



ПРОХОЖДЕНИЕ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ НЕЛИНЕЙНУЮ ЛИНИЮ ПЕРЕДАЧИ НА МАГНИТОСТАТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Д.В. Соловей, Ю.П. Шараевский

Проанализированы особенности прохождения сложных сигналов, включая шумовые, через пеллшейную линию передачи, нагруженную на ферритовую пленку, в которой возбуждается магнитостатическая волна (МСВ). Анализ основан на модели, в которой линия передачи представляется как отрезок длинной линии с нелинейным распределенным сопротивлением, обусловленным возбуждением МСВ при различных уровнях входного сигнала. Сигнал на входе линии рассматривается в виде суммы монохроматического и шумового сигналов. Показано, что при превышении величины входного монохроматического сигнала над «пороговым» подавление шума уменьшается и возможно сужение спектра по сравнению со случаем без монохроматического сигнала.

Введение

Возможность использования устройств на магнитостатических волнах (МСВ) для аналоговой обработки СВЧ сигналов [1,2] делает актуальным вопрос исследования прохождения через них сложных сигналов, включая шумовые. Интересной особенностью, связанной с прохождением сигналов различного уровня мощности, обладает линия передачи, нагруженная на ферритовую пленку, в которой возбуждается поверхностная магнитостатическая волна [2-5]. Линия передачи представляет из себя микрополосковую линию, параллельно которой приложено постоянное магнитное поле H_0 ; вход и выход устройства непосредственно связаны с микрополосковой (рис.1, а). Сигналы с малым уровнем мощности (ниже определенного «порогового» значения), проходя по такой структуре, будут ослабляться сильнее, чем сигналы, уровень мощности которых лежит выше «порога». Поэтому устройства, выполненные на основе подобной линии передачи, получили в литературе название «усилитель отношения сигнал/шум» [3,4] или «шумоподавитель» [2,5,6].

В связи с этим существенный интерес представляют исследования, связанные с прохождением монохроматических и шумовых сигналов различного уровня мощности через указанную нелинейную линию передачи на МСВ. Однако, эти вопросы к настоящему времени практически не изучены. Известно лишь небольшое число экспериментальных работ [3,5,7-9], в которых, в основном, приведены результаты по исследованию влияния сигнала большой мощности на поведение слабого сигнала при возбуждении поверхностных МСВ в зависимости от расстройки по частоте между сигналами.

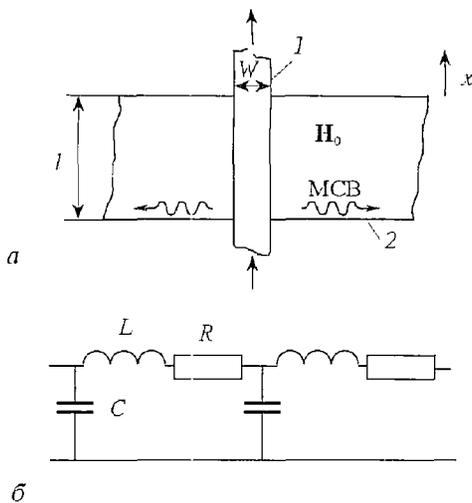


Рис. 1. *a* - нелинейная линия передачи на магнитоэлектрических волнах: 1 - микрополосковая линия, 2 - ферритовая пленка, l - длина линии, W - ширина микрополоски; *б* - эквивалентная схема

возникающих в ферритовой пленке при возбуждении поверхностной МСВ, предпринята в [2,10]. Аналогичный подход для расчета характеристики «шумоподавителя» использовался в [11]. Однако применение этой модели даже для анализа одночастотных нелинейных режимов устройства требует громоздких численных расчетов.

В настоящей работе на основе простой нелинейной модели проводится анализ прохождения шумовых сигналов различного уровня мощности через линию передачи на МСВ и рассмотрено влияние монохроматического сигнала большой амплитуды на поведение шумового сигнала. Используемая нелинейная модель была апробирована в [12] при рассмотрении прохождения двух сигналов с различными уровнями мощности.

