## СЕКЦИЯ

# СВЧ-ЭЛЕКТРОНИКА

Руководитель – д.т.н., профессор ПЕТРОВ Д.М.

# ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СПИРАЛЬНЫХ ЛБВ НА ОСНОВЕ ИНТЕГРИРОВАННЫХ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ПАКЕТОВ

Друк В.А., Назарова М.В., Солнцев В.А.

Московский государственный институт электроники и математики

В области проектирования современных ЛБВ продолжаются исследования по увеличению КПД и линейности характеристик. На международных конференциях последних лет по вакуумной электронике, проходивших в США, Голландии и Корее, был представлен ряд докладов, посвященных этой проблеме. В настоящее время получены новые экспериментальные результаты по повышению электронного и особенно полного КПД с использованием рекуперации электронов на коллекторе. Эти результаты в значительной степени базируются на предварительном компьютерном моделировании и проектировании ЛБВ с использованием программ, также созданных в последние годы.

Существующие программы моделирования ЛБВ можно разделить на два больших класса:

1) трехмерные, основанные на прямом интегрировании уравнений Максвелла;

2) традиционные одномерные или двумерные с применением теории возбуждения замедляющих систем (3С).

Первый класс программ позволяет моделировать сложные трехмерные электромагнитные поля и электронные потоки, но ведет к увеличению времени расчета приборов и к возникновению погрешностей. Разнообразные трехмерные алгоритмы реализованы в программах MAFIA, MAGIC, KARAT, HFSS, ISFEL3D и др. Однако каждая из программ имеет свой интерфейс и требует специальных знаний для их эксплуатации и модификации.

Традиционные программы расчета ЛБВ обычно основаны на теории возбуждения замедляющих систем (3C) с использованием различного описания 3C с помощью электродинамических моделей, эквивалентных схем и др. Известно большое число таких программ для ЛБВ со спиральными 3C и цепочками связанных резонаторов при одномерном или двумерном описании электронного потока. Эти программы создаются для расчета определенных вариантов приборов и их применение для других вариантов обычно требует их существенной переработки.

В данной работе предлагается другой подход к разработке средств проектирования СВЧ-приборов - быстрое создание новых программ моделирования конкретных приборов с помощью универсальных математических CAD-систем, например, на основе системы MathCAD. Такие системы позволяют решать различные технические задачи, имеют удобный интерфейс и доступны широкому кругу пользователей и разработчиков приборов. Система MathCAD является наиболее простой и удобной из них, т.к. её язык программирования очень близок к естественному математическому языку.

Система MathCAD содержит широкий круг стандартных математических средств, на которых базируются методы расчета приборов CBЧ, а также все графические средства для удобного представления исходных данных и результатов. Она позволяет проводить эффективные расчеты на ПК без создания дорогостоящих программ на языках C++, Јаva или C#. Современные версии пакета MathCAD могут быть использованы для физического анализа различных вариантов приборов, механизмов их работы, для выбора схем и конструкций приборов, особенно на начальном этапе проектирования. При этом возможна быстрая адаптация работающей программы к изменяющимся условиям, причем изменения могут быть весма существенными. Это, в конечном счете, позволяет исследователю значительно больше времени уделить основному объекту исследований.

В настоящей работе рассматривается применение системы MathCAD для моделирования характеристик ЛБВ на основе одномерной нелинейной теории прибора. Программа, составленная в этой системе, состоит из трех блоков.

Первый блок служит для ввода констант и исходных данных. Исходными данными являются размерные физические величины, такие как напряжение [B], ток [A], радиус пучка и канала [мм]. Описывается геометрия лампы, указывается количество секций и их длины [мм], а также холодное затухание на секциях [дБ/мм].

Далее необходимо задать частоты, на которых производится расчет. Изменение числа частот происходит путем их добавления или уменьшения стандартными средствами системы MathCAD. Задаются также входная мощность, замедление и сопротивление связи на рабочих частотах. Введенные размерные параметры пересчитываются в безразмерные, на основе которых формируется математическая модель ЛБВ. Безразмерными параметрами являются: безразмерный радиус пучка pb, параметр усиления  $\varepsilon$ , параметр пространственного заряда p, безразмерная длина лампы  $\zeta$ , параметр  $\xi = \xi' + i\xi''$ , где  $\xi'$  - параметр скорости,

 $\xi''$  - параметр потерь. Вычисляются также плазменная частота  $\omega_p$  и круговая частота  $\omega$ .

Предусмотрено введение изофазных секций, в которых возможно изменение фазовой скорости волны вдоль секции, определяемое из условия изофазности – задание определенного сдвига фазы между полем и током, приводящего к быстрому отбору энергии от пучка или его интенсивной группировке. На таких секциях уравнение возбуждения видоизменяется.

Для проведения расчетов необходимо указать секции изофазности и задать вычислительные параметры для дискретной математической модели: количество крупных частиц на периоде, количество гармоник тока, учитываемых в формуле для поля пространственного заряда, и шаг интегрирования.

Во втором блоке формируется и решается система обыкновенных дифференциальных уравнений, являющаяся математической моделью ЛБВ, которая легко модифицируются применительно к разным лампам, в частности, ЛОВ, карсинотроду и др. Система имеет следующий вид.

Уравнения движения

$$\begin{cases} \frac{dw_j}{d\zeta} = \left(1 + \varepsilon w_j\right)^3 \left[\operatorname{Re} F e^{-iu_j} + \left(\frac{\omega_p}{\varepsilon \omega}\right)^2 \operatorname{Im} \sum_{n=1}^{N_p} \frac{\Gamma_n}{n} I_n e^{-inu_j} \right] \\ w_j = \frac{du_j}{d\zeta} \end{cases}$$

Уравнения возбуждения

$$\frac{dF}{d\zeta} - i\xi F = -I_1, \qquad I_n = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N e^{inu_i}$$

Для решения этой системы используется метод Эйлера, т.к. на современных компьютерах его эффективность оказывается достаточной. Его достоинство в рассматриваемом случае - это компактная запись основной формулы для всех частиц и всех шагов.

Третий блок представляет полученные результаты как в графическом виде, так и в числовом. В данной программе результатами являются графики изменения поля вдоль ЛБВ, для электронного КПД и сдвига фазы между полем и током, графики для гармоник тока и фазы поля. Выводится также фазовые траектории электронов и их скорости.

Для расчета характеристик выбрана реальная многосекционная сверхширокополосная ЛБВ, работающая в сантиметровом диапазоне длин волн. Лампа состоит из трех активных секций и двух поглотителей с распределенным затуханием. В рассматриваемом варианте выбирались четыре частоты для одновременного расчета – крайние и две средние, однако возможно использование и большего числа частот.

Расчет на центральной частоте показывает, что максимальный КПД и соответствующая ему входная мощность вычисляется программой в пределах допустимой погрешностью (на центральной частоте экспериментальный КПД 9.5%, расчетный – 9%). Такое совпадение получается в случае учета не менее трех гармоник тока при вычислении поля пространственного заряда. Однако при расчетах на крайних частотах достаточно выбирать одну или две гармоники.

Повысить КПД ЛБВ возможно введением специальных участков группирования электронов. В отличие от известных методов автофазного группирования, рассматривалась возможность увеличения КПД путем введения участков группирование после усиления сигнала, т.е. когда пучок уже сгруппирован и его необходимо еще подгруппировать.

Была проверена возможность описания и применения для этого изофазных секций, при постоянном сдвиге фазы  $\varphi$  между полем и током. Лампа разбивается на три участка. Первый участок – участок с линейным усилением, второй участок - изофазная секция. В начале изофазной секции вводится скачек фазы поля, и устанавливается сдвиг фазы  $\varphi = -\pi/2$ , что физически соответствует группированию сгустка без обмена энергией. Третий участок дает сдвиг фазы  $\varphi = -\pi$ , что физически соответствует быстрому отбору энергии

от сгустка. Расчеты подтверждают, что ведение изофазных секций позволяет несколько увеличить электронный КПД лампы. В настоящее время проводятся работы по дальнейшей оптимизации секций.



Рис.1. Изменение поля вдоль многосекционной лампы на центральной частоте. А – исходный вариант, КПД 9,5% Б – применение изофазный секций, КПД 10,6%

Таким образом, программа в системе MathCAD может служить оперативным средством моделирования и проектирования спиральных ЛБВ, позволяющим моделировать их нелинейные характеристики и, следовательно, проектировать ЛБВ и исследовать пути повышения КПД.

