



НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СИГНАЛОВ РАЗНЫХ УРОВНЕЙ МОЩНОСТИ В РЕЗОНАНСНОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

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

Приводятся результаты исследования построенной нелинейной двухчастотной модели для резонансной линии передачи на обратных объемных магнитостатических волнах. В качестве модели используется система двух связанных колебательных контуров, параметры которой помимо зависимости от уровня мощности входного сигнала имеют зависимость от величины расстройки по частоте между большим и малым сигналами. Результаты расчетов сравниваются с экспериментальными данными.

Введение

Известно [1–5], что амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) микрополосковой линии передачи с ферромагнитной пленкой, в которой возбуждаются магнитостатические волны (МСВ), зависят от уровня мощности входного сигнала. Существование данной зависимости приводит к избирательному подавлению СВЧ-сигналов разных уровней 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 определенной величине расстройки между сигналами, $\Delta f \geq 10 \div 20$ МГц [1, 2, 5]. Необходимо отметить, что данные результаты получены, в основном, экспериментальным путем, 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 обратных объемных МСВ (ООМСВ) [10]. Причем 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 пленкой микрополоски [10, 12]. Кроме того, для расчета 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 пленку при возбуждении ООМСВ, и коэффициент связи между контурами имели функциональную зависимость от уровня мощности входного сигнала. Однако такое модельное представление использовалось только в одночастотном режиме, когда на систему подавался один гармонический сигнал, но с разными уровнями мощности.

В настоящей работе предпринята попытка развития нелинейной модели, полученной в одночастотном режиме, для описания особенностей взаимодействия двух сигналов разных уровней мощности (малого и большого) с разными частотами 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].

1. 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 пленка (рис. 1, *a*). При определенных значениях и направлении внешнего постоянного магнитного поля H_0 в пленке возбуждались ООМСВ на частотах основного вида колебаний резонатора. Как было отмечено выше, для теоретического описания характеристик данной линии передачи можно использовать модель двух связанных колебательных контуров [9, 11]. На рис. 1, *б* приведена эквивалентная схема рассматриваемой резонансной линии передачи, где первый колебательный контур (1) эквивалентен микрополосковому резонатору, а второй (2) – ферромагнитной пленке при возбуждении в ней ООМСВ. Источник входного напряжения \dot{E} и два RL -контуров соответствуют СВЧ-входу и выходу резонансной линии передачи.

Предполагаем, что три параметра схемы (активное сопротивление R_2 и индуктивность L_2 контура 2, 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.) зависимость от мощности приводит к зависимости указанных выше параметров схемы и от времени.

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

$$\begin{cases} R_{\text{ГН}} \dot{I}_{\text{ГН}} + L_0 \frac{d\dot{I}_{\text{ГН}}}{dt} + M \frac{d\dot{I}_1}{dt} = \dot{E}, \\ R_1 \frac{d\dot{I}_1}{dt} + L_1 \frac{d^2 \dot{I}_1}{dt^2} + \frac{1}{C_1} \dot{I}_1 + M \frac{d^2 \dot{I}_{\text{ГН}}}{dt^2} + M \frac{d^2 \dot{I}_{\text{НГ}}}{dt^2} + M_{12} \frac{d^2 \dot{I}_2}{dt^2} + \frac{d^2 M_{12}}{dt^2} \dot{I}_2 = 0, \\ R_2 \frac{d\dot{I}_2}{dt} + \frac{dR_2}{dt} \dot{I}_2 + L_2 \frac{d^2 \dot{I}_2}{dt^2} + \frac{d^2 L_2}{dt^2} \dot{I}_2 + \frac{1}{C_2} \dot{I}_2 + M_{12} \frac{d^2 \dot{I}_1}{dt^2} + \frac{d^2 M_{12}}{dt^2} \dot{I}_1 = 0, \\ R_{\text{НГ}} \dot{I}_{\text{НГ}} + L_0 \frac{d\dot{I}_{\text{НГ}}}{dt} + M \frac{d\dot{I}_1}{dt} = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где $M = k_0 \sqrt{L_0 L_1}$, $M_{12} = k \sqrt{L_1 L_2}$, k_0 – коэффициент связи колебательного контура l с генератором или нагрузкой; L_0 – индуктивность элемента связи; $R_{\text{ГН}}$ – со-

