

Известия ВУЗов «Прикладная Нелинейная Динамика» 2005 т. 13, №5-6 с.123

НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОВ РАЗНОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ В РЕЗОНАНСНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

С.В. Гришин, А.Р. Давоян, Ю.П. Шараевский

1. Введение

Известно [1-5], что амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) микрополосковой линии передачи с ферромагнитной плёнкой, в которой возбуждаются магнитостатические волны (МСВ), зависят от уровня мощности входного сигнала. Существование данной зависимости приводит к избирательному подавлению СВЧ-сигналов разного уровня мощности в такой нелинейной линии передачи на МСВ. СВЧ-сигнал, уровень мощности которого ниже некоторого порогового значения (малый сигнал), проходя через указанную нелинейную линию передачи в полосе возбуждения МСВ, ослабляется сильнее, чем СВЧ-сигнал, уровень мощности которого выше порога (большой сигнал). Нелинейность линии передачи на МСВ обусловлена наличием механизма параметрического возбуждения магнитостатической волной тепловых спиновых волн, на частотах вдвое меньших частоты возбуждения МСВ (см., например [6-8]). При одновременном прохождении двух СВЧ-сигналов (малого и большого) через рассматриваемую линию передачи на МСВ подавление малого сигнала относительно большого будет наблюдаться лишь при определённой величине отстройки между сигналами, которая составляет величину $\Delta f \geq 10 \div 20$ МГц [1, 2, 5]. Необходимо отметить, что данные результаты получены, в основном, экспериментальным путём, и на сегодняшний день практически отсутствуют теоретические модели, адекватно описывающие нелинейные особенности такой линии передачи.

Если для возбуждения МСВ вместо согласованного отрезка микрополосковой линии использовать микрополосковый резонатор, то такую

линию передачи можно называть резонансной линией передачи на МСВ [9-11]. В данной линии передачи эффективное подавление малого сигнала относительно большого наблюдалось при возбуждении обратной объёмной МСВ (ООМСВ) [10]. Причём в отличие от аналогичной линии передачи на ООМСВ, выполненной на основе согласованного отрезка микрополосковой линии, эффект нелинейного подавления малого СВЧ-сигнала относительно большого в резонансной линии передачи достигался при сравнительно небольшой величине перекрытия плёнкой микрополоски [10, 12]. Кроме того, для расчёта характеристик резонансной линии передачи на ООМСВ (как в линейном, так и в нелинейном режимах) использовалась достаточно простая радиофизическая модель в виде системы двух связанных колебательных контуров [9, 11], в которой параметры одного из контуров, описывающего ферромагнитную плёнку при возбуждении ООМСВ, и коэффициент связи между контурами имели функциональную зависимость от уровня мощности входного сигнала. Однако такое модельное представление использовалось только для случая, когда на систему подавался один гармонический сигнал с разным уровнем мощности (одночастотный режим).

В настоящей работе предпринята попытка развития нелинейной модели, полученной в одночастотном режиме, для описания особенностей взаимодействия двух сигналов разного уровня мощности (малого и большого) при их одновременном прохождении через резонансную линию передачи на ООМСВ (двухчастотный режим). Такая задача представляет интерес в связи с возможностью построения теоретической модели для устройства, получившего в литературе название «усилитель отношения сигнал/шум» [1, 2] или «шумоподавитель» [4-6, 12-14].

2. Исходная нелинейная модель и результаты одночастотной теории

В качестве объекта для моделирования использовалась линия передачи на МСВ, состоящая из микрополоскового полуволнового резонатора, вдоль поперечной оси симметрии которого располагалась ферромагнитная плёнка (см. рис.1а). При определённых значениях и направлении внешнего

постоянного магнитного поля H_0 в плёнке возбуждались ООМСВ на частотах основного вида колебания резонатора. Как было отмечено выше, для теоретического описания характеристик данной линии передачи можно использовать модель двух связанных колебательных контуров [9, 11]. На рис.1б приведена эквивалентная схема рассматриваемой резонансной линии передачи, где первый колебательный контур (I) эквивалентен микрополосковому резонатору, а второй (II) – ферромагнитной плёнке при возбуждении в ней ООМСВ. Кроме того, источник входного напряжения \dot{E} и RL -контур на рис.1б соответствуют СВЧ-входу и выходу резонансной линии передачи. При этом предполагается, что три параметра схемы (активное сопротивление R_2 и индуктивность L_2 второго контура, а также коэффициент связи k между колебательными контурами) зависят от уровня мощности входного сигнала. Обоснованность такого предположения для одночастотного режима обсуждалась в работе [11]. В общем случае при подаче на вход сложного сигнала (многочастотного, шумового и т.д.) последнее предположение приводит к зависимости указанных выше параметров схемы от времени.

Ниже приведена система уравнений, соответствующая схеме на рис.1б при сделанном выше предположении:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{гн} \dot{I}_{01} + L_0 \frac{d\dot{I}_{01}}{dt} + M_{01} \frac{d\dot{I}_1}{dt} = \dot{E}, \\ R_1 \frac{d\dot{I}_1}{dt} + L_1 \frac{d^2 \dot{I}_1}{dt^2} + \frac{1}{C_1} \dot{I}_1 + M_{01} \frac{d^2 \dot{I}_{01}}{dt^2} + M_{01} \frac{d^2 \dot{I}_{02}}{dt^2} + M_{12} \frac{d^2 \dot{I}_2}{dt^2} + \frac{d^2 M_{12}}{dt^2} \dot{I}_2 = 0, \\ R_2 \frac{d\dot{I}_2}{dt} + \frac{dR_2}{dt} \dot{I}_2 + L_2 \frac{d^2 \dot{I}_2}{dt^2} + \frac{d^2 L_2}{dt^2} \dot{I}_2 + \frac{1}{C_2} \dot{I}_2 + M_{12} \frac{d^2 \dot{I}_1}{dt^2} + \frac{d^2 M_{12}}{dt^2} \dot{I}_1 = 0, \\ R_{нг} \dot{I}_{02} + L_0 \frac{d\dot{I}_{02}}{dt} + M_{01} \frac{d\dot{I}_1}{dt} = 0, \end{array} \right. \quad (1)$$