Авторы благодарны Г.А. Азову за представление данных для расчета и полезные обсуждения работы. Работа поддержана грантом Президента РФ по поддержке Ведущих Научных Школ России №НШ-1703.2003.2 и грантом РФФИ №04-02-17119.

#### Литература.

1. Chia-Lie Chang, D. Chernin, B. Levush, "Large Signal Simulations of Helix TWT's with Varying Beam Tunnel Radius", Fifth IEEE Internetional Vacuum Electronics Conference, California, USA 2004.

2. R. Begum, M. Chesnut, J. Legarra, B. Stockwell, S. Cooke, D.P. Chernin, Chia-Lie Chang, T. Antonsen, B. Levush, "Prediction of Cold-Test and Hot-Test Characteristics of a High Efficiebcy Linear C-band Helix TWT Using HFSS, CTLSS, Christine 1-D/3-D", Fifth IEEE Internetional Vacuum Electronics Conference, California, USA 2004.

3. Y.D. Joo, A.K. Sinha, G.S. Park, "SINCOHET: Simple Nonlinear Analysis Code for Helix Wave Tube", Fifth IEEE Internetional Vacuum Electronics Conference, California, USA 2004.

4. D. Whaley, C.V. Armstrong, M.L. Barsanti, T.A. Hargreaves, R.B. True, R. Watkins, D. Chernin, N.M. McLean, "Accurate Band-Edge Modeling of Wideband TWTs", Fifth IEEE Internetional Vacuum Electronics Conference, California, USA 2004.

5. TK Ghosh, Vishnu Srivastava, SN Joshi, "Harmonic Suppression in a Helix TWT using SUNRAY-3D Code", Fifth IEEE Internetional Vacuum Electronics Conference, California, USA 2004.

6. Л.А. Вайнштейн, В.А. Солнцев, Лекции по СВЧ электроники, М. 1973.

7. Кураев А.А., Синицын А.К. Автофазный режим лампы бегущей волны О-типа. – Радиотехника и электроника, 1989, Т. 34, №6.

8. Солнцев В.А. Анализ изофазных ламп с бегущей волной, Электронная техника. Сер.1. Электроника СВЧ, 1971, вып. 11.

#### RESEARCH OF NONLINEAR CHARACTERISTICS OF SPIRAL TWTS ON THE BASIS OF INTEGRATED MATHEMATICAL CAD SYSTEMS

This paper proposes a method of creating new programs for modeling specific devices using prevalent mathematical CAD systems, for example, on the basis of MathCAD. The work also considers the possibility of increasing the efficiency of real TWT by means of introducing isophase sections. Calculations confirm that the application of isophase sections allows a certain increase in device efficiency.



### ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ ЛОВ С АВТОМОДУЛЯЦИЕЙ ЭМИССИИ

Колтунов Р.П., Солнцев В.А.

Московский государственный институт электроники и математики

В последнее время был предложен новый вариант прибора для работы на сверхвысоких частотах (СВЧ) – лампа обратной волны (ЛОВ) с автомодуляцией эмиссии (карсинотрод) [1]. Схема прибора показана на рис. 1. При входной мощности P<sub>вх</sub>=0 и достаточно большом токе электронного пучка получаем генераторный карсинотрод, а при P<sub>вх</sub>≠0 – усилительный карсинотрод.



Рис. 1. Схема карсинотрода.

В настоящей работе исследуются коэффициент усиления ЛОВ с автомодуляцией эмиссии, влияние пространственного заряда на усилительные свойства прибора и возможность его использования в передающих станциях цифрового телевидения.

Карсинотрод, как и обычная ЛОВ, обладает электронной перестройкой частоты. Из-за модуляции эмиссии высокочастотным полем с катода вылетают сгустки электронов, эффективно взаимодействующие с этим полем, что обеспечивает КПД карсинотрода около 30% [2-4] по сравнению с 10% в обычной ЛОВ при сохранении электронной перестройки частоты.

Для исследования усилительных свойств прибора использовались уравнения линейной теории, имеющие вид [5]:

$$\frac{dF}{d\zeta} - i\xi F = I \qquad , \qquad \frac{d^2I}{d\zeta^2} + \sigma^2 I = -iF , \qquad (1)$$

где ζ, I и F - безразмерные координата, первая гармоника тока пучка и продольная компонента электрического поля обратной волны замедляющей системы (3С); ξ - параметр расстройки (потери в 3С не учитыва-

ем), параметр пространственного заряда  $\sigma^2 = \Gamma \left(\frac{\omega_p}{\omega \varepsilon}\right)^2 \approx 4QC$  определяется плазменной частотой  $\omega_p$ ,

рабочей частотой ω, параметром усиления ε≈С и коэффициентом депрессии сил пространственного заряда Г.

В ЛОВ с автомодуляцией эмиссии в начале 3С при ζ=0 кроме высокочастотного поля имеется высокочастотный ток. Этот ток обусловлен модуляцией эмиссии высокочастотным полем, передаваемым на катод по катодной обратной связи (КОС). В этом случае граничные условия принимают вид:

$$F(L) \neq 0, \quad I(0) + YF(0) = 0, \quad \frac{dI}{d\zeta}(0) = 0,$$
 (2)

где L - полная безразмерная длина системы, Y – параметр, определяемый КОС.

Решение уравнений (1) является суммой трех волн, для амплитуд которых A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub>, A<sub>3</sub> при граничных условиях (2) получается система уравнений:

$$A_1 + A_2 + A_3 = 1, (3)$$

$$A_1(\frac{l}{\eta_1^2 - \sigma^2} + Y) + A_2(\frac{l}{\eta_2^2 - \sigma^2} + Y) + A_3(\frac{l}{\eta_3^2 - \sigma^2} + Y) = 0,$$
(4)

$$\frac{\eta_1 A_1}{\eta_1^2 - \sigma^2} + \frac{\eta_2 A_2}{\eta_2^2 - \sigma^2} + \frac{\eta_3 A_3}{\eta_3^2 - \sigma^2} = 0.$$
(5)

Коэффициент усиления K=F(0)/F(L) определяется через амплитуды трех волн A<sub>1</sub>, A<sub>2</sub>, A<sub>3</sub> следующим выражением:

$$A_1 e^{i\eta_1 L} + A_2 e^{i\eta_2 L} + A_3 e^{i\eta_3 L} = \frac{1}{K}$$
(6)

163

где  $\eta_1$ ,  $\eta_2$ ,  $\eta_3$  – корни известного характеристического уравнения ЛОВ. Эти корни  $\eta_1$ ,  $\eta_2$ ,  $\eta_3$  являются функцией параметров расстройки  $\xi$  и пространственного заряда  $\sigma^2$ , поэтому коэффициент усиления K будет зависеть от 4-х параметров:  $\xi$ , Y, L,  $\sigma^2$ .

На основе соотношений (3)-(5) был составлен алгоритм исследования коэффициента усиления К и написана программа в системе Mathcad, позволяющей быстро вносить требуемые изменения в текст программы и наглядно иллюстрировать полученные результаты графиками. В зависимости от параметров КОС модуль и фаза параметра КОС Y может изменяться в широких пределах.

Сначала рассмотрим случай малого пространственного заряда, полагая  $\sigma^2=0$ .

В обычной ЛОВ без модуляции эмиссии Y=0. При этом коэффициент усиления K $\rightarrow\infty$  при  $\xi$ =1,52 и L=1,98, что совпадает с результатами, приведенными в литературе. Это соответствует автоколебательному режиму ЛОВ.

При других значения параметра расстройки ξ (частоты) и безразмерной длины системы L (тока пучка, геометрической длины 3C) ЛОВ является регенеративным усилителем с конечным коэффициентом усиления K в узкой полосе частот.

Как известно, для передачи полного телевизионного сигнала необходима полоса в 8 МГц, при коэффициенте усиления не ниже 20 дБ.

В ходе исследования было установлено, что при модуле параметра КОС |Y|>0,6 достигается полоса по параметру расстройки больше 0,28 с коэффициентом усиления К>20 дБ, что соответствует полосе по частоте больше 8 МГц, начиная с 35 частотного канала.

Также определена оптимальная фаза параметра КОС arg(Y) примерно равная -90°, при которой отмечена наибольшая полоса. Для |Y|=0,7 ширина полосы в зависимости от фазы arg(Y) показана в таблице 1.