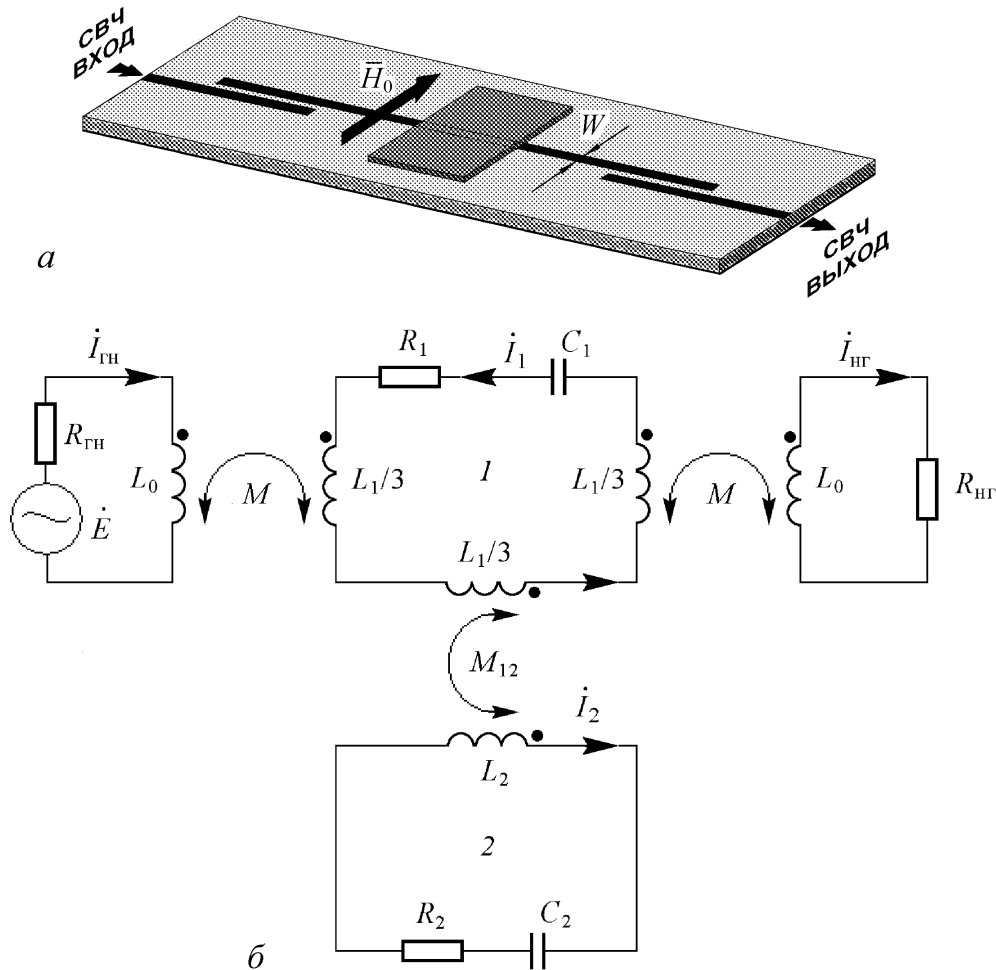


Рис. 1. Резонансная линия передачи на ООМСВ (а) и ее представление в виде эквивалентной схемы (б)

противление генератора, $R_{нг}$ – сопротивление нагрузки; $\dot{I}_{1,2} = \text{Re}(\hat{I}_{1,2}e^{j\omega t})$ – ток колебательного контура I (2); $\dot{E} = \text{Re}(\hat{E}e^{j\omega t})$ – напряжение генератора, $\dot{I}_{гн}$ – ток генератора и $\dot{I}_{нг}$ – ток в нагрузке.

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 путем минимизации целевой функции, представляющей собой среднеквадратичное отклонение рассчитанной по модели величины комплексного коэффициента передачи от его измеренного значения [15].

Вначале по измеренным значениям комплексного коэффициента передачи микрорезонатора в отсутствие ферромагнитной пленки 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 пленкой 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 пленке ООМСВ.