где $M_{01} = k_0 \sqrt{L_0 L_1}$, $M_{12} = k \sqrt{L_1 L_2}$, k_0 – коэффициент связи первого колебательного контура с генератором или нагрузкой, k – коэффициент связи между колебательными контурами, $R_{гн}$ – сопротивление генератора, $R_{нг}$ – сопротивление нагрузки, $\dot{I}_{1,2} = \text{Re}(\hat{I}_{1,2} e^{j\omega t})$ – ток первого (второго)

колебательного контура, соответственно, $\dot{E} = \text{Re}(\hat{E}e^{j\omega t})$ - напряжение генератора, $\dot{I}_{01(02)}$ - ток генератора и ток в нагрузке, соответственно.

В одночастотном режиме зависимости R_2 , L_2 и k от мощности входного сигнала можно определить, исходя из экспериментальных данных, с применением методов оптимизации. Именно такой подход был использован в работе [11]. При этом значения указанных параметров определялись путём минимизации функции ошибки, представляющей собой среднеквадратичное отклонение рассчитанной по модели величины комплексного коэффициента передачи от его измеренного значения [15].

Вначале, по измеренным значениям комплексного коэффициента передачи микрополоскового резонатора в отсутствие ферромагнитной плёнки находились значения параметров первого контура (R_1 , L_1 , C_1) и элементов связи первого контура с генератором и нагрузкой (L_0 , k_0). Затем по измеренным значениям комплексного коэффициента передачи линии с ферромагнитной плёнкой при возбуждении в последней ООМСВ в режиме малого входного сигнала определялись значения параметров второго контура (R_2 , L_2 , C_2) и коэффициента связи k между колебательными контурами. При этом считалось, что параметры первого контура и элементов связи первого контура с генератором и нагрузкой не меняются при возбуждении в плёнке ООМСВ.

Далее предполагалось, что три параметра схемы (R_2 , L_2 и k) зависят от средней мощности входного сигнала \tilde{P}_{ex} , и именно эти величины являлись параметрами оптимизации при каждом значении \tilde{P}_{ex} . При этом для каждого фиксированного значения \tilde{P}_{ex} находились дискретные значения R_2 , L_2 и k . Последнее позволяло использовать для расчёта комплексного коэффициента передачи схемы систему уравнений (1), в которой параметры R_2 , L_2 и k на данном этапе моделирования можно было считать независимыми от времени. Найденные таким образом значения параметров R_2 , L_2 и k при различных уровнях мощности входного сигнала представлены значками на рис.2.

Полученные в результате оптимизации дискретные значения параметров схемы могут быть аппроксимированы определёнными функциональными зависимостями. В частности, предложенные в работе [11] формулы для описания таких эмпирических зависимостей имели следующий вид:

$$B = B_0 \times \left\{ \alpha / [1 + (P_{cp} / \tilde{P}_{ex})^n] + 1 \right\}, \quad (2)$$

где B – величина, равная R_2 , L_2 или k , соответственно; B_0 – величина, соответствующая минимальному значению B ; $\alpha = B_{\max} / B_0 - 1$, где B_{\max} – максимальное значение B ; P_{cp} – величина входной мощности \tilde{P}_{ex} , соответствующая среднему арифметическому значению B . Значения B_0 , α , P_{cp} и n , определенные для каждой из трёх зависимостей, приведены ниже в таблице.

Таблица

B	B_0	A	P_{cp} , мВт	n
R_2 , Ом	169.69	1.23	8	2
k	0.2	0.2195	20	-2
L_2 , нГн	205	0.3	160	-1

Результаты расчёта зависимостей R_2 , L_2 и k от величины входной мощности \tilde{P}_{ex} в соответствии с формулой (2) и данными таблицы приведены на рис.2. Значение входной мощности, обозначенное на рис.2а как $P_{пор}$, соответствует началу нелинейного режима линии, а значение $P_{нас}$ – уровню входной мощности большого сигнала, при превышении которого параметры схемы R_2 и k остаются практически постоянными. Из представленных на рис.2 результатов следует, что значения параметров схемы, рассчитанные по предложенной эмпирической формуле (2), достаточно хорошо совпадают с аналогичными значениями параметров, полученными в результате их оптимизации по экспериментальным данным. Таким образом, на данном этапе моделирования была установлена функциональная зависимость параметров второго контура и величины связи между контурами от уровня мощности входного сигнала, т.е. определен вид нелинейности в предложенной модели двух связанных колебательных контуров в одночастотном режиме.

На рис.3 приведены частотные зависимости величины, характеризующей изменение отношения амплитуды большого сигнала к амплитуде малого сигнала на выходе линии передачи по сравнению со входом $K=20\lg(A_{bc}/A_{mc})$, и величины, определяющей разность набега фаз между большим и малым сигналами $F=\Delta\varphi_{bc}-\Delta\varphi_{mc}$, где A_{bc} , $\Delta\varphi_{bc}$ - значение модуля и набега фазы коэффициента передачи линии в режиме большого сигнала (при $\tilde{P}_{ex} \cong P_{нас}$); A_{mc} , $\Delta\varphi_{mc}$ - значение модуля и набега фазы коэффициента передачи в линейном режиме (при $\tilde{P}_{ex} < P_{пор}$). Кривые, представленные на рис.3а, соответствуют теоретически рассчитанным зависимостям с учётом формулы (2), а аналогичные кривые на рис.3б - экспериментальным зависимостям. Экспериментальные зависимости были получены на макете резонансной линии передачи на ООМСВ, параметры которого приведены в работе [10].