Нелинейная модель линии передачи с ферритовой пленкой при возбуждении МСВ

Микрополосковая линия, нагруженная ферритовой пленкой (см. рис. 1, *a*), представляется как длинная линия с распределенными параметрами, потери в которой обусловлены возбуждением МСВ [2]. Эквивалентная схема такой линии приведена на рис.1, *б*. Изменение активной мощности $P(x)$ в линии вдоль длины описывается уравнением

$$dP/dx = - (R/\text{Re}\check{Z}_0)P(x), \quad (1)$$

где R - погонное сопротивление; \check{Z}_0 - комплексное волновое сопротивление линии. Введем значение пороговой мощности $P_{\text{пор}}$, соответствующее уровню входной мощности в линии, при котором начинается насыщение МСВ за счет параметрических процессов в пленке*. При входной мощности $P_{\text{вх}} < P_{\text{пор}}$ и в пренебрежении собственными потерями микрополоски значение R совпадает со значением R_r , равным сопротивлению излучения МСВ на единицу длины [2,13].

* Механизм насыщения МСВ за счет параметрического возбуждения коротковолновых спиновых волн в ферритовой пленке подробно описан в [2].

Предположим, что при $P_{\text{вх}} \geq P_{\text{пор}}$, то есть при насыщении МСВ, изменение мощности в линии можно описать уравнением

$$dP/dx = -(R_i/\text{Re}\dot{Z}_0)P_{\text{пор}} = \text{const.} \quad (2)$$

В этом случае, как показывают экспериментальные исследования [2, 6], потери в линии зависят от мощности сигнала и можно считать погонное сопротивление линии нелинейным. Выражение для него в соответствии с (1) и (2) можно записать в виде [12]

$$R = R_i \frac{P_{\text{пор}}}{P(x)} = R_i \frac{I_{\text{пор}}^2}{|I|^2}, \quad (3)$$

где $|I|$ - амплитуда тока в линии, $I_{\text{пор}}$ - значение амплитуды, соответствующее пороговой мощности $P_{\text{пор}} = (I_{\text{пор}}^2 \text{Re}\dot{Z}_0)/2$. В этом случае нелинейные уравнения для эквивалентной схемы линии запишутся таким образом:

$$\begin{aligned} \frac{\partial U}{\partial x} &= -L \frac{\partial I}{\partial t} - R(|I|)I, \\ \frac{\partial I}{\partial x} &= -C \frac{\partial U}{\partial t}, \end{aligned} \quad (4)$$

где L, C - погонные индуктивность и емкость, $R=R_i$ при $|I| < I_{\text{пор}}$, а при $|I| \geq I_{\text{пор}}$ R определяется выражением (3). В результате численного решения системы уравнений (4) с учетом (3) для гармонического сигнала $I = I(x) \exp(j\omega t)$ получаем, что фаза тока при $|I| \geq I_{\text{пор}}$ линейно зависит от длины линии и практически не зависит от амплитуды сигнала. Поэтому, считая, что для гармонического сигнала ток в линии изменяется по закону

$$I = |I| \exp(j(\omega t - \beta x)),$$

где ω - частота сигнала, β - фазовая постоянная, не зависящая от тока, из (4) получим нелинейное уравнение для амплитуды тока в виде

$$2\beta \frac{d|I|}{dx} = -\omega C R(|I|)|I|, \quad (5)$$

где $\beta^2 = [\omega^2 C L + \omega C (\omega^2 L^2 + R_i^2)^{1/2}]/2$. Решение уравнения (5) с учетом (3) приводит к следующим соотношениям для амплитуды тока в линии:

при $I_0 < I_{\text{пор}}$

$$|I| = I_0 \exp(-\alpha_0 x), \quad \text{для любых } x; \quad (6a)$$

при $I_0 \geq I_{\text{пор}}$

$$|I| = (I_0^2 - 2\alpha_0 I_{\text{пор}}^2 x)^{1/2}, \quad \text{для } x \leq x^*, \quad x^* = (I_0^2 - I_{\text{пор}}^2)/(2\alpha_0 I_{\text{пор}}^2); \quad (6б)$$

$$|I| = I_{\text{пор}} \exp(-\alpha_0 (x - x^*)), \quad \text{для } x > x^*, \quad (6в)$$

здесь $I_0 = (2P_{\text{вх}}/\text{Re}\dot{Z}_0)^{1/2}$, $\alpha_0 = R_i/(2\text{Re}\dot{Z}_0)$ - параметр потерь в линии. В соотношениях (6) характеристики МСВ определяются величиной R_i , а нелинейный механизм насыщения МСВ в пленке - значением $P_{\text{пор}}$.