Таблица 1

arg(Y), градусы	полоса по параметру рас-	полоса по частоте, Δf, МГц	
	стройки, Δξ	для 35 частотного канала,	для 43 частотного канала,
		f <sub>ц</sub> =586 МГц	f <sub>ц</sub> =650 МГц
180	0,16	4,68	5,18
90	0,2	5,86	6,48
0	0,26	7,61	8,42
-90	0,3	8,78	9,72
-100	0,28	8,20	9,07

При учете сил пространственного заряда,  $\sigma^2 \neq 0$ , ожидается расширение полосы по параметру расстройки (частоте).

Ниже на рисунках представлены типичные линии уровня коэффициента усиления К на плоскости ( $\xi$ , L) для модуля параметра КОС |Y|=0,7 и фазы arg(Y)=-90° при параметре пространственного заряда  $\sigma^2$ =0 (рис. 2) и параметре пространственного заряда  $\sigma^2$ =0,5 (рис. 3).

Из рис. 2, 3 видно, что за счет сил пространственного заряда полоса, в которой коэффициент усиления К не ниже 20 дБ, по параметру расстройки  $\xi$  (частоте) расширяется с 0,3 до 0,34. Это соответствует расширению полосы частот, например, с 9,72 МГц до 11,01 МГц для 43 частотного канала (центральная частота  $f_{\mu}$ =650 МГц) и с 8,78 МГц до 9,95 МГц для 35 частотного канала (центральная частота  $f_{\mu}$ =586 МГц) для выбранной 3С при параметре усиления  $\varepsilon$ =0,1.





Рис. 2. Линии уровня коэффициента К на плоскости ( $\xi$ , L) при параметре пространственного заряда  $\sigma^2=0.$ 

\_\_**●\_\_ К=20** дБ \_\_**●\_\_ К=22** дБ \_\_**▲\_\_ К=24** дБ \_\_**●\_\_ К=26** дБ

Рис. 3. Линии уровня коэффициента К на плоскости ( $\xi$ , L) при параметре пространственного заряда  $\sigma^2=0,5$ .

Таким образом, возможно применение усилительного карсинотрода в передающих станциях цифрового телевидения с электронной перестройкой каналов.

Работа поддержана грантом Президента РФ по поддержке Ведущих Научных Школ России №НШ-1703.2003.2 и грантом РФФИ №04-02-17119.

#### Литература

1. Солнцев В.А. Карсинотрод. Патент на изобретение №2121194. БИ №30, 1998.

2. Солнцев В.А. Нелинейные явления в вакуумных микроэлектронных структурах. // Изв. ВУЗов. Прикладная нелинейная динамика. 1998. Т. 6, №1, с. 54-74.

3. Solntsev V.A. Nonlinear Analysis of a Carcinotrode: A BWO with an Automodulation of the Cathode Emission. // Journal of Communications Technology and Electronics. 2000. Vol. 45, p. S39-S45.

4. Солнцев В.А., Колтунов Р.П., Мелихов В.О. Исследование характеристик ЛОВ с автомодуляцией эмиссии. // Актуальные проблемы электронного приборостроения АПЭП-2004. Материалы международной научно-технической конференции. Саратов, 2004, с.28-33.

5. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М.: Сов. радио, 1973, с. 150-173.

The BWO with emission automodulation (carcinotrode) is a new device operating on ultra-high frequencies. The present paper describes the linear theory of the carcinotrode, the gain investigation of the device and the role of the beam space charge on bandwidth. The possibility of application the carcinotrode in the terrestrial television transmitter with electron tuning of the channels is shown.

#### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛПт-ОПТИМИЗАЦИИ ДЛЯ СИНТЕЗА ПАРАМЕТРОВ МОЩНЫХ ВАКУУМНЫХ РЕЗОНАТОРНЫХ СВЧ-ПРИБОРОВ О-ТИПА

Байков А.Ю., Петров Д.М.

Московская финансово-юридическая академия, Институт Радиотехники и Электроники РАН.

Мощные вакуумные резонаторные СВЧ-приборы О-типа: клистрон, клистрод и т.п. широко используются в системах радиолокации и дальней радиосвязи, в СВЧ-энергетике (объемный нагрев), в ускорительной технике (питание мощных ускорителей, включая коллайдеры) и в других областях науки и техники. [1]

Первая стадия разработки таких приборов - создание аван-проекта, включающего выбор конструкции и определение численных значений параметров выбранной конструкции на основе компьютерного моделирования. Для клистронов основными параметрами конструкции, которые необходимо найти в процессе компьютерного моделирования являются пролетные длины (расстояния между зазорами резонаторов), собственные частоты и добротности резонаторов [2].

Параметры конструкции должны быть такими, чтобы обеспечить необходимые выходные характеристики прибора, в первую очередь - максимальный КПД в заданной полосе частот при заданном уровне входной мощности.

Задача определения параметров конструкции по заданным выходным характеристикам является задачей синтеза, она может быть решена при помощи методов оптимизации, если создана и реализована в виде компьютерной программы математическая модель прибора. Входными параметрами такой модели должны быть параметры конструкции прибора, а выходными параметрами - выходные характеристики прибора.

Математическая модель клистрона должна адекватно описывать следующие процессы:

1) группировку электронного пучка в трубах дрейфа с учетом влияния собственного кулоновского поля пучка,

2) возбуждение сгруппированным электронным пучком СВЧ полей в резонаторах,

3) модуляцию скоростей электронов СВЧ полями резонаторов.

Перечисленные процессы являются самосогласованными, что обуславливает сложность и нелинейность математической модели клистрона.

Следует также отметить, что любая модель достаточно адекватно описывает процессы в приборе не для любых значений входных параметров, а только для тех, которые находятся в некоторой области пространства параметров (в области адекватности), причем, определить область адекватности априори практически невозможно.

Существующие математические модели клистронов можно разделить на 3 групы:

1) численные модели,

2) аналитические модели,

3) гибридные модели.

Численные модели, как правило, основываются на различных модификациях метода крупных частиц в сочетании с численно-разностными методами расчета электрических полей. Численные модели обладают достаточно большой областью адекватности, однако получить для них достаточно высокую точность можно только при малой скорости расчета.

Аналитические модели получаются в результате нахождения приближенных аналитических решений исходных уравнений модели в рамках тех или иных приближений. Область адекватности аналитических моделей, как правило, невелика, но точность внутри области адекватности может быть достаточно высокой. Главное же преимущество аналитических моделей - очень высокая скорость расчета (на 3-4 порядка больше, чем у численных моделей).

Гибридные модели пытаются совместить преимущества аналитических и численных моделей. Например, некоторые программы использовали для первых каскадов клистрона аналитическую модель, а для последних - численную. При таком подходе скорость расчета увеличивается в 2-3 раза по сравнению с численными моделями, однако область адекватности значительно сужается.

Другая модель, сочетающая преимущества аналитических и численных моделей, была названа дискретно-аналитической [3] и реализована в комплексе программ KlyP [4]. Суть этой модели заключается в том, что СВЧ зазоры и трубы дрейфа клистрона разбиваются на заданное число парциальных элементов - достаточно тонких парциальных зазоров и достаточно коротких парциальных труб. Для каждого такого парциального элемента используются аналитические решения исходных уравнений [5]-[6]. Точность этих решений зависит от размеров элемента, варьируя размеры элементов, можно добиться оптимального компромисса между скоростью и точностью расчета. Для разных каскадов можно задавать разную мелкость разбиения на элементы, что делает модель очень гибкой и легко настраиваемой. Фактически дискретноаналитическая модель может регулироваться от "почти аналитической" до "почти численной".

Попадание параметров в область адекватности выясняется в процессе расчета на каждой частоте, эта информация записывается в виде состояния специальных флагов - индикаторов корректности. Индикаторы корректности устанавливаются в ненулевое значение при выходе моделируемых процессов за рамки модели (например, отражение электронов, обгон и т.д.) или при возникновении алгоритмических (несходимость итераций) или вычислительных ошибок. Каждый индикатор может принимать несколько значений (фатальная, средняя или незначительная некорректность). Уровень корректности может задаваться. В соответствии с заданным уровнем корректности устанавливается значение одного общего флага корректности, который и маркирует данную точку расширенного пространства параметров (входные параметры + частота) как корректную или некорректную. При каждом расчете амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) прибора некорректные точки помечаются на графике АЧХ маркерами. Кроме того, флаг корректности используется при оптимизации.