Прежде всего, следует указать на достаточно хорошее соответствие в поведении кривых, представленных на рис.3а и рис.3б. Далее необходимо отметить, что зависимость величины K от частоты на рис.3 характеризуется двумя ярко выраженными частотными областями: область частот, в которой $K>0$, т.е. малый сигнал в этой области ослабляется сильнее большого, и область частот, в которой $K<0$ - большой сигнал в этой области ослабляется сильнее малого. В первой частотной области ($K>0$) максимальное значение величины $K \cong 15$ дБ и соответствует частоте $\Omega_1^{теор} = 2040$ МГц на рис.3а и частоте $\Omega_1^{экс} = 2060$ МГц на рис.3б. Причём область подавления малого сигнала ($K>0$) находится, в основном, в пределах теоретически рассчитанной полосы возбуждения ООМСВ. Рассматриваемая резонансная линия передачи в данной области частот может использоваться как шумоподавитель [1, 2, 4-6, 10, 12-14].

Вторая область частот ($K<0$), в которой происходит ограничение большого сигнала, находится за пределами теоретически рассчитанной полосы возбуждения ООМСВ. Резонансная линия передачи в данном случае может использоваться как ограничитель мощности (см., например [10, 16, 17]). Минимальное значение K в этой области достигает величины $K \cong -10$ дБ и

соответствует частоте $\Omega_2^{meop} = 2243$ МГц на рис.3а и частоте $\Omega_2^{экс} = 2240$ МГц на рис.3б. Наличие у кривой $K(f)$ частотных областей, в которых происходит смена знака величины K , является характерной особенностью, присущей нелинейным линиям передачи на МСВ, обладающим свойствами двухконтурной системы, в частности, резонансной линии передачи на ООМСВ [10].

Из рассмотрения кривых $F(f)$ на рис.3 следует, что с увеличением уровня мощности входного сигнала в исследуемой линии передачи происходит изменение величины набега фазы сигнала, причём это изменение на некоторых частотах может достигать величины $F \approx 90^\circ$. Следовательно, резонансная линия передачи на ООМСВ в этом случае может дополнительно использоваться и как нелинейный фазовращатель. Отметим, что для теоретической зависимости на частоте Ω_1^{meop} , где значение $K > 0$ и максимально, сдвиг фазы между большим и малым сигналами равен нулю (рис.3а). Для экспериментальной зависимости $F=0$ на частоте большей $\Omega_1^{экс}$ на величину ~ 25 МГц.

3. Двухчастотная теория

Рассмотрим случай, когда на рассматриваемую систему одновременно подаются два гармонических сигнала $\dot{E}_1 = \text{Re}(\hat{E}_1 e^{j\omega_1 t})$ и $\dot{E}_2 = \text{Re}(\hat{E}_2 e^{j\omega_2 t})$, причём мощность одного из них (большого сигнала) \tilde{P}_1 гораздо больше мощности другого (малого сигнала) \tilde{P}_2 , т.е. можно положить, что $|\hat{E}_1|^2 \gg |\hat{E}_2|^2$. При этом также предположим, что в анализируемой системе, несмотря на наличие нелинейности, присутствуют сигналы только на частотах ω_1 и ω_2 , а их комбинационные составляющие считаются либо бесконечно малыми по амплитуде, либо их частоты находятся вне полосы пропускания системы. С учётом последнего предположения решение системы уравнений (1) будем искать в следующем виде:

$$\dot{I}_{01,02,1,2} = \sum_{i=1}^2 \text{Re}(\hat{I}_{01,02,1,2}^{(i)} e^{j\omega_i t}), \quad (3)$$

где $i=1, 2$ – индекс, соответствующий частоте первого (большого) и второго (малого) сигнала, соответственно.

Сделаем также предположение, что параметры второго колебательного контура (R_2 и L_2), а также коэффициент связи k между контурами, помимо зависимости от мощности входного сигнала имеют зависимость от величины отстройки по частоте между малым и большим сигналами $\Delta\omega = |\omega_2 - \omega_1|$. При этом частотная зависимость должна учитывать, что при больших отстройках между сигналами значения указанных выше параметров соответствуют значениям, полученным в режиме малого входного сигнала (линейный режим), а при равенстве частот обоих сигналов значениям, полученным в режиме большого входного сигнала (режим насыщения). Данную зависимость можно ввести в виде соответствующей резонансной кривой, при этом формулу (2) можно представить в виде:

$$B = B_0 \times \left\{ \alpha\beta / [1 + (P_{cp} / P_{ex})^n] + 1 \right\}, \quad (4)$$

где $\beta = 1 / \sqrt{1 + Q^2 (\omega_2 / \omega_1 - \omega_1 / \omega_2)^2}$, $Q = \omega_1 / \Delta\omega$, $P_{ex} = \tilde{P}_1 \times (1 + \delta)$ – входная мощность двухчастотного сигнала, $\tilde{P}_1 = \hat{E}_1^2 / [2(R_{zn} + R_{не})]$, $\delta = 2 \frac{\hat{E}_2}{\hat{E}_1} \text{Cos} \Delta\omega t$.

На рис.4, в качестве иллюстрации, приведена рассчитанная на основе соотношения (4) зависимость активного сопротивления второго контура от величины отстройки по частоте между сигналами при $P_{ex} \sim \tilde{P}_1 = 128$ мВт (рис.4а) и рассчитанная на основе соотношения (2) зависимость величины активного сопротивления второго контура от уровня мощности входного сигнала (рис.4б). На рис.4б также приведено значение R_2 , рассчитанное из соотношения (4) при $P_{ex} \sim \tilde{P}_1 = 128$ мВт и $\omega_1 = \omega_2$. Величина Q для расчёта зависимости, представленной на рис.4а, выбрана равной 665.