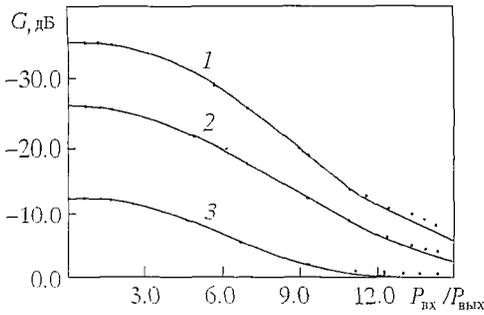


Рис. 2. Теоретические (—) и экспериментальные (•) зависимости коэффициента передачи от величины входной мощности при значениях параметров $P_{пор} = 7.10^{-2}$ мВт; $f = 2.9$ ГГц; $4\pi M_0 = 1750$ Гс; $W = 50$ мкм и длины линий l равной: 1 - 48 мм; 2 - 32 мм; 3 - 18 мм; толщина пленки - 10 мкм

соответствие с экспериментом, особенно если уровень входного сигнала не сильно превышает пороговую величину.

На рис. 2 приведены рассчитанные в соответствии с (6) зависимости коэффициента ослабления в линии $G = -10 \lg(P/P_{вх})$ от уровня входной мощности ($P_{вх}/P_{пор}$) для различных значений длины линии l . Величина сопротивления излучения R_i для поверхностной МСВ рассчитывалась по соотношениям работы [2], а $P_{пор}$ определялось из эксперимента. На этом же рисунке показаны экспериментальные значения коэффициента ослабления в линии. Из сравнения экспериментальных и теоретических зависимостей следует, что предложенное описание нелинейной характеристики линии передачи на магнитостатических волнах в виде (6) дает хорошее

Теоретическая модель преобразования шумового сигнала

Рассмотрим сигнал на входе исследуемой линии передачи как совокупность детерминированного (регулярный сигнал $I_0(t)$) и случайного (шумовой сигнал $I_{ш}(t)$) процессов, то есть $I_{вх}(t) = I_0(t) + I_{ш}(t)$. Предположим, что рассматриваемый случайный процесс стационарный и эргодический; мгновенные значения колебаний подчинены нормальному закону распределения. Тогда двумерная функция распределения для входного процесса в нашем случае будет иметь вид [14]

$$w_2(I_{вх1}, I_{вх2}, t, \tau) = \frac{1}{2\pi\sigma_0^2(1-R^2)^{1/2}} \exp\left[-\frac{(I_{вх1}-I_{01})^2 - 2R(I_{вх1}-I_{01})(I_{вх2}-I_{02}) + (I_{вх2}-I_{02})^2}{2\sigma_0^2(1-R^2)^{1/2}}\right], \quad (7)$$

где $I_{вх1} = I_{вх}(t)$, $I_{вх2} = I_{вх}(t+\tau)$, $I_{01} = I_0(t)$, $I_{02} = I_0(t+\tau)$, а $R = R(\tau)$ и σ_0 - коэффициент корреляции и дисперсия стационарной части случайного процесса, соответственно.

Предположим, что анализируемую линию с потерями можно рассматривать как четырехполюсник, состоящий из двух элементов, один из которых представляет из себя линейную линию передачи, а на другом происходит безынерционное нелинейное преобразование сигнала. Такой подход, в частности, широко использовался при анализе прохождения многочастотных и шумовых сигналов через распределенные СВЧ усилители (см. например, [15;16]). В рассматриваемом случае нелинейная характеристика безынерционного элемента описывается соотношением (6).

Далее будем считать, что шумовой сигнал на входе достаточно узкополосный. Узкополосность сигнала будет определяться не только медленностью изменения его огибающей и фазы, но и независимостью от частоты нелинейных характеристик линии передачи во всей рассматриваемой полосе частот.

