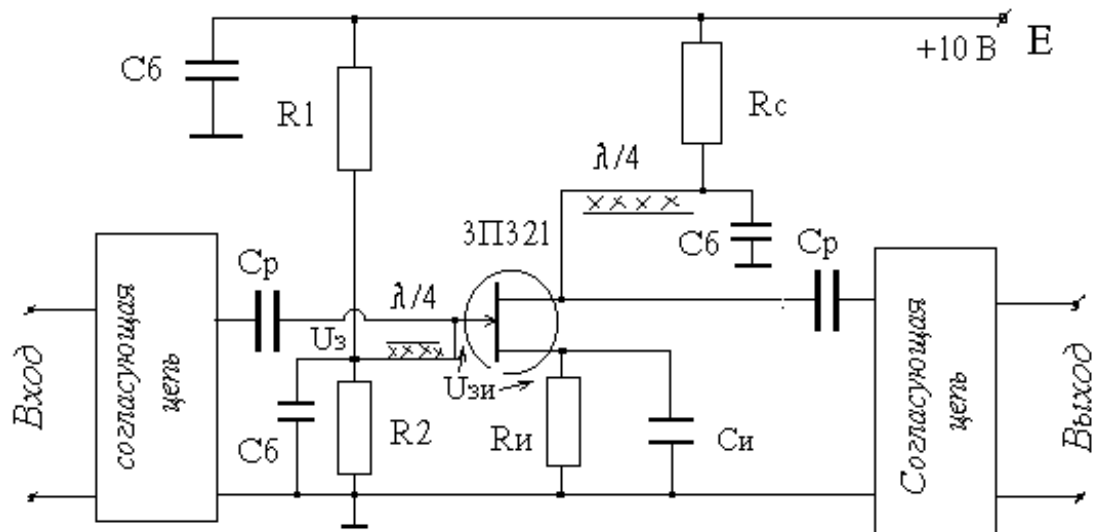


Рис. 9.15. Схема каскада транзисторного СВЧ усилителя на полевом транзисторе 3П321.