Исследование процессов группирования и отбора энергии при помощи комплекса программ KlyP позволило разрешить многие парадоксы, проявлявшиеся ранее при расчете клистронов, например, ответить на вопрос, почему аналитические модели не отображают "нули усиления" в широкополосных клистронах, или почему для узкополосных приборов с высоким КПД аналитические модели оказываются более точными, чем численные [7].

Главным преимуществом дискретно-аналитической модели является высокая скорость расчета при высокой точности. Скорость расчета по дискретно-аналитической модели примерно на 1-2 порядка выше, чем по численным модели при сравнимых (и даже больших) значениях точности и размера области адекватности.

Помимо преимуществ модели, комплекс программ KlyP обладает развитым графическим интерфейсом, позволяющим не только получать графики выходных характеристик, но и графики распределения координат и скоростей электронов, графики частотной зависимости CBЧ- напряжений в зазорах резонаторов, фазовые траектории, гармоники конвекционного тока и т.д. Все это делает KlyP удобным инструментом для расчетов клистронов и исследования физических процессов в них [8]-[9].

При помощи программы KlyP можно решить задачу синтеза клистрона с заданными выходными характеристиками в ручном режиме на основе визуального анализа изменения выходных характеристик при изменении входных параметров. Таким способом было синтезировано несколько приборов, включая перспективные приборы с рекордными значениями выходных характеристик. Однако, этот процесс очень долгий и трудоемкий. Кроме того, таким способом невозможно ответить на принципиальные вопросы, например, каковы предельные значения КПД при заданной полосе или каким минимальным количеством каскадов обеспечиваются заданные выходные характеристики?

Для автоматизации процесса синтеза и для исследования предельных характеристик прибора программа KlyP была дополнена модулем оптимизации.

В модуле оптимизации предусмотрена возможность конструировать из выходных параметров модели различные целевые функции (включая векторные) и оптимизировать их по любому набору входных параметров.

Сложность задачи оптимизации параметров клистрона обусловлена следующими причинами.

1) Сравнительно большое время расчета одного значения целевой функции (единицы-десятки секунд).

2) Невозможность априорного анализа попадания данной точки из пространства входных параметров в область адекватности.

3) Негладкость целевой функции (возможны небольшие локальные колебания, например, из-за конечной точности расчета).

4) Большое число параметров оптимизации (до 20-30 и более).

5) Необходимость использования векторных целевых функций.

6) Большое количество локальных экстремумов целевой функции.

Указанные причины заставили отказаться от градиентных методов оптимизации и ориентироваться на методы, основанные на прямом зондировании пространства параметров.

В связи с многомерностью пространства параметров (20 и более) особое значение имеет равномерность расположения пробных точек в этом пространстве. Наибольшую равномерность обеспечивает задание всех координат точки в виде соответствующих ЛПт последовательностей, поэтому в оптимизационном модуле программы KlyP значения входных параметров для каждой пробы задается при помощи ЛПт-генератора или при помощи комбинированного генератора, включающего ЛПт-генератор, генератор Холтона и генератор случайных чисел.

В качестве основной функции цели используется минимальный КПД в заданной полосе. При конструировании векторной функции цели в качестве дополнительных компонент используются дисперсия и асимметричность КПД в заданной полосе. Для дополнительных компонент целевой функции отслеживается попадание значений этих компонент в заданный диапазон (с этой целью флаг корректности дополняется еще одним - оптимизационным компонентом).

При оптимизации методом зондирования в программе KlyP указываются параметры оптимизации, задаются диапазоны их изменения, задается вид и размерность целевой функции, количество проб и количество сохраняемых лучших вариантов. При оптимизации учитываются только корректные точки - для них анализируются значения функции цели. Заданное количество лучших (с точки зрения значения целевых функций) вариантов сохраняется.

После проведения оптимизации, сохраненные лучшие варианты оцениваются визуально, после чего процесс заканчивается (если один из сохраненных вариантов удовлетворяет всем требованиям), или задаются данные для повторной оптимизации.

Недостатком оптимизации методом прямого зондирования является невозможность проанализировать тенденцию изменения целевой функции при изменении входных параметров. Это делает затруднительным

анализ возможности и условий получения предельных характеристик (КПД, близкий к 100% в максимально широкой полосе).

Для решения такой задачи весьма перспективным представляется использование ЛПт-оптимизации, дополненной методами аппроксимации в соответствии с идеями регрессионного анализа и линейного программирования.

Например, возможна реализация следующего алгоритма.

1) В пространстве параметров выбирается исходная точка  $P_0$  (выбор производится по имеющимся прототипам и в результате ручного синтеза).

2) Задается область оптимизации в виде параллелепипеда с центром в точке **P**<sub>0</sub>. Размеры параллелепипеда (диапазоны изменения параметров) выбираются из априорных соображений.

Проводится ЛПт-зондирование области оптимизации в заданном количестве точек.

4) По найденным корректным точкам методом регрессионного анализа строится линеаризованная функция цели - линейная аппроксимация основной функции цели в области оптимизации.

5) Находится максимум линеаризованной функции цели и корректная точка **P**<sub>1</sub>, наиболее близко расположенная к найденному максимуму.

6) Повторяется пп.1-5, но уже относительно точки P<sub>1</sub>.

Алгоритм повторяется заданное количество раз. Найденная в результате последнего повтора точка  $P_n$  считается решением задачи.

Для сглаживания стохастических эффектов предложенный алгоритм можно дополнить усреднением по группам соседних точек и проводить оптимизацию не для точечных, а для усредненных значений функции цели.

Аналогичные методы оптимизации можно применить и для других резонаторных приборов О-типа, например, для нового прибора - резотрода [10]-[11] - перспективного источника для мощных устройств ВЧ/СВЧ нагрева, а также для перспективных источников сверхмощных импульсов на основе комбинации клистронов и резотродов [12].

#### Литература

1. Артюх И.Г., Байков А.Ю., Петров Д.М. .Высокоэффективные пролетные клистроны. Тезисы докладов Международной конференции, посвященной дню радио, Москва, май 1997

2. Байков А.Ю., Д.М.Петров. Проблемы создания мощных и сверхмощных клистронов с высоким КПД. Тезисы докладов Международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения", Саратов, СГТУ, 7-9 сентября, 1998, т. 1, с. 56-58.

3. Байков А.Ю., Д.М.Петров Дискретно-аналитическая модель клистрона. Тезисы докладов Международной конференции, посвященной 100-летию изобретению радио, Москва, май 1995.

4. Байков А.Ю., Ильясов Х.Х., .Петров Д.М. КLYP - новая быстродействующая программа расчета клистрона. Тезисы докладов международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения", Саратов, октябрь 1994, с 7-8

5. .Байков А.Ю., Петров Д.М. Распространение произвольного возмущения электронного потока в трубе дрейфа Тезисы докладов международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения", Саратов, октябрь 1994, с. 39-41

6. Байков А.Ю., Петров Д.М. Разгруппировка электронного потока в распределенном СВЧ поле бессеточного зазора. Тезисы докладов международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения", Саратов, октябрь 1994, с 6-7

7. Байков А.Ю., Петров Д.М. Мощные широкополосные клистроны с высоким КПД (методика синтеза и результаты). Тезисы докладов Международной научно-технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения", Саратов, сентябрь 1996, ч.1, с 22-23

8. Bajkov A.Yu., Petrov D.M Problems of combination of broad band and high efficiency of klystron. International University Conference "Electronics and Radiophysics of Ultra-high Frequencies", St. Petersburg, May 24-28, 1999, p. 1-4

9. Bajkov A.Yu., Petrov D.M. Problems of creation powerful and super-power klystrons with efficiency up to 90%. International University Conference "Electronics and Radiophysics of Ultra-high Frequencies", St. Petersburg, May 24-28, 1999, p.5-8

10. Байков А.Ю., Петров Д.М. Многолучевой регенеративный усилитель электромагнитных колебаний. Патент RU N2150766 C1, 10.06.2000. бюл. №16

11. Байков А.Ю.,.Петров Д.М Возможности создания и перспективы применения мощных усилительных и генераторных резотродов Тезисы докладов LVI всероссийской научной сессии, посвященной Дню радио, Москва, 16-17 мая 2001г., т.2., с 303-305.