Пусть нелинейная характеристика линии передачи описывается функцией $I = f(I_{вх})$; в этом случае корреляционная функция на выходе системы с учетом (7) запишется следующим образом:

$$B(\tau, t) = \frac{1}{2\pi(1-R^2)^{1/2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(I_1) f(I_2) \exp\left[-\frac{(I_1 - \alpha_1)^2 - 2R(I_1 - \alpha_1)(I_2 - \alpha_2) + (I_2 - \alpha_2)^2}{2(1-R^2)^{1/2}}\right] dI_1 dI_2, \quad (8)$$

где $I_{1,2} = I_{вх1,2}/\sigma_0$, $\alpha_{1,2} = I_{01,2}/\sigma_0$.

Для вычисления интегралов в (8) введем одномерные функции распределения типа

$$w_{1,2} = \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \exp\left[-\frac{(I_{1,2} - \alpha_{1,2})^2}{2}\right]$$

и используем их в качестве весовых при разложении двумерной функции распределения в ряд по полиномам Эрмита [14]

$$w_2(I_1, I_2, t, \tau) = w_{1,2} w_1^2 \sum_{n=0}^{\infty} \frac{R^n}{n!} H_n(I_1 - \alpha_1) H_n(I_2 - \alpha_2), \quad (9)$$

где H_n - полиномы Эрмита. Введя обозначение

$$C_{n,2} = \int_{-\infty}^{\infty} f(I_{1,2}) H_n(I_{1,2} - \alpha_{1,2}) w_{1,2} dI_{1,2},$$

выражение (8) с учетом (9) можно представить в виде

$$B(\tau, t) = \sum_{n=0}^{\infty} C_{n1} C_{n2} \frac{R^n}{n!}. \quad (10)$$

Усредним функцию корреляции (10) по времени

$$B^*(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} B(\tau, t) dt = \sum_{n=0}^{\infty} C_n^* \frac{R^n}{n!}, \quad (11)$$

где $C_n^*(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} C_{n1} C_{n2} dt.$

Для вычисления спектра нормального случайного процесса на выходе нелинейной системы используем выражение [14]

$$N(\omega) = 4 \int_0^{\infty} B^*(\tau) \cos(\omega\tau) d\tau. \quad (12)$$

Рассмотрим случай, когда на входе действует шумовой сигнал, энергетический спектр которого сосредоточен в достаточно узкой полосе Ω вблизи частоты ω_0 ($\Omega \ll \omega_0$) и симметричен относительно ω_0 . Каждую реализацию такого случайного процесса можно представить как гармонический сигнал с медленно изменяющимися случайными значениями амплитуды $I_{ш}^0(t)$ и фазы $\Phi(t)$

$$I_{ш}(t) = I_{ш}^0(t) \cos(\omega_0 t + \Phi(t)).$$

Для такого шума входную функцию корреляции можно представить в виде [17]

$$R(\tau) = R_0(\tau) \cos(\omega_0 \tau), \quad (13)$$

где $R_0(\tau)$ - огибающая корреляционной функции. Если задан энергетический спектр $N_0(\omega)$ входного случайного процесса, то его дисперсия σ_0^2 и $R_0(\tau)$ определяются соотношениями [17]

$$\sigma_0^2 = 2 \int_0^{\infty} N_0(\omega) d\omega, \quad (14a)$$

$$R_0(\tau) = 2 \int_0^{\infty} N_0(\omega_0 - \omega) \cos(\omega\tau) d\omega. \quad (14b)$$

Проанализируем сначала ситуацию, когда регулярный сигнал на входе нелинейной системы отсутствует, то есть $\alpha_{1,2}=0$. В этом случае из (10) для корреляционной функции с учетом (13) получаем выражение

$$B(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} C_n^2 \frac{R_0^n(\tau)}{n!} \cos^n \omega_0 \tau, \quad (15)$$

где

$$C_n = \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \int_0^{\infty} f(I_{\text{вх}}) H_n(I_{\text{вх}}) \exp\left(-\frac{I_{\text{вх}}^2}{2}\right) dI_{\text{вх}}. \quad (16)$$