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

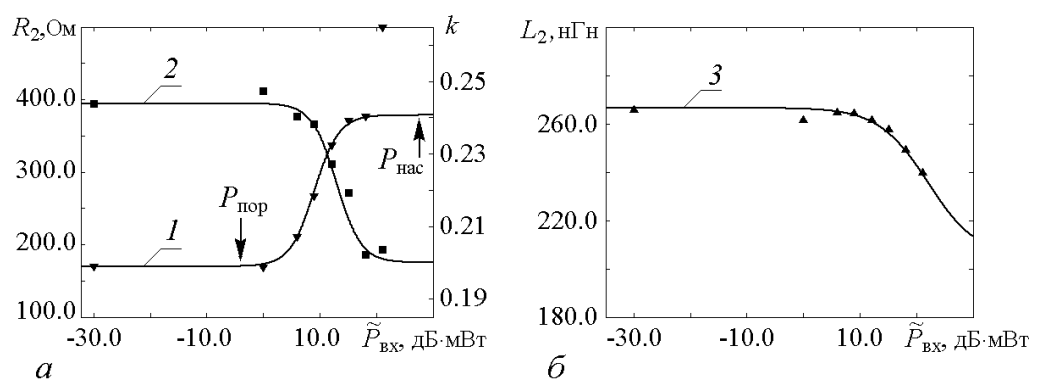


Рис. 2. Зависимости параметров эквивалентной схемы от уровня мощности входного сигнала $\tilde{P}_{вх}$: a – активного сопротивления второго контура R_2 (кривая 1) и коэффициента связи k между контурами (кривая 2); b – индуктивности второго контура L_2 (кривая 3). Значки – значения параметров, полученные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

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

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

где B – величина, равная R_2 , L_2 или k ; B_0 – минимальное значение B ; $\alpha = B_{\max} / B_0 - 1$, B_{\max} – максимальное значение B ; P_{cp} – величина входной мощности $\tilde{P}_{вх}$, соответствующая среднему арифметическому значению B . В таблице приведены значения B_0 , α , P_{cp} и n , определенные для каждой из трех зависимостей.

Результаты расчета зависимостей R_2 , L_2 и k от величины входной мощности $\tilde{P}_{вх}$ в соответствии с формулой (2) и данными таблицы приведены на рис. 2. Значение входной мощности, обозначенное на рис. 2, a 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, то есть определен вид нелинейности в предложенной модели двух связанных колебательных контуров в одночастотном режиме.

Таблица

B	B_0	α	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

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 $K = 20 \lg(A_{бс} / A_{мс})$, и величины, опре-

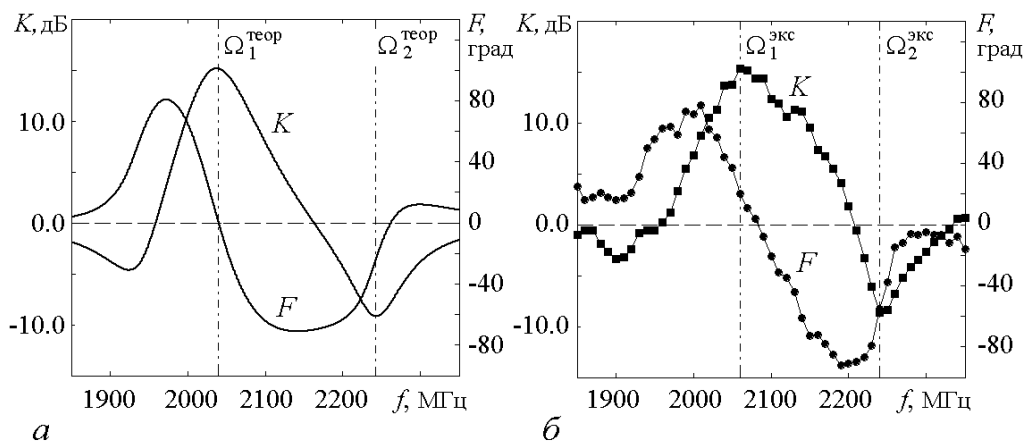


Рис. 3. Теоретическая (а) и экспериментальная (б) зависимости величин K и F от частоты