12.Байков А.Ю.,.Петров Д.М О возможности создания гибридного многомодульного многолучевого прибора – источнка СВЧ импульсов гигаваттной мощности. Тезисы докладов Международной научно-

технической конференции "Актуальные проблемы электронного приборостроения", Саратов, СГТУ, 18-19 сентября 2002, с. 118-121

The discrete analytical klystron model and the way of  $LP\tau$  optimization are presented. The description of these methods and the results of their use are considered. The novel method of  $LP\tau$  optimization with regress analysis elements for global extremum search is proposed.

#### ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СЛОЖНОЙ ДИНАМИКИ КЛИСТРОНОВ–ГЕНЕРАТОРОВ С ЗАПАЗДЫВАЮЩЕЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Дмитриев Б.С., Жарков Ю.Д., Рыскин Н.М., Шигаев А.М.

Саратовский государственный университет им Н.Г. Чернышевского

В последние годы возрос интерес к исследованию и применению сложных, в том числе, хаотических режимов генерации сверхвысокочастотных (СВЧ) электронных приборов. Внимание к этой проблеме связано, прежде всего, с перспективами применения источников шумоподобного хаотического СВЧ излучения в системах передачи и обработки информации на базе динамического хаоса [3-5] и радиолокации [6], а также для генерации помех, в установках СВЧ нагрева и т.д. Для указанных приложений одними из наиболее перспективных представляются автогенераторы с запаздывающей обратной связью (ЗОС) на базе пролетных клистронов, обладающих высоким уровнем мощности и КПД. В настоящей работе подводится итог исследованиям сложной динамики клистронов–генераторов с ЗОС, проводившихся в СГУ в 1998-2004 г.г. [7-10].<sup>1</sup>

Естественным математическим аппаратом для описания нестационарных процессов в клистронных автогенераторах представляются дифференциальные уравнения с запаздывающим аргументом. В работах [7-9] были предложены математические модели автогенераторов на основе двух- и многорезонаторных пролетных клистронов с ЗОС в виде систем дифференциальных уравнений с запаздыванием. В частности, двухрезонаторный клистрон, входной резонатор которого соединен с выходным посредством широкополосной бездисперсионной линии передачи, в которую включены регулируемый аттенюатор и фазовращатель, описывается системой уравнений [7,9]

1. 
$$F_{1} + \gamma F_{1} = \gamma F_{2}(t-1),$$

$$\dot{F}_{2} + \gamma F_{2} = -2i\alpha e^{-i\psi} J_{1}(|F_{1}|) F_{1}/|F_{1}|,$$
(1)

одно из которых содержит запаздывание. Здесь  $J_1$  — функция Бесселя первого рода,  $F_{1,2}$  — безразмерные медленно меняющиеся комплексные амплитуды колебаний напряжения на зазорах резонаторов,  $\alpha$  — параметр возбуждения генератора, имеющий смысл произведения коэффициента усиления на глубину ОС,  $\gamma$  — параметр затухания, обратно пропорциональный добротности резонаторов,  $\psi$  — полный набег фазы за время распространения сигнала по петле обратной связи. Он зависит как от времени пролета электронов между резонаторами, так и от времени задержки в цепи ОС. Система (1) записана в простейшем варианте, когда резонаторы предполагаются идентичными и согласованными с линией ОС. Не составляет труда обобщить ее на случай, когда учитывается расстройка резонаторов, неравенство их добротностей, характеристических сопротивлений и т.д.

Анализ условий самовозбуждения автоколебаний показывает, что порог самовозбуждения периодически зависит от фазы  $\psi$ , т.е. на плоскости параметров  $\alpha$ ,  $\psi$  наблюдаются так называемые зоны генерации, что является общим свойством электронных автогенераторов с ЗОС (см., например, [8,11-15]). В центрах зон набег фазы сигнала за время распространения по кольцу обратной связи равен  $2\pi m$ ; им соответствуют значения  $\psi = 2\pi m - \pi/2$ . В центре зоны самовозбуждение происходит точно на собственной частоте резонаторов. С ростом  $\alpha$  зоны генерации расширяются и начинают перекрываться. В областях вблизи границ зон возможна мультистабильность, т.е. возбуждение любой из двух соседних мод в зависимости от начальных условий.

Численное моделирование обнаруживает весьма сложную картину бифуркаций в пространстве управляющих параметров. При этом в центрах зон генерации доминирующим оказывается сценарий удвоения

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Эти исследования выполнены при поддержке грантов РФФИ №№ 03-02-16192 и 03-02-16269, и программы «Университеты России» № 01.01.369.

#### СВЧ - электроника

периода автомодуляции. Удается уверенно наблюдать практически любое число бифуркаций удвоения (тем большее, чем больше точность вычислений) и приближенно подтвердить универсальные количественные закономерности, присущие этому сценарию. Однако, по сути, некорректно говорить о каком-то одном сценарии перехода к хаосу. В действительности реализуется сложная последовательность чередующихся периодических и хаотических режимов автомодуляции. Периодическим режимам в фазовом пространстве отвечают предельные циклы, геометрия которых постепенно усложняется. На базе каждого цикла вновь совершается переход к хаосу, который может происходить либо через удвоения периода, либо жестко. Сказанное иллюстрирует рис. 1, на котором приведены бифуркационные диаграммы для двухрезонаторного клистрона. На них отложены максимумы амплитуды выходного сигнала  $F_{max} = \max \left| F_2(t) \right|$  при различных



Рис. 3.4. Бифуркационная диаграмма для двухрезонаторного клистрона в центре зоны генерации при γ=1.0 (а) и ее увеличенный фрагмент в области перехода к хаосу через последовательность бифуркаций удвоения периода (б).

Значительно сложнее выглядит картина перехода к хаосу вблизи границ зон генерации. Основная мода претерпевает конечное число бифуркаций удвоения, тем меньшее, чем ближе к границе зоны генерации мы находимся. Далее автомодуляция вновь становится периодической, а затем происходит переход к хаосу через разрушение квазипериодического движения. Для побочной моды переход к хаосу всегда происходит через разрушение квазипериодичности. С увеличением а происходит объединение аттракторов на базе различных мод. Образуется либо двухчастотный режим на базе обеих соседних мод, либо режим развитого хаоса. В последнем случае зависимость выходного сигнала от времени представляет собой случайные переключения от одного «парциального» аттрактора к другому (перемежаемость типа «хаос — хаос»).

Важным с практической точки зрения является вопрос об учете сил пространственного заряда (ПЗ). Для модификации описанной выше модели наиболее подходящим является аппарат приближенной нелинейной волновой теории приборов О-типа, развитой В.А. Солнцевым [12,16]. Волновая теория основана на разложении фазы электрона в ряд Фурье по начальной фазе (в силу периодичности этой зависимости) и на переходе от уравнений движения отдельных электронов к уравнениям для амплитуд фурье-компонент (нелинейных волн). Для случая двухрезонаторного клистрона, воспользовавшись выражением для первой гармоники сгруппированного тока, которое получается при учете лишь одной фурье-гармоники [12,16], можно показать, что в уравнениях (1) достаточно заменить в аргументе функции Бесселя  $|F_1|$  на величину B, которая определяется из решения уравнения нелинейного осциллятора

2. 
$$\frac{d^2B}{dz^2} + \theta_p^2 Q(B) = 0$$
(2)

с граничными условиями B(0) = 0,  $dB(0)/dz = |F_1(t)|$ . Здесь  $\theta_p = \omega_p l/v_0$  — угол пролета по плазменной частоте,  $Q(B) = 2\sum_{n=1}^{\infty} J_n(nB) (J_{n-1}(nB) - J_{n+1}(nB))/n$ , z = x/l — координата, нормированная на длину

пространства дрейфа l. При численном интегрировании этих уравнений на каждом шаге следует дополнительно производить численное интегрирование уравнения (2) в области  $0 \le z \le 1$  и подставлять значение B(z=1) в аргумент функции Бесселя во второе уравнение системы (1). Численное моделирование показывает, что силы ПЗ приводят к увеличению порога самовозбуждения в  $\sin \theta_p / \theta_p$  раз, что согласуется с линейной теорией волн ПЗ. В то же время, максимально возможная амплитуда выходного сигнала возрастает с увеличением ПЗ. Этот эффект характерен и для других для приборов О-типа, например, для ЛОВ он был обнаружен Г.Н. Рапопортом еще в 1958 г. [17]. Было также обнаружено, что ПЗ существенно влияет на режимы автомодуляции. Если увеличивать параметр  $\alpha$ , увеличивая ток пучка, то одновременно растет и параметр ПЗ, что может приводить к подавлению автомодуляции и срыву генерации.