На рис.5 приведены АЧХ малого сигнала в присутствии большого сигнала на фиксированных частотах, соответствующих частотам $\Omega_1^{экс}$ и $\Omega_2^{экс}$, при возбуждении ООМСВ в резонансной линии передачи. Измерения АЧХ в

двухчастотном режиме проводились с помощью анализатора спектра С4-60, который позволял оценивать изменение амплитуды малого сигнала при перестройке его частоты f_2 вблизи частоты большого сигнала f_1 , величина которой была фиксированной. При перестройке f_2 анализатор спектра работал в режиме запоминания. Гармонические СВЧ-сигналы задавались с помощью двух СВЧ-генераторов Г4-79, к выходу одного из которых был подключён транзисторный усилитель мощности с коэффициентом усиления в линейном режиме работы ~ 30 дБ и выходной мощностью насыщения 200-250 мВт. Уровни мощности СВЧ-сигналов на входе резонансной линии передачи контролировались с помощью измерителя мощности МЗ-51. При этом входная мощность малого сигнала составляла величину $\tilde{P}_2=0.5$ мВт¹ и поддерживалась постоянной в диапазоне перестройки его частоты, а мощность большого сигнала имела значение $\tilde{P}_1=128$ мВт.

При $f_1=\Omega_1^{\text{экс}}=2060$ МГц (см. рис.5а) частота большого сигнала находится в области частот, где в односигнальном случае в соответствии с рис.3б $K > 0$ и максимально. Наблюдаемое на рис.5а резонансное увеличение амплитуды малого сигнала вблизи большого (см. кривую 2) по сравнению со случаем отсутствия в линии большого сигнала (кривая 1) приводит к уменьшению величины K в двухсигнальном режиме по сравнению со случаем, когда на систему подаётся один сигнал. На частоте $f_2=f_1$ малый сигнал ослабляется в линии на ту же величину, что и большой сигнал, т.е. величина $K=0$. АЧХ малого сигнала вблизи частоты большого можно рассматривать как резонансную кривую, добротность которой составляет величину $Q \cong 665$.

В случае, когда $f_1=\Omega_2^{\text{экс}}=2240$ МГц (см. рис. 5б), амплитуда малого сигнала вблизи большого начинает уменьшаться и достигает своего минимального значения при отстройке малого сигнала вверх по частоте от большого на величину $\Delta f \sim 3.1$ МГц. Наличие у АЧХ малого сигнала

¹ Данный уровень мощности СВЧ-сигнала ещё соответствовал линейному режиму работы резонансной линии передачи на ООМСВ и одновременно обеспечивал уверенную индикацию выходного сигнала на фоне собственных шумов анализатора спектра.

резонансного минимума на частоте, не совпадающей с частотой большого сигнала, приводит к образованию области частот, в которой $K > 0$ (максимальное значение $K \cong 7$ дБ). При больших отстройках между сигналами большой сигнал ослабляется относительно малого сигнала на величину $K \sim -6-7$ дБ. В этом случае добротность резонансной кривой, соответствующей АЧХ малого сигнала, составляет величину $Q \cong 933$.

На рис.6 приведены АЧХ рассматриваемой системы в двухчастотном режиме (кривые 2 и 3), представляющие собой зависимость величины ослабления малого сигнала A в линии от частоты. Данные характеристики рассчитаны на основе системы уравнений (1) с использованием формулы (4) и метода разделения частот [18] для двух случаев, когда частота большого сигнала f_l соответствует частотам $\Omega_1^{meop} = 2040$ МГц (кривая 2) и $\Omega_2^{meop} = 2243$ МГц (кривая 3). При этом предполагалось, что от входной мощности зависят только два параметра схемы - R_2 и k . Численные значения величины Q для расчёта зависимостей R_2 и k от частоты (Q_R для расчёта $R_2(f)$ и Q_k для расчёта $k(f)$) подбирались таким образом, чтобы ширина рассчитанного резонансного экстремума на АЧХ малого сигнала вблизи частоты большого соответствовала её измеренной величине. На рис.6 для сравнения также приведены АЧХ рассматриваемой линии, рассчитанные в одночастотном режиме (кривые 1, 4).

Из представленных на рис.6 результатов расчёта в двухчастотном режиме следует, что вблизи частоты большого сигнала, находящейся в области частот, где $K > 0$, наблюдается увеличение амплитуды малого сигнала (кривая 2 на рис.6), а в области частот, где $K < 0$, наблюдается уменьшение его амплитуды (кривая 3 на рис.6). В обоих случаях экстремальные значения амплитуды малого сигнала вблизи частоты большого приходятся на частоты Ω_1^{meop} и Ω_2^{meop} большого сигнала и соответствуют значениям амплитуды сигнала, рассчитанным в одночастотном режиме в насыщении с учётом зависимостей R_2 и k от величины входной мощности (см. кривую 4 рис.6). Следует отметить,

что результаты расчёта, представленные в виде кривой 2, достаточно хорошо описывают наблюдаемый экспериментально эффект увеличения амплитуды малого сигнала вблизи большого (ср. с результатами на рис.5а). В тоже время данные расчёта, представленные в виде кривой 3, не совсем точно воспроизводят экспериментальные результаты (см. рис.5б). В частности, в теоретической модели минимальное значение амплитуды малого сигнала вблизи большого соответствует частоте f_1 , а в эксперименте этот минимум сдвинут вверх по частоте относительно f_1 на величину $\Delta f \sim 3.1$ МГц (рис.5б). Аналогичные результаты для двухчастотного режима получаются и в случае, когда от уровня входной мощности будут зависеть три параметра модели: R_2 , L_2 и k .

При относительно больших отстройках между сигналами большой сигнал практически не влияет на величину ослабления малого, вследствие чего АЧХ, рассчитанные для одного сигнала в линейном режиме (см. кривую 1 рис.6) и в двухчастотном режиме (см. кривые 2, 3 рис.6), совпадают между собой. Аналогичное поведение амплитуды малого сигнала наблюдается и в эксперименте (см. кривые 1 и 2 на рис.5).