деляющей разность набега фаз между большим и малым сигналами $F = \Delta\varphi_{\text{бс}} - \Delta\varphi_{\text{мс}}$, где $A_{\text{бс}}, \Delta\varphi_{\text{бс}}$ – значения модуля и набега фазы коэффициента передачи линии в режиме большого сигнала (при $\tilde{P}_{\text{вх}} \cong P_{\text{нас}}$); $A_{\text{мс}}, \Delta\varphi_{\text{мс}}$ – значение модуля и набега фазы коэффициента передачи в линейном режиме (при $\tilde{P}_{\text{вх}} < P_{\text{пор}}$). Кривые, представленные на рис. 3, а, соответствуют теоретически рассчитанным зависимостям с учетом формулы (2), а аналогичные кривые на рис. 3, б – 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. 3, а и рис. 3, б. Далее необходимо отметить, что зависимость величины K от частоты на рис. 3 характеризуется двумя ярко выраженными частотными областями: область частот, в которой $K > 0$, то есть малый сигнал 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 $\Omega_1^{\text{теор}} = 2040$ МГц на рис. 3, а и частоте $\Omega_1^{\text{экс}} = 2060$ МГц на рис. 3, б. Причем 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 $\Omega_2^{\text{теор}} = 2243$ МГц на рис. 3, а и частоте $\Omega_2^{\text{экс}} = 2240$ МГц на рис. 3, б. 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, причем 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 $\Omega_1^{\text{теор}}$, где значение $K > 0$ и максимально, сдвиг фазы F между большим и малым сигналами равен нулю (рис. 3, а). Для экспериментальной зависимости $F = 0$ на частоте, большей $\Omega_1^{\text{экс}}$ приблизительно на 25 МГц.

2. Двухчастотная теория

Рассмотрим случай, когда на анализируемую систему одновременно подаются два гармонических сигнала $\dot{E}_1 = \text{Re}(\dot{E}_1 e^{j\omega_1 t})$ и $\dot{E}_2 = \text{Re}(\dot{E}_2 e^{j\omega_2 t})$, причем мощность одного из них (большого сигнала) \tilde{P}_1 гораздо больше мощности другого

(малого сигнала) \tilde{P}_2 , то есть можно положить, что $|\hat{E}_1|^2 \gg |\hat{E}_2|^2$. При этом также предположим, что в 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 учетом этого решение системы уравнений (1) будем искать в следующем виде:

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

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

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 расстройки по частоте между малым и большим сигналами $\Delta\omega = |\omega_2 - \omega_1|$. При этом частотная зависимость должна учитывать, что при больших расстройках 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

$$B = B_0 \{ \alpha\beta / [1 + (P_{\text{ср}}/P_{\text{вх}})^n] + 1 \}, \quad (4)$$

где $\beta = 1/\sqrt{1 + Q^2 (\omega_2/\omega_1 - \omega_1/\omega_2)^2}$, Q – добротность резонансной кривой, определяющей зависимость β от $\Delta\omega$, $P_{\text{вх}} = \tilde{P}_1 (1 + \delta)$ – входная мощность двухчастотного сигнала, $\tilde{P}_1 = \hat{E}_1^2 / [2(R_{\text{гн}} + R_{\text{нг}})]$, $\delta = 2 \frac{\hat{E}_2}{\hat{E}_1} \cos \Delta\omega t$.

На рис. 4 в качестве иллюстрации приведены: *a* – рассчитанная на основе соотношения (4) зависимость активного сопротивления контура 2 от величины