Результаты численного моделирования в целом хорошо согласуются с экспериментами [7,9,10]. Экспериментально исследовался генератор на базе промышленного пятирезонаторного клистрона среднего уровня мощности десятисантиметрового диапазона. Входной резонатор клистрона соединен с выходным коаксиальной линией ОС длиной около 10 м, в которую были включены регулируемый аттенюатор и фазовращатель. В качестве управляющих параметров использовались ток электронного пучка, ускоряющее напряжение, затухание и фаза в цепи обратной связи. На рис. 2 изображена карта динамических режимов на плоскости параметров  $I_0, V_0$ . Выделены области одночастотной генерации, периодической автомодуляции, автомодуляции с удвоенным и учетверенным периодом и области хаотической динамики. Области автомодуляции имеют вид отдельных зон, разделенных обширными участками одночастотной генерации, с ростом тока можно наблюдать слияние некоторых из них. Как и ожидалось, доминирующим является переход к хаосу через последовательность бифуркаций удвоения периода. Из-за наличия флуктуаций удается уверенно наблюдать не более трех бифуркаций удвоения периода. Как видно из рис. 2, уже области колебаний с учетверенным периодом очень узкие, так что зафиксировать их достаточно сложно.



Внутри областей хаоса также имеются многочисленные «окна» регулярного поведения. Они образуют сложную структуру и ввиду своего малого размера на рис. 2 не показаны. При больших токах пучка происходит переход к режимам развитого хаоса с шириной спектра примерно 32 МГц, что превышает ширину полосы пропускания выходного резонатора (24 МГц). При этом на фазовом портрете уже не различима какая-либо крупномасштабная структура. Максимально достижимая мощность колебаний в таком режиме составила 41 Вт при КПД 35%.

Многообразие хаотических режимов в клистроне–генераторе открывает возможность использования в системах передачи информации. Одной из наиболее перспективных представляется схема с переключением хаотических режимов или chaos shift keying (CSK) [3-5]. Поскольку в клистроне реализуется несколько различных типов хаотических колебаний, можно осуществить цифровую передачу информации, кодируя сигнал при помощи «алфавита» из нескольких символов, каждому из которых отвечает один из различных хаотических режимов. Однако для этого необходимо уметь переключаться от одного режима к другому, т.е. решить задачу управления хаосом. Переключение можно осуществить, например, модуляцией параметров генератора. Однако более перспективным с точки зрения экспериментальной реализации представляется воздействие внешним сигналом. На рис. 3 приведен пример фазовых портретов и спектров генератора в автономном режиме (а) и под воздействием внешним гармоническим сигналом с амплитудой  $F_{ext} = 2.0$  на собственной частоте резонатора. Очевидно, что реализуются два качественно различных режима, которые можно использовать для построения базисных функций в CSK-схеме. Численное моделирование продемон-

стрировало возможность модуляции несущего хаотического колебания информационным сигналом при включении/выключении управляющего внешнего сигнала, а также возможность демодуляции этого сигнала в приемнике.



Рис. 3. Фазовые портреты и спектры в хаотических режимах при включенном (а) и выключенном (б) внешнем сигнале.

#### Литература

3. Дмитриев А.С., Панас А.И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002. 252 с.

4. Дмитриев А.С. Динамический хаос и информация // В кн. Нелинейные волны 2002. Под ред. А.В. Гапонова–Грехова и В.И. Некоркина. Ниж. Новгород: ИПФ РАН, 2003. С. 53-76.

5. Special Issue on Application of Nonlinear Dynamics to Electronic and Information Engineering // Proc. IEEE. 2002. Vol. 90, No. 5.

6. Lukin K.A. // Proc. First Int. Workshop on the Noise Radar Technology (NRTW 2002). Yalta, Crimea, Ukraine, 2002. P. 13-22.

7. Дмитриев Б.С., Жарков Ю.Д., Рыскин Н.М., Шигаев А.М. // РиЭ. 2001. Т.46. №5. С. 604-610.

8. Dmitrieva T.V., Ryskin N.M., Shigaev A.M. // Nonlinear Phenomena in Complex Systems. 2001. Vol. 4, No. 4. P. 376-382.

9. Дмитриев Б.С., Жарков Ю.Д., Кижаева К.К., Клокотов Д.В., Рыскин Н.М., Шигаев А.М. // Изв. вузов. Прикладная нелинейная динамика. 2002. Т. 10, № 5. С. 37-49.

10. Дмитриев Б.С., Жарков Ю.Д., Клокотов Д.В., Рыскин Н.М. // ЖТФ. 2003. Т. 73, № 7. С. 105-110.

11. Гайдук В.И., Палатов К.И., Петров Д.М. Физические основы электроники СВЧ. М.: Сов. радио. 1971.

12. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М.: Сов. радио, 1973. 400 с.

13. Кац В.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 1985. Т. 28, № 2. С. 161-176.

14. Рыскин Н.М., Шигаев А.М. // ЖТФ. 2002. Т. 72, № 7. С. 1-8.

15. Рыскин Н.М. // Изв. вузов. Радиофизика. 2004. Т. 47, № 2. С. 129-142.

16. Солнцев В.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 1974. Т. 17, № 4. С. 616-625.

17. Рапопорт Г.Н. // РиЭ. 1958. Т. 3, № 2. С. 255-261.

#### THEORETICAL AND EXPERIMENTAL STUDY OF KLYSTRON OSCILLATORS WITH DELAYED FEEDBACK

Nonlinear dynamics in klystron delayed feedback oscillators is considered. Non-stationary processes including self-modulation and transition to chaos scenario has been studied in detailes. The numerical results were confirmed by experimental research carried out on an S-band five-cavity klystron of medium power. Finally, the problem of controlling chaos by an external signal and application to chaotic based communication system is described.

#### ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЛЕКСНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЗАМЕДЛЕНИЯ И ОТРАЖЕНИЯ ПРИ АНАЛИЗЕ ВОЛНОВЫХ ПРОЦЕССОВ В СВЧ-ПРИБОРАХ С ДЛИТЕЛЬНЫМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ

Елизаров А.А.

Московский государственный институт электроники и математики (Технический университет)

В большинстве работ по теории ЛБВ О-типа анализ волновых процессов проводится на основе решения характеристического уравнения и нахождения комплексных постоянных распространения прямых и обратных волн замедляющей системы (ЗС) и волн пространственного заряда пучка [1 - 4]. Однако несмотря на комплексные значения постоянных распространения анализируемых волн, величина коэффициента замедления структуры, равного отношению скорости света к фазовой скорости волны, всегда считалась действительной величиной. Следует также подчеркнуть, что прямой аналог коэффициента замедления - коэффициент преломления, широко применяющийся при решении задач в оптическом диапазоне и физике сплошных сред, практически изначально рассматривался как величина комплексная [5].

Замедление электромагнитной волны создается в основном за счет увеличения пути, проходимого волной вдоль проводников, образующих ЗС. При анализе волновых процессов зависимость всех компонент поля замедленной волны от продольной координаты z характеризуется волновым множителем  $\exp(j\omega t - j\beta z)$ , где  $\omega$  - угловая частота,  $\beta$  - проекция волнового вектора на направление распространения.

Действительная часть  $\beta$  называется фазовой постоянной и определяется соотношением

$$\operatorname{Re}\beta = \omega/(v_{\phi})_{p}, \qquad (1)$$

где  $(v_d)_p$  - фазовая скорость *p*-ой пространственной гармоники.

Мнимая часть  $\beta$  называется постоянной затухания замедленной электромагнитной волны, обозначаемой через  $\alpha$ , и позволяющей определить коэффициент затухания волны по мощности на единицу длины ЗС

$$K_1 = 8,68\alpha$$
 дБ/м. (2)

Независимо от конструктивных особенностей ЗС и типа возбуждаемой волны,  $\operatorname{Re} \beta > k$ , где  $k = \omega / c$  - модуль волнового вектора, c - скорость света в вакууме. При этом, по крайней мере одна из проекций волнового вектора на поперечные координаты должна быть мнимой, что свидетельствует о поверхностном характере распределения поля замедленной волны.