Заключение

В работе для описания особенностей взаимодействия сигналов разного уровня мощности в резонансной линии передачи на ООМСВ предложена нелинейная модель в виде системы двух связанных колебательных контуров с определённой функциональной зависимостью её параметров как от уровня мощности входного сигнала, так и от величины отстройки по частоте между сигналами. Модель позволяет достаточно хорошо описать наблюдаемые экспериментально основные эффекты, возникающие в результате взаимодействия двух сигналов при их одновременном прохождении через резонансную линию передачи в различных частотных областях. Однако предложенная нелинейная модель требует дальнейшего уточнения, так как не позволяет, например, описать наблюдаемый экспериментально сдвиг частоты

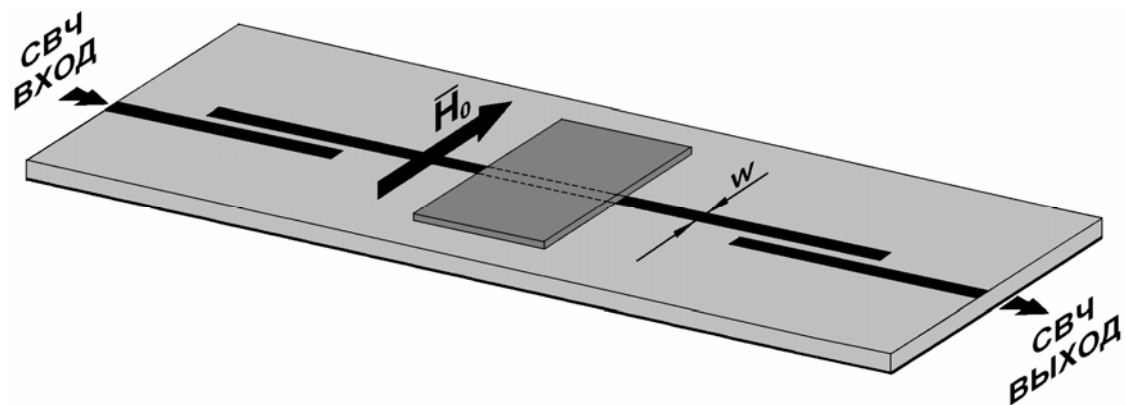
резонансного экстремума АЧХ малого сигнала относительно частоты большого сигнала.

Работа выполнена в рамках научной программы Федерального агентства по образованию «Развитие научного потенциала высшей школы» (грант № УР.01.01.372 и грант № 333), а также при поддержке РФФИ (грант № 04-02-16296)

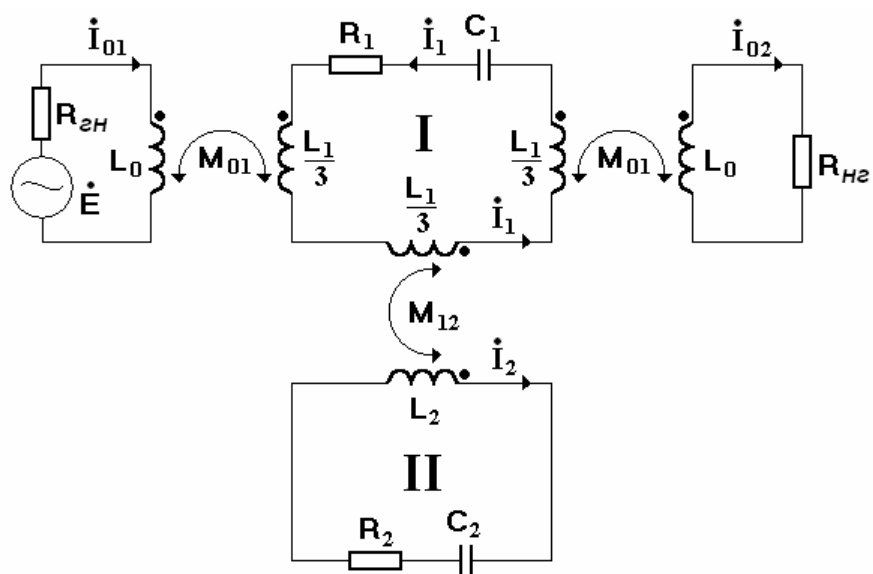
Библиографический список

1. *Adam J.D., Stitzer S.N.* A magnetostatic wave signal-to-noise enhancer // J. Appl. Phys. Lett. 1980. V. 36, N 6. P. 485.
2. *Adam J.D.* A broadband microwave signal to noise enhancer // IEEE Trans. on Magn. 1980. V. MAG-16, N 5. P. 1168.
3. *Зубков В.И., Кильдишев В.Н.* Влияние мощности СВЧ-сигнала на характеристики микрополосковой линии, нагруженной ферритовой плёнкой // РЭ. 1988. Т. 33, № 5. С. 1839.
4. *Соловей Д.В., Шараевский Ю.П.* Прохождение сложных сигналов через нелинейную линию передачи на магнитостатических волнах // Изв. ВУЗов. ПНД. 1995. Т. 3, № 1. С. 11.
5. *Шараевский Ю.П., Гришин В.С., Гурзо В.В. и др.* Взаимодействие регулярных и шумовых сигналов в нелинейной линии передачи на магнитостатических волнах // РЭ. 1995. Т. 40, № 7. С.1064.
6. *Вашковский А.В., Стальмахов В.С., Шараевский Ю.П.* Магнитостатические волны в электронике сверхвысоких частот. Саратов: СГУ, 1993.
7. *Emtage P.R., Stitzer S.N.* Interaction of signals in ferromagnetic microwave limiters // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 1977. V. MTT-25. N 3. P. 210.
8. *Мелков Г.А., Шолом С.В.* Параметрическое возбуждение спиновых волн поверхностной магнитостатической волной // ЖЭТФ. 1989. Т. 96. Вып. 2(8). С. 712.
9. *Гришин С.В., Гришин В.С., Гурзо В.В., Шараевский Ю.П.* Взаимная связь микрополоскового резонатора с ферромагнитной плёнкой при возбуждении магнитостатических волн // РЭ. 2003. Т. 48, № 6. С. 724.
10. *Гришин С.В., Шараевский Ю.П.* Нелинейное подавление сверхвысокочастотных сигналов в резонансной линии передачи на магнитостатических волнах // Письма в ЖТФ. 2005. Т. 31, № 2. С. 77.
11. *Гришин С.В., Гришин В.С., Шараевский Ю.П.* Определение нелинейных эквивалентных параметров резонансной системы с ферромагнитной плёнкой при возбуждении магнитостатических волн // РЭ. 2005. Т. 50, № 8.