Первый член ряда (15) соответствует постоянной составляющей (дискретная часть спектра), а сумма остальных членов - непрерывной части энергетического спектра на выходе. Заменяя в (15) степени косинусов суммой косинусов кратных дуг, можно получить следующее соотношение для корреляционной функции [14]

$$B(\tau) = B_0(\tau) + \sum_{r=1}^{\infty} B_{2r-1}(\tau) \cos[(2r-1)\omega_0\tau] + \sum_{r=1}^{\infty} B_{2r}(\tau) \cos(2r\omega_0\tau), \quad (17)$$

где

$$B_0(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{C_{2n}^2 R_0^{2n}(\tau)}{n! 2^{2n}}; \quad B_{2r-1}(\tau) = \sum_{n=r}^{\infty} \frac{C_{2n-1}^2 R_0^{2n-1}(\tau)}{(n-r)!(n+r-1)! 2^{2n-1}}; \quad B_{2r}(\tau) = \sum_{n=r}^{\infty} \frac{C_{2n}^2 R_0^{2n}(\tau)}{(n-r)!(n+r)! 2^{2n-1}}.$$

В соответствии с (12) и (17) первая непрерывная компонента спектра выходного сигнала вблизи частоты ω_0 будет иметь вид

$$N_1(\omega) = 4 \int_0^{\infty} B_1(\tau) \cos \omega_0 \tau \cos \omega \tau d\tau, \quad (18)$$

где

$$B_1(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_{2n-1}^2 R_0^{2n-1}(\tau)}{2^{2n-2} (n-1)! n!}. \quad (19)$$

Для вычисления коэффициентов C_n согласно (16) используется нелинейная переходная характеристика в виде (6). Численные оценки интеграла (16) с учетом (6) показывают, что в рамках используемой модели можно ограничиться значением верхнего предела на уровне десяти пороговых значений сигнала. Численные значения коэффициентов имеют примерно один и тот же порядок, поэтому ряд (19) является быстро убывающим, причем уже третий член ряда более, чем на порядок, меньше второго. Поэтому в (19) с достаточной степенью точности можно ограничиться двумя членами ряда, то есть

$$B_1(\tau) = C_1^2 R_0(\tau) + \frac{1}{8} C_3^2 R_0^3(\tau). \quad (20)$$

При рассмотрении общего случая, когда на входе системы присутствует регулярный сигнал и шум, необходимо определять коэффициенты C_{n1} и C_{n2} и для вычисления корреляционной функции в виде (11) использовать усреднение по периоду регулярного сигнала.

Результаты расчета

Проанализируем случай, когда на входе нелинейной линии передачи присутствует только шумовой сигнал, спектр которого имеет вид

$$N_0(\omega) = N_0 \exp[-\gamma^2(\omega - \omega_0)^2], \quad (21)$$

где N_0 - значение спектральной составляющей плотности мощности шума при $\omega = \omega_0$; γ - коэффициент, определяющий ширину спектра. Дисперсия (средняя шумовая мощность) и огибающая корреляционной функции вычисляются по формулам (14а) и (14б).

На рис. 3 показана зависимость дисперсии выходного сигнала σ^2/σ_0^2 от значения дисперсии входного сигнала σ_0^2 . На том же рисунке для сравнения приведен коэффициент передачи $K^2 = |I|^2/I_0^2$, рассчитанный по соотношениям (6), от величины I_0^2 для регулярного сигнала. Из сравнения кривых видно, что нелинейность для шумового сигнала наступает при меньших значениях интегральной входной мощности, так как для шумового сигнала даже при небольших значениях входной мощности (σ_0^2) мгновенные значения амплитуды могут достигать значений выше «порогового».

На рис. 4 приведены огибающие спектров входного и выходного шумовых сигналов для двух различных значений σ_0^2 . Кривые 3 и 3' на рис. 4 соответствуют случаю, когда огибающие выходных спектров приведены к максимальному значению спектральной плотности шума на выходе. Из результатов расчета видно, что с ростом входной шумовой мощности (с ростом σ_0^2) подавление шума уменьшается (см. кривые 2 и 2'), и также уменьшается расширение спектра (ср. кривые 1, 3 с 1', 3').