В наиболее общем виде дисперсионное уравнение ЗС может быть записано следующим образом

$$\beta^2 = k^2 \varepsilon(\omega) \mu(\omega), \tag{3}$$

где  $\mathcal{E}, \mu$  - относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости сред, окружающих структуру.

Если теперь определить комплексный коэффициент замедления  $N = \operatorname{Re} n + i \operatorname{Im} n$  как

$$\beta^2 = k^2 N, \tag{4}$$

и принять  $\mu(\omega) = 1$ , что справедливо при отсутствии вблизи ЗС ферромагнитных сред в рассматриваемой области частот, то получим хорошо известную формулу

$$N = \sqrt{\varepsilon} . \tag{5}$$

Разложение левой и правой части (5) на действительную и мнимую части и решение уравнений относительно Ren и Imn, дает

$$(\operatorname{Re} n)^{2} = \frac{1}{2} \{ \operatorname{Re} \varepsilon + \sqrt{(\operatorname{Re} \varepsilon)^{2} + (\operatorname{Im} \varepsilon)^{2}} \}$$
(6.1)

$$(\operatorname{Im} n)^{2} = \frac{1}{2} \{ -\operatorname{Re} \varepsilon + \sqrt{(\operatorname{Re} \varepsilon)^{2} + (\operatorname{Im} \varepsilon)^{2}} \}$$
(6.2)

Таким образом, действительная часть коэффициента замедления пропорциональна действительной части фазовой постоянной и определяет преломление замедленной волны на границе раздела среда-вакуум. Мнимая часть коэффициента замедления пропорциональна мнимой части фазовой постоянной, т.е. постоянной затухания и определяет ослабление волны в среде с комплексным значением относительной диэлектрической проницаемости.

Для частного случая отражения замедленной волны от изотропной среды с комплексным значением относительной диэлектрической проницаемости получим

$$\Gamma = \left| \frac{1 - N}{1 + N} \right|^2 = \frac{(1 - \operatorname{Re} n)^2 + (\operatorname{Im} n)^2}{(1 + \operatorname{Re} n)^2 + (\operatorname{Im} n)^2}$$
(7)

Из (7) следует, что  $\Gamma$  полностью определяется величинами  $\operatorname{Re} \varepsilon$  и  $\operatorname{Im} \varepsilon$ . Однако следует отметить, что непосредственное определение указанных величин из  $\Gamma$  возможно лишь при известной зависимости между  $\operatorname{Re} \varepsilon$  и  $\operatorname{Im} \varepsilon$  во всем диапазоне частот, в котором измерялась величина  $\Gamma$ .

В качестве примера применения введенных комплексных величин коэффициентов замедления и отражения воспользуемся волноводной моделью ЛБВ, представляющей собой систему, состоящую из круглого волновода, заполненного изотропным диэлектриком для снижения фазовой скорости волны. Диэлектрик пронизывается в пределах всего поперечного сечения электронным потоком. При этом допускается, что электроны могут свободно перемещаться в толще диэлектрика [3].

В частном случае отсутствия потерь в системе, для определения частотных свойств среды, моделирующей пучок, можно воспользоваться соотношениями [4]

$$\operatorname{Re}\varepsilon(\omega) = 1 - \left(\frac{\omega_{nn}}{\omega}\right)^2, \qquad (8.1) \qquad \operatorname{Im}\varepsilon(\omega) = -\pi\omega_{nn}^2 \frac{d}{d\omega}\delta(\omega), \qquad (8.2)$$

где  $\mathcal{O}_{n\pi}$  - плазменная частота пучка,  $\delta(\omega)$  - функция Дирака.

При  $\omega > 0$  величина Im  $\varepsilon$  обращается в нуль. Из (6.1) и (6.2) получим комплексный коэффициент замедления

При  $\omega = 0$  обе величины имеют особенность вида  $\frac{d}{d\omega} \delta(\omega)$ .

Для коэффициента отражения из (7) следует

$$\Gamma = \{ I = \{ 0 \in \mathcal{O}_{nn} \\ \left( \frac{1 - \sqrt{\operatorname{Re} \varepsilon}}{1 - \sqrt{\operatorname{Im} \varepsilon}} \right)^2 \quad \text{для } \mathcal{O} \ge \mathcal{O}_{nn}$$
 (10)

Выражение (10) включает также значение для  $\omega = 0$ . Зависимости (9.1), (9.2) и (10) показаны на рис.1 сплошными линиями.

Для анализа волноводной модели ЛБВ с учетом потерь, в соотношениях (9.1) и (9.2) необходимо учесть среднее время пролета электронов в среде  $t_{nD}$ :

$$\operatorname{Re} \varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_{n\pi}^2}{\omega^2 + (\frac{1}{t_{np}})^2}, \qquad (11.1) \qquad \operatorname{Im} \varepsilon(\omega) = \frac{\omega_{n\pi}^2 / t_{np}}{\omega[\omega^2 + (\frac{1}{t_{np}})^2]}. \qquad (11.2)$$

В выражении (11.1) Re  $\varepsilon$  незначительно отличается от (8.1), в то время как для Im  $\varepsilon$  особенность в форме  $\frac{d}{d\omega}\delta(\omega)$  размывается и приобретает конечную ширину. Такое же влияние оказывает затухание на особенности в Ren и Imn. Для коэффициента отражения  $\Gamma$  затухание приводит лишь к сглаживанию острого угла при  $\omega = \omega_{nn}$ , причем с уменьшением  $t_{np}$ , что может быть связано с увеличением тока или ростом тепловых скоростей электронов пучка, сглаживание растет. Полученные по формулам (11.1) и (11.2) кривые показаны на рис.1 штриховыми линиями.



Рис.1. Зависимости комплексных коэффициентов замедления  $N = \text{Re}\,n + i\,\text{Im}\,n$  и отражения  $\Gamma$  для волноводной модели ЛБВ. Сплошные линии - без учета затухания, штриховые линии – с учетом затухания.

Из анализа зависимостей, представленных на рис.1, следует интересный факт, заключающийся в том, что в рассматриваемой волноводной модели ЛБВ при  $\mathcal{O} < \mathcal{O}_{nn}$  затухание замедленной волны практически отсутствует. При  $\mathcal{O} < \mathcal{O}_{nn}$ , вследствие Ren = 0, наступает ее полное отражение, тогда как при  $\mathcal{O} > \mathcal{O}_{nn}$  среда, моделирующая электронный пучок, ведет себя как идеальный диэлектрик. Последнее означает, что часть замедленной волны отражается, а оставшаяся часть, вследствие Imn = 0, распространяется в пучке без затухания. Хорошие отражательные свойства электронного пучка можно объяснить тем, что даже при существовании в нем квазисвободных электронов, область рабочих частот ЛБВ лежит всегда ниже  $\mathcal{O}_{nn}$ , где  $\Gamma=1$ .

#### Литература

1. Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А. Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М.: Сов. радио, 1973.

2. Силин Р.А., Сазонов В.П. Замедляющие системы. М.: Сов. радио, 1966.

3. Лошаков Л.Н., Пчельников Ю.Н. Теория и расчет усиления лампы с бегущей волной. М.: Сов. радио, 1964.

4. Лопухин В.М. Возбуждение электромагнитных колебаний и волн электронными потоками. М.: ГИТТЛ, 1953.

5. Фейнман Р., Лейтон Р., Сэндс М. Фейнмановские лекции по физике. Т.7 Физика сплошных сред. М.: Мир, 1977.

#### APPLICATION OF COMPLEX SLOWNESS AND REFLECTIONS FACTORS AT THE ANALYSIS OF WAVE PROCESSES IN MICROWAVES TWT- CURCUITS

Yelizarov A.

Moscow State Institute of Electronics and Mathematics (Technical University)

On the basis of the dispersing equation of a slow-wave system (SWS) analysis, the expressions for complex slowness and reflection factors are obtained. Is shown, that the real part of a slowness factor determines refraction of a slow wave on a boundary environment - vacuum, and imaginary part - wave attenuation in the environment with complex value of a relative permittivity.

Through the offered complex coefficients the analysis of processes in waveguide TWT- model, permitted is lead to simplify comprehension of correlation of gated in parameters with stationary values of an advance of SWS-waves and waves of a space charge.

The character of the obtained dependences of complex slowness and reflections factors allows to observe transformation of bound SWS - waves and space charge of the linear TWT - theory, as they meet to the characteristics obtained earlier analytically and numerically at the analysis of losses on stationary values of direct modes propagation in SWS qualitatively.

#### ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ НИЗКИХ ЧАСТОТ НА ОТРЕЗКАХ ШТЫРЕВЫХ ЗАМЕДЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

Пчельников Ю.Н., Елизаров А.А., Лебедева Т.А., Титов А.П.

Московский государственный институт электроники и математики (Технический университет)

К штыревым замедляющим системам относятся электродинамические структуры, состоящие из отрезков параллельных проводников с относительно малыми размерами поперечного сечения [1]. Разработанные ранее на базе волноводной техники, штыревые замедляющие системы обладают относительно узкой полосой пропускания и сильной дисперсией. В то же время в микрополосковом исполнении, с оторванным от штырей экранным проводником, такие структуры обладают неограниченной со стороны низких частот полосой пропускания и более пологой дисперсией, что позволяет их использовать при создании фильтров и других устройств [2].

Аналогом микрополосковых фильтров являются фильтры низких частот на основе Г-, Т- или Побразных ячеек, содержащих катушки индуктивности, подключаемые последовательно нагрузке, и конденсаторы, подключаемые параллельно нагрузке [3]. Недостатком таких фильтров с сосредоточенными постоянными являются большие потери и малая собственная добротность в СВЧ диапазоне [4, 5].

Переход от указанных структур к микрополосковым фильтрам низких частот, на основе элементов с распределенными параметрами, осуществляется с помощью схемы замещения, в которой длина отрезка линии (без учета потерь) должна быть меньше четверти замедленной длины волны. Если волновое сопротивление отрезка линии велико по сравнению с сопротивлениями на входе и выходе, то отрезок линии эквивалентен последовательно включённой индуктивности. При малом же волновом сопротивлении – параллельной емкости. Таким образом, если включить чередующиеся отрезки линий с низким и высоким волновыми сопротивлениями, то в результате получим топологию фильтра низких частот.

Используемый ранее для расчета штыревых замедляющих систем метод многопроводных линий [6] практически не пригоден для анализа микрополосковой гребенчатой структуры, поскольку в этом случае нагрузка на концах штырей оказывается неоднозначной. Кроме того, удобный при расчетах на относительно высоких частотах, когда сдвиг фазы поля между соседними штырями достаточно велик, метод многопроводных линий оказывается слишком сложным на относительно низких частотах, когда приходится учитывать взаимное влияние большого количества штырей. В этом случае удобнее использовать метод эквивалентных длинных линий, или комбинацию обоих упомянутых выше методов [7].

Метод эквивалентных длинных линий основан на замене реальной структуры импедансной поверхностью. Это позволяет воспользоваться вместо волновой проводимости одного штыря проводимостью в направлении поперечной координаты, рассчитанной на единичной длине системы. сводится к заменеоснована на рассмотрении картины силовых линий электрического поля в продольном сечении. При этом, упрощается картина поля, что, в свою очередь, позволяет уточнить электрическую схему эквивалентной линии. Пользуясь тем, что часть силовых линий электрического поля волны заканчивается на экране, а часть возвращается на импедансную поверхность, эквивалентная емкость может быть представлена в виде суммы емкостей, каждая из которых обратно пропорциональна проходящим через них токам смещения. Эквивалентная погонная индуктивность складывается из индуктивностей основания гребенки и планки, а также погонной индуктивности импедансной поверхности, образованной штырями. Нагрузка на концах штырей, соединенных основанием гребенки, предполагается близкой к нулю (равной индуктивности основания).

В результате применения такого комбинированного метода для штыревой гребенки с емкостной планкой дисперсионное уравнение получено в виде

$$\frac{\tau^2}{k^2} - 2B\frac{\tau}{k} - C = 0,$$
 где  $2B = \frac{Wptg(Hk)}{2bT};$   $C = \frac{Wp}{\pi bT} \ln \frac{4H}{W}.$ 

Здесь W – ширина основания гребенки, равная ширине планки, H - длина штырей, b – расстояние между гребенкой и планкой, p – ширина штырей, T – период расположения штырей. Изначально предполагалось, что  $W \ll H$ ;  $b \ll p, W$ .

Из полученного дисперсионного уравнения видно, что на относительно низких частотах, когда  $2B \ll Ck / \tau$ , решение уравнения имеет следующий приближенный вид  $\tau / k \approx \sqrt{C}$ . Таким образом, условием относительно низких частот для рассматриваемой системы является следующее неравенство

$$\pi W ptg^2(Hk) \ll 4bT \ln \frac{4H}{W}.$$



Рис.1. Топология микрополоскового ФНЧ на штыревой гребенке с ломаной планкой.



Коэффициент затухания, дБ

Идея построения фильтра низких частот на планарной гребенчатой замедляющей системе заключается в следующем: периодическая полосковая гребенка при последовательном включении в линию передачи пропускает электромагнитные волны, начиная с нулевой частоты – и до частоты среза, которая определяется свойствами гребенки, в режиме противофазного наложения волн, отраженных от четвертьволновых выступов. Для более четкой фиксации частоты отсечки периодической структуры в конструкции используется металлическая планка, соединенная с экраном – подложкой на обратной стороне диэлектрической платы. Согласование такого фильтра может быть выполнено на отрезках нерегулярной линии, волновое сопротивление которой меняется вдоль ее длины по линейному закону. Это позволяет обеспечить трансформацию сопротивлений при меньшей их геометрической длине и получить широкую полосу пропускания частот цепи. Достоинством предложенного фильтра является также отсутствие высших паразитных полос пропускания. Это объясняется тем, что нерегулярные согласующие выступы гребенки на входе и на выходе одновременно фильтруют все частоты цепи выше частоты отсечки.

На рис.1 показана топология разработанного микрополоскового фильтра низких частот, который вместе с 50-Омными выводами размещается на диэлектрической пластине с размерами 36х36 мм; на рис. 2 – амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) фильтра, рассчитанные с помощью программы Microwave Office и полученные экспериментально. Из анализа полученных зависимостей следует, что крутизна АЧХ фильтра вблизи частоты отсечки максимальна – частота среза на уровне - 3 дБ составляет 1,5 ГГц, а на частоте 1,55 ГГц затухание уже более 25 дБ. Величина зазора между гребенкой и планкой влияет на крутизну АЧХ, и целесообразно ее выбирать минимальной.

#### Литература

1. Тараненко З.И., Трохименко Я.К. Замедляющие системы. Киев: Техника, 1965.

2. Елизаров А.А., Пчельников Ю.Н. Радиоволновые элементы технологических приборов и устройств с использованием электродинамических замедляющих систем. М.: Радио и связь, 2002.

3. Изюмов Н.М., Линде Д.П. Основы радиотехники. М.: Радио и связь, 1983.

4. Микроэлектронные устройства СВЧ/ Под ред. Г.И.Веселова. М.: Высшая школа, 1988.

5. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1, 2. М.: Связь, 1971, 1972.

6. Дашенков В.М. К анализу дисперсии одноступенчатых штыревых замедляющих систем // Радиотехника и электроника. - 1959. - Т.4. - № 4. - С.648-659.

7. Пчельников Ю.Н., Виноградов А.Н., Пчельников А.Г. Замедляющие системы комбинированного типа // Радиотехника и электроника. - 1997. - Т.42. - № 3. - С.243-247.

#### RESEARCH OF MICROSTRIP LOWPASS FILTERS ON SEGMENTS OF WHIP SLOW-WAVE STRUCTURES

Pchelnikov Yu., Yelizarov A., Lebedeva T., Titov A.

Moscow State Institute of Electronics and Mathematics (Technical University)

The computational methods and analysis of whip slow-wave structures, their design and technological features surveyed. Is shown, that in microstrip-type such frames have unlimited on the part of low frequencies a transmission band and rather small dispersion, that allows them to creation of filters.

For whip slow-wave circuits the combined computational method grounded on usage of a method of multwire lines in a combination to a method of equivalent range lines is offered. As an example the frame as a microstrip whip comb with a capacitive load is parsed, on the basis of which the construction of the lowpass filter is offered.

The filter responses are obtained with the help Microwave Office also are confirmed experimentally. The slope of an amplitude-frequency characteristic of a filter near to frequency of a cut-off is maximum - cut-off frequency at a level - 3 dB makes 1,5 GHz, and on frequency 1,55 GHz fading already more than 25 dB. Overall dimensions of a filter's substrate 36x36.

\_\_\_\_\_**\**\_\_\_\_