12. *Шараевский Ю.П., Гришин С.В., Гурзо В.В.* Шумоподавитель: Патент на полезную модель № 41550// Изобретения. Полезные модели: Официальный бюллетень Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Москва: ФИПС. 2004. № 30. С. 542.
13. *Nomoto T., Matsushita Y.* A signal-to-noise enhancer using two MSSW filters and its application to noise reduction in DBS reception // IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. 1993. V. 41, N 8. P. 1316.
14. *Kuki T., Nomoto T.* A reflection type of MSW signal-to-noise enhancer in the 400-MHz band // IEICE Trans. Electron. 1999. V. E82-C, N 4. P. 654.
15. *Банди Б.* Методы оптимизации. Москва: Радио и Связь. 1988. 128с.
16. *Stitzer S.N.* Frequency selective microwave power limiting in thin YIG films // IEEE Trans. on Magn. 1983. V. MAG-19. N 5. P. 1874.
17. *Adam J.D., Stitzer S.N.* Frequency selective limiters for high dynamic range microwave receivers // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 1993. V. 41. N 12. P. 2227.
18. *Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е.* Разделение частот в теории колебаний и волн. Москва: Наука. 1983. 288с.

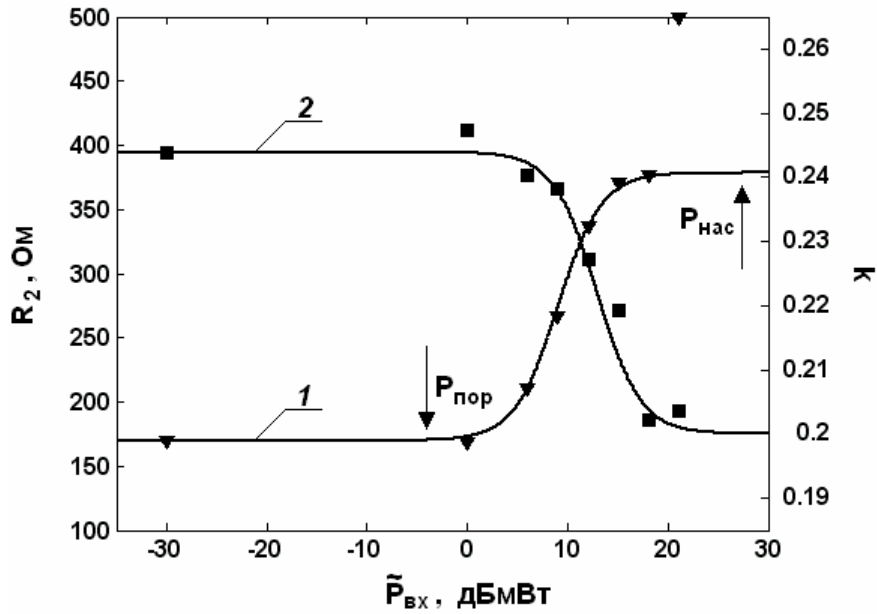


(a)

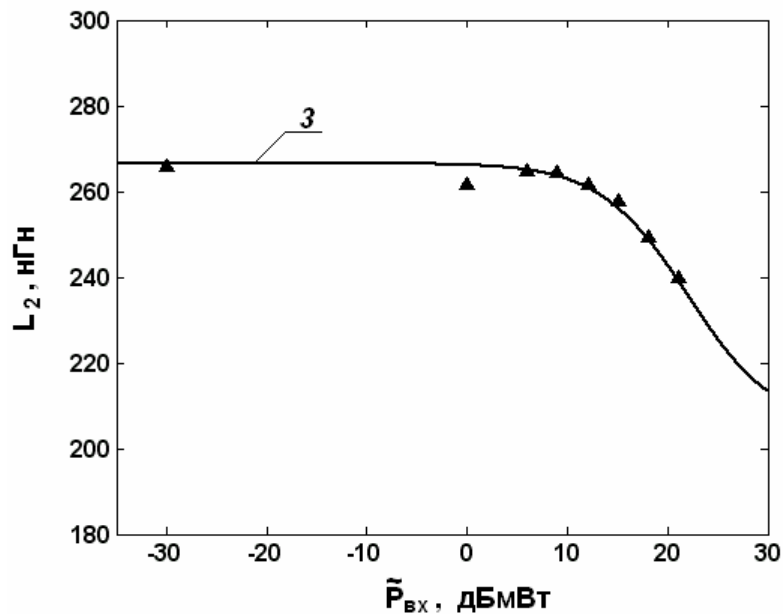


(б)

Рис.1. Резонансная линия передачи на ООМСВ (а) и её представление в виде эквивалентной схемы (б).