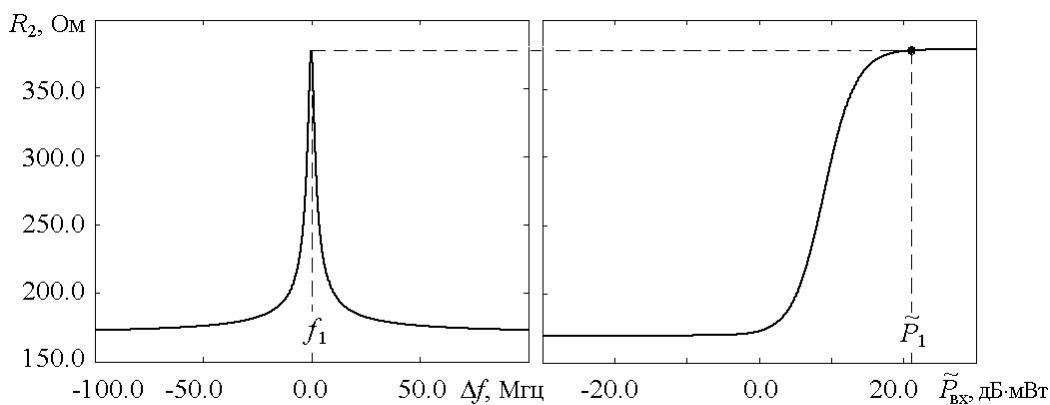


Рис. 4. Зависимости величины активного сопротивления второго контура от величины расстройки по частоте Δf между малым и большим сигналами (*a*) и от средней мощности входного сигнала (*b*)

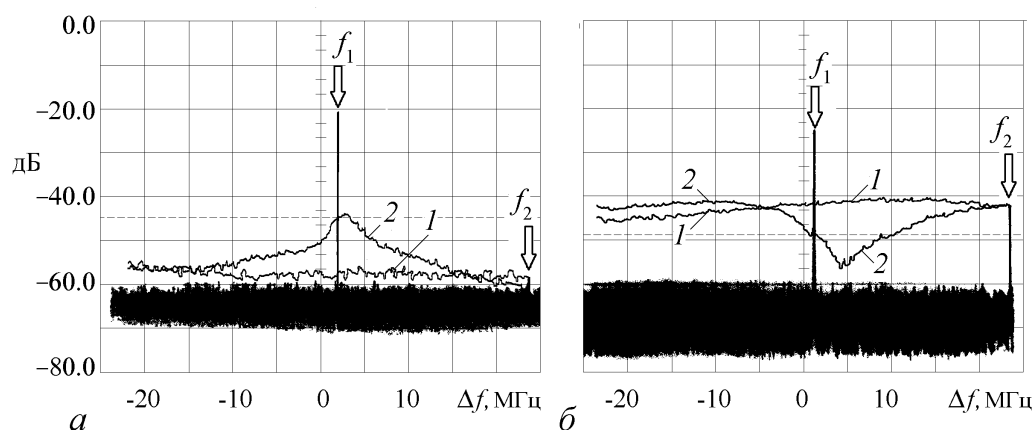


Рис. 5. Амплитудные характеристики малого сигнала, полученные экспериментально при его прохождении через резонансную линию передачи на ООМСВ в отсутствие большого сигнала (1) и в его присутствии (2) на частотах $f_1 = \Omega_1^{\text{экс}} = 2060$ МГц (а) и $f_1 = \Omega_2^{\text{экс}} = 2240$ МГц (б). Штриховой линией обозначен уровень, соответствующий $K = 0$

расстройки по частоте между сигналами при $P_{\text{вх}} \sim \tilde{P}_1 = 128$ мВт (величина Q выбрана равной 665) и б – рассчитанная на основе соотношения (2) зависимость величины активного сопротивления второго контура от уровня мощности входного сигнала. На рис. 4, б также приведено значение R_2 , рассчитанное из соотношения (4) при $P_{\text{вх}} \sim \tilde{P}_1 = 128$ мВт и $\omega_1 = \omega_2$.

На рис. 5 приведены АЧХ малого сигнала в присутствии большого сигнала на фиксированных частотах, соответствующих частотам $\Omega_1^{\text{экс}}$ и $\Omega_2^{\text{экс}}$, 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 с подключенным к выходу одного из них транзисторным усилителем мощности с коэффициентом усиления в линейном режиме работы примерно 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. 5, а) частота большого сигнала находится в области частот, где в односигнальном случае (в соответствии с рис. 3, б) $K > 0$ и максимально. Наблюдаемое на рис. 5, а резонансное увеличение амплитуды малого сигнала вблизи большого (кривая 2) по сравнению со случаем отсутствия в линии

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

большого сигнала (кривая 1) приводит к уменьшению величины K в двухсигнальном режиме по сравнению со случаем, когда на систему подается один сигнал. На частоте $f_2 = f_1$ малый сигнал ослабляется в линии на ту же величину, что и большой сигнал, то есть величина $K = 0$. АЧХ малого сигнала вблизи частоты большого можно рассматривать как резонансную кривую, добротность которой составляет величину $Q \cong 665$.