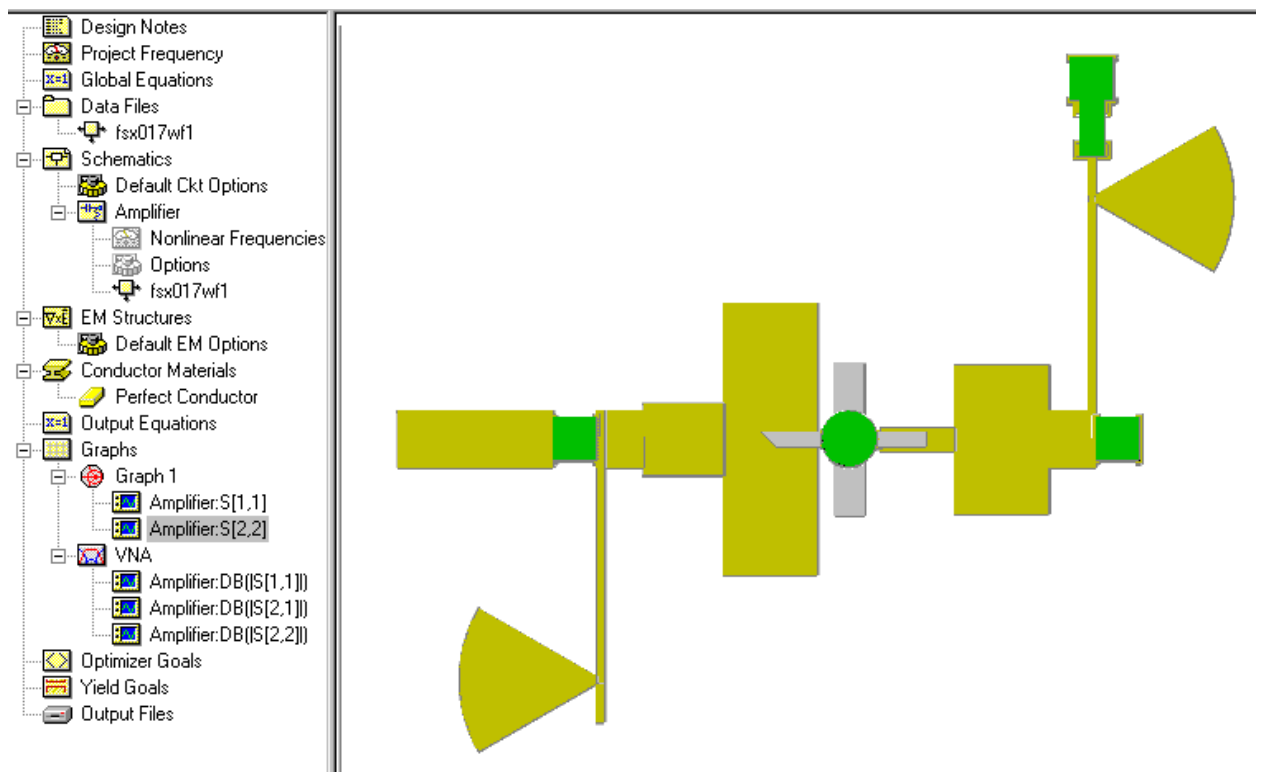


Рис.9. 16. Топология СВЧ усилителя в поле проекта программы Microwave Office.

Заключительный этап проектирования согласующих структур состоит в расчет их по отдельности, а также в составе транзисторного СВЧ усилителя на программе Touchstone [8] или более современной программе Microwave Office. Анализ и синтез согласующих структур можно выполнить и на программе MMICAD (лабораторные работы 7,8). Здесь перед студентом открывается большой простор проявления инициативы, в результате которой он получает готовые чертежи и фотошаблоны для реализации устройства в физическом воплощении.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

4. **Д.М. Сазонов, А.Н. Гридин, Б.А. Мишустин.** Устройства СВЧ. М., «Высшая школа», 1981, 295 стр.
5. **К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха.** Машинное проектирование СВЧ устройств. М., «Радио и связь», 1987, 430 стр.
6. **Р. Карсон.** Высокочастотные усилители. М., «Радио и связь», 1981, 216 с.
7. **Шварц Н.З.** Транзисторные СВЧ усилители. М. Радио и связь, 1980.
8. **Каганов В.И.** Транзисторные передатчики. М., «Энергия», 1976, 447 с.
6. **Ф. Смит.** Круговые диаграммы в радиоэлектронике. М., «Связь», 1976, 142 с.
7. **Текшев В.Б.** Проектирование транзисторных СВЧ усилителей. М., МЭИ, 1981, 78 с.
8. **Курушин А.А, Подковырин С.И.** Программа анализа и проектирования СВЧ схем TOUCHSTONE/DOS. М., МГИЭМ, 1998. 251 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
----------------	---

ЧАСТЬ 1. ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ

1. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК СВЯЗАННЫХ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ	5
2. ПРОЕКТИРОВАНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ.....	18
3. РАСЧЕТ УСТОЙЧИВОСТИ И УСИЛЕНИЯ СВЧ УСИЛИТЕЛЯ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ.....	29
4. РАСЧЕТ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ УСИЛИТЕЛЯ.....	38
5. РАСЧЕТ ДОПУСТИМЫХ ОТКЛОНЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ СВЧ СХЕМ.....	45
6. ОПТИМИЗАЦИЯ МОДЕЛИ СВЧ ТРАНЗИСТОРА.....	51
7. СИНТЕЗ ТОПОЛОГИИ СВЧ ФИЛЬТРА НА ПРОГРАММЕ MMICAD	66
8. ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО СВЧ УСИЛИТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММЫ MMICAD LAYOUT.....	74
9. СРАВНЕНИЕ МЕТОДОВ РАСЧЕТА, ОСНОВАННЫХ НА ТЕОРИИ ЦЕПЕЙ И ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ.....	84
10. ИЗУЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ МЕТОДОВ РАСЧЕТЫ.....	93

ЧАСТЬ 2. МАТЕРИАЛ ПО КУРСОВОМУ ПРОЕКТИРОВАНИЮ

1. РАСЧЕТ КАСКАДА ТРАНЗИСТОРНОГО СВЧ УСИЛИТЕЛЯ.....	110
2. АЛГОРИТМ РАСЧЕТА.....	111
3. РАСЧЕТ УСТОЙЧИВОСТИ.....	114
4. РАСЧЕТ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	115
5. РАСЧЕТ ОКРУЖНОСТЕЙ РАВНОЙ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ.....	121
6. РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК.....	125
7. РАСЧЕТ ЛИНИЙ РАВНОГО ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА.....	128
8. НАНЕСЕНИЕ ЛИНИЙ НА ДИАГРАММУ СМИТА И ВЫБОР Γ_1 И Γ_2	132
9. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЯ ПО ВЫБРАННЫМ Γ_1 И Γ_2	133
10. ВЫБОР СТРУКТУРЫ И РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СОГЛАСУЮЩИХ ЦЕПЕЙ	134
11. РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ РЕЖИМ ТРАНЗИСТОРА ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ	142
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	146