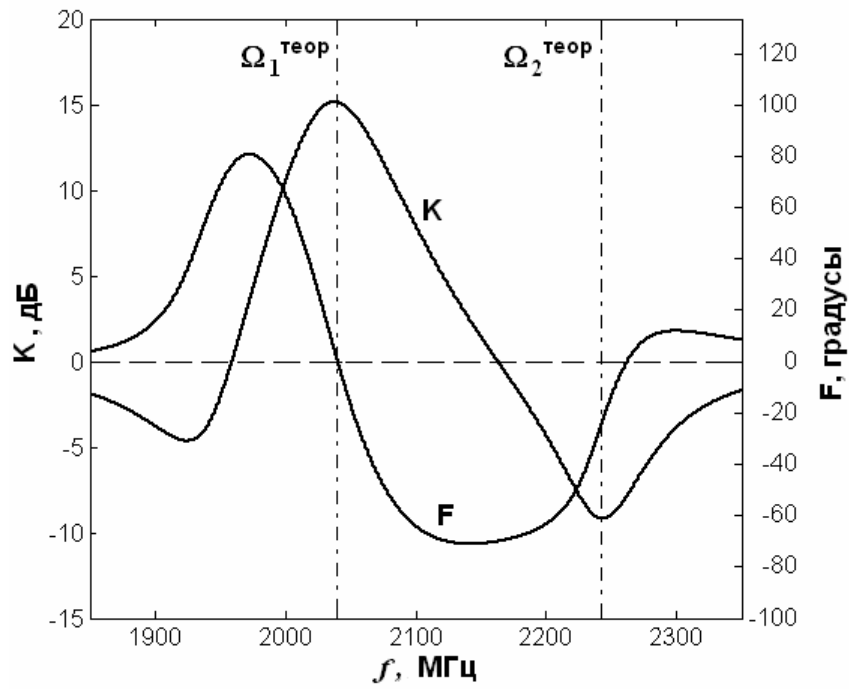


(а)

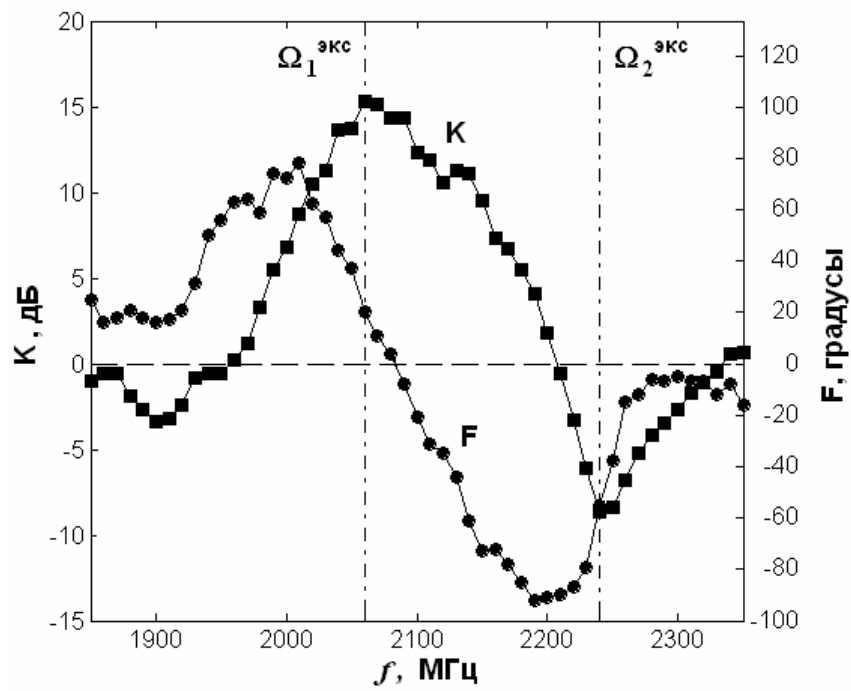


(б)

Рис.2. Зависимости параметров эквивалентной схемы от уровня мощности входного сигнала $\tilde{P}_{вх}$: (а) активного сопротивления второго контура R_2 (кривая 1) и коэффициента связи k между контурами (кривая 2); (б) индуктивности второго контура L_2 (кривая 3).
Значки – значения параметров, полученные в результате их оптимизации по экспериментальным данным, сплошные линии – расчёт по эмпирической формуле (2).

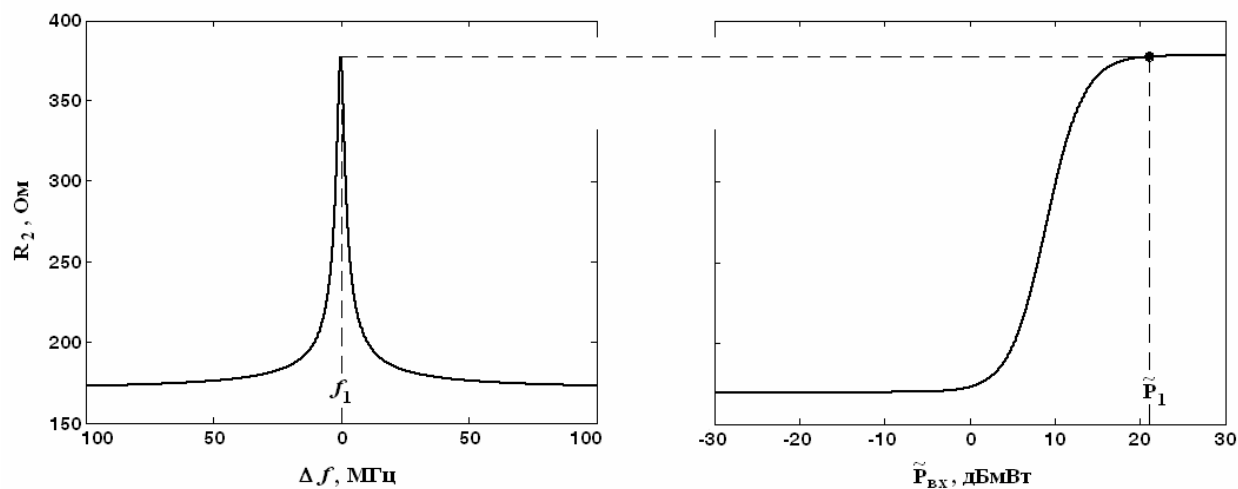


(а)



(б)