В случае, когда $f_1 = \Omega_2^{\text{кк}} = 2240$ МГц (см. рис. 5, б), 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 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 частотных расстройках 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_1 соответствует частотам $\Omega_1^{\text{теор}} = 2040$ МГц (кривая 2) и $\Omega_2^{\text{теор}} = 2243$ МГц (кривая 3). Для упрощения математических выкладок предполагалось, что от входной мощности зависят только два параметра схемы – R_2 и k . Численные значения величины Q для расчета зависимостей R_2 и k от частоты (Q_R для расчета $R_2(f)$ и Q_k для расчета $k(f)$) подбирались таким образом, чтобы ширина рассчитанного резонансного экстремума на АЧХ малого сигнала вблизи частоты большого соответствовала ее измеренной величине. На рис. 6 для сравнения также приведены АЧХ рассматриваемой линии, рассчитанные в одночастотном режиме (кривые 1, 4).

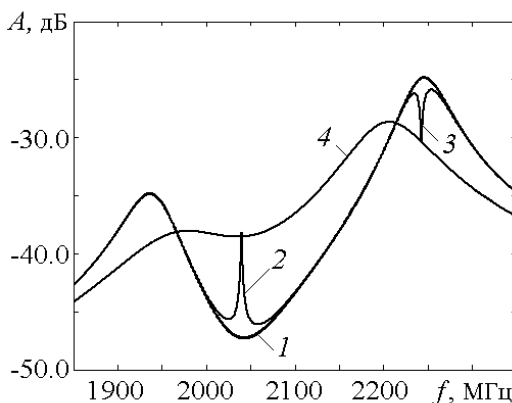


Рис. 6. АЧХ резонансной линии передачи на ООМСВ, рассчитанные по модели двух связанных колебательных контуров в одночастотном режиме (кривая 1 – $\tilde{P}_{\text{вх}} = 1$ мкВт, кривая 4 – $\tilde{P}_{\text{вх}} = 128$ мВт) и в двухчастотном режиме ($\tilde{P}_1 = 128$ мВт, $\tilde{P}_2 = 1$ мкВт; кривая 2 – соответствует частоте $f_1 = 2040$ МГц, $Q_R = 665$, $Q_k = 2 \times 10^5$, а кривая 3 – $f_1 = 2243$ МГц, $Q_R = 933$, $Q_k = 2 \times 10^5$)

Из представленных на рис. 6 результатов расчета 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 приходится на частоты $\Omega_1^{\text{теор}}$ и $\Omega_2^{\text{теор}}$ большого сигнала и соответствуют значениям амплитуды сигнала, рассчитанным в одночастотном режиме в насыщении с учетом зависимостей R_2 и k от величины входной мощности

(см. кривую 4, рис. 6). Следует отметить, что результаты расчета, представленные в виде кривой 2, достаточно хорошо описывают наблюдаемый экспериментально эффект увеличения амплитуды малого сигнала вблизи большого (ср. с результатами на рис. 5, а). В тоже время данные расчета, представленные в виде кривой 3, не совсем точно воспроизводят экспериментальные результаты (см. рис. 5, б). 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. 5, б). Аналогичные результаты для двухчастотного режима получаются и в случае, когда от уровня входной мощности зависят три параметра модели: R_2 , L_2 и k .

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

Заключение

В работе для описания особенностей взаимодействия сигналов разных уровней мощности в резонансной линии передачи на обратных объемных магнитостатических волнах предложена нелинейная модель в виде системы двух связанных колебательных контуров с определенной функциональной зависимостью ее параметров как от уровня мощности входного сигнала, так и от величины расстройки 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 амплитудно-частотной характеристики 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. Vol. 36, № 6. P. 485.
2. Adam J.D. A broadband microwave signal to noise enhancer // IEEE Trans. on Magn. 1980. Vol. MAG-16, № 5. P. 1168.
3. Зубков В.И., Кильдишев В.Н. Влияние мощности СВЧ-сигнала на характеристики микрополосковой линии, нагруженной ферритовой пленкой // 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. *Ваишковский А.В., Стальмахов В.С., Шараевский Ю.П.* Магнитостатические волны в электронике сверхвысоких частот. Саратов: Изд-во СГУ, 1993.
7. *Emtage P.R., Stitzer S.N.* Interaction of signals in ferromagnetic microwave limiters // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 1977. Vol. MTT-25, № 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 пленкой 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 пленкой при возбуждении магнитостатических волн // РЭ. 2005. Т. 50, № 8. С. 902.
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 and Tech. 1993. Vol. 41, № 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. Vol. E82-C, № 4. P. 654.
15. *Банди Б.* Методы оптимизации. М.: Радио и Связь, 1988. 128 с.
16. *Stitzer S.N.* Frequency selective microwave power limiting in thin YIG films // IEEE Trans. on Magn. 1983. Vol. MAG-19, № 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. Vol. 41, № 12. P. 2227.
18. *Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е.* Разделение частот в теории колебаний и волн. М.: Наука, 1983. 288 с.

*Саратовский государственный
университет*

Поступила в редакцию

6.08.2005

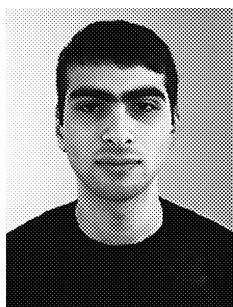
NONLINEAR MODEL OF INTERACTION OF VARIOUS POWER LEVEL SIGNALS IN RESONANCE TRANSMISSION LINE ON MAGNETOSTATIC WAVES

S.V. Grishin, A.R. Davoian, Yu.P. Sharaevskii

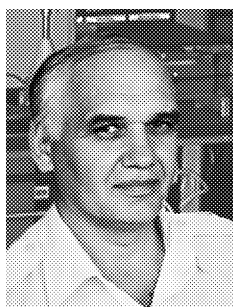
Investigation results of nonlinear dual-frequency model of resonance transmission line on backward volume magnetostatic waves are demonstrated. The system of two coupled oscillatory circuits is used as a model. The parameters of system depend on the input signal power level and on the detuning value between large and small signals. The results of the model are compared with the experimental data.



Гришин Сергей Валерьевич – родился в 1974 году. Окончил физический факультет Саратовского государственного университета им. Н.Г. Чернышевского (1997). В настоящее время занимает должность старшего преподавателя на кафедре электроники, колебаний и волн факультета нелинейных процессов СГУ. Область научных интересов - физика магнитостатических волн в тонких ферромагнитных пленках, математическое моделирование нелинейных процессов в радиофизических системах на основе ферромагнитных пленок. Имеет около 30 публикаций в отечественных научно-технических журналах и сборниках.



Давоян Артур Рафикович – родился в 1985 году. В настоящее время является студентом 4-го курса факультета нелинейных процессов Саратовского государственного университета им. Н.Г. Чернышевского. Область научных интересов – нелинейные колебания и волны в ферромагнитных пленках. Имеет 4 публикации по данной тематике.



Шараевский Юрий Павлович – родился в Николаевске-на-Амуре Хабаровского края (1942). Доктор физико-математических наук, профессор, заведующий кафедрой нелинейной физики СГУ. Работал в области электроники сверхвысоких частот, в настоящее время занимается исследованиями в области физики нелинейных волновых процессов в тонких магнитных пленках. Читает лекции по общему курсу физики, по курсу «Концепции современного естествознания» для студентов гуманитарных специальностей, спецкурс «Колебания и волны в нелинейных активных средах». Опубликовал более 120 научных и научно-методических работ, несколько учебных пособий и монографию в соавторстве со В.С. Стальмаховым и А.В. Вашковским «Магнитостатические волны в электронике сверхвысоких частот» (Изд-во Сарат. ун-та, 1993). E-mail: sharaevskyy@info.sgu.ru