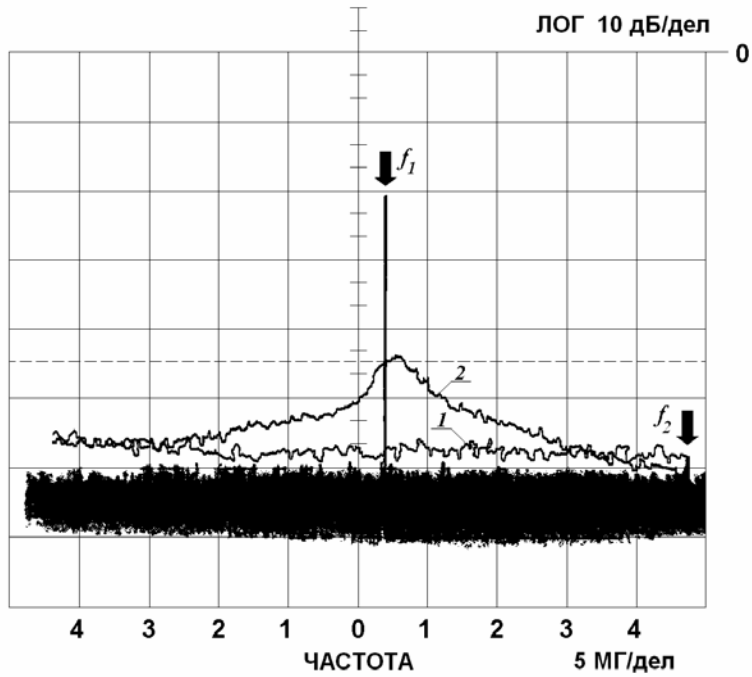
Рис.3. Зависимости величин K и F от частоты: а) теория; б) эксперимент.



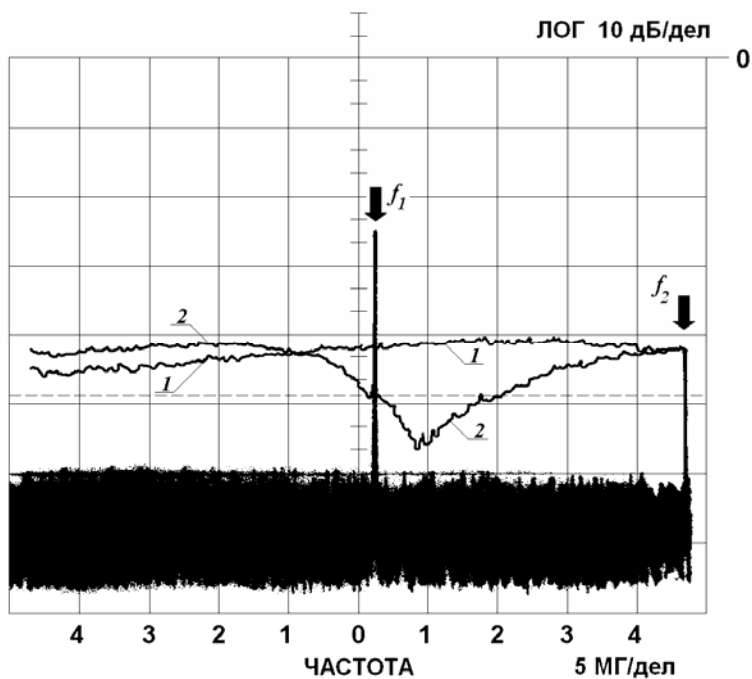
(a)

(б)

Рис.4. Зависимости величины активного сопротивления второго контура от величины отстройки по частоте Δf между малым и большим сигналами (а) и от средней мощности входного сигнала (б).



(а)



(б)

Рис.5. Амплитудные характеристики малого сигнала, полученные экспериментально при его прохождении через резонансную линию передачи на ООМСВ в отсутствие большого сигнала (1) и в его присутствии (2) на частотах $f_1 = \Omega_1^{\text{экс}} = 2060$ МГц (а) и $f_1 = \Omega_2^{\text{экс}} = 2240$ МГц (б).

Пунктирной линией обозначен уровень, соответствующий $K=0$.

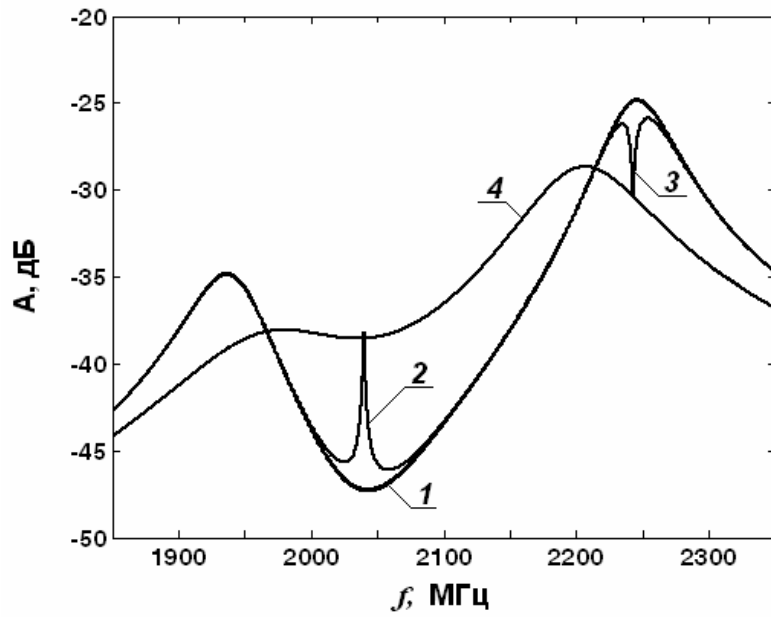


Рис.6. АЧХ резонансной линии передачи на ООМСВ, рассчитанные по модели двух связанных колебательных контуров в одночастотном режиме (кривая **1** – $\tilde{P}_{\text{ex}}=1$ мкВт, кривая **4** – $\tilde{P}_{\text{ex}}=128$ мВт) и в двухчастотном режиме ($\tilde{P}_1=128$ мВт, $\tilde{P}_2=1$ мкВт; кривая **2** соответствует частоте $f_l=2040$ МГц, $Q_R=665$, $Q_k=2 \times 10^5$, а кривая **3** – $f_l=2243$ МГц, $Q_R=933$, $Q_k=2 \times 10^5$).