Проанализирован также случай, когда на вход линии передачи подается шумовой сигнал и монохроматический сигнал I_0 на частоте ω_0 . На рис. 5 показаны огибающие спектров входного и выходного шумовых сигналов в присутствии сигнала I_0 . Кривая 3 на рис. 5 соответствует случаю, когда максимальные значения спектральной плотности мощности совмещены для входного и выходного шумовых сигналов. Из результатов расчета следует, что при $I_0 < I_{\text{пор}}$ (кривая 2) имеет место значительное подавление шумового сигнала ($G \approx -15$ дБ при $\omega = \omega_0$), соответствующее фактически подавлению сигнала в линейном режиме ($G = -8.68 \alpha_0 l \approx -17$ дБ), но в то же время происходит значительное расширение спектра шумового сигнала (ср. кривые 1 и 3). При $I_0 > I_{\text{пор}}$ (кривая 4) подавление шума значительно уменьшается ($G \approx -7.22$ дБ при $\omega = \omega_0$) по сравнению со случаем $I_0 < I_{\text{пор}}$ и практически отсутствует уширение спектра - приведенная огибающая спектра выходного шумового сигнала совпадает с кривой 1.

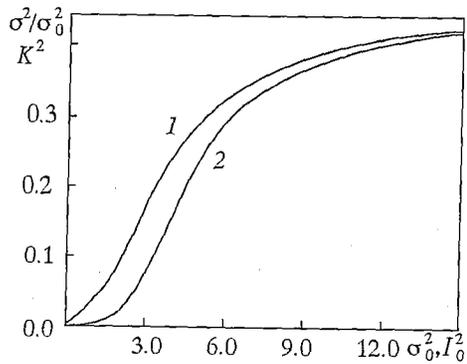


Рис. 3. Зависимость дисперсии выходного сигнала σ^2/σ_0^2 (1) от величины σ_0^2 и коэффициента передачи K^2 (2) для регулярного сигнала от величины входного тока I_0^2 ($I_0^2 = 2 \sigma_0^2$)

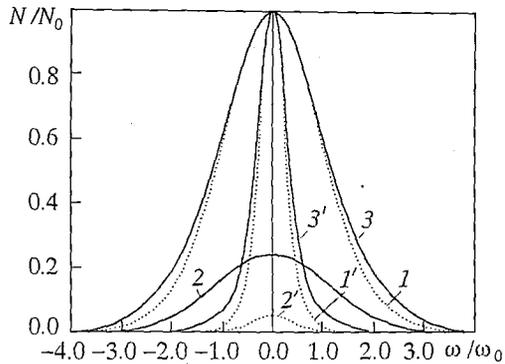


Рис. 4. Огибающие спектров входного (1 и 1') и выходного сигналов (2, 2', 3, 3') при $\alpha_0 l = 1.998$; $\omega_0 = 2$ ГГц; 1, 2, 3 - $\sigma_0^2 = 1.88$; 1', 2', 3' - $\sigma_0^2 = 0.5$

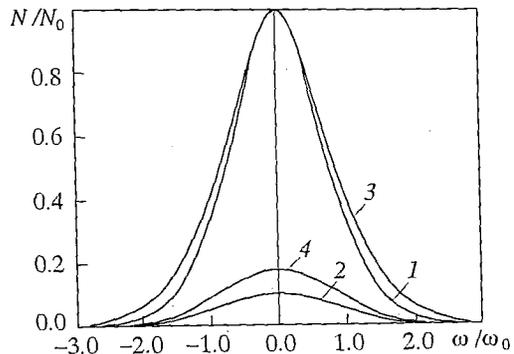


Рис. 5. Огибающие спектров входного (1) и выходного (2, 3, 4) сигналов при $\alpha_0 l = 1.988$; $\omega_0 = 2$ ГГц; 2, 3 - $I_0/I_{\text{пор}} = 0.5$; $\sigma_0^2 = 1$; 4 - $I_0/I_{\text{пор}} = 1.5$; $\sigma_0^2 = 0.5$

Заключение

Проведенный теоретический анализ с использованием простой модели выявил ряд важных особенностей прохождения шумового сигнала через линию передачи с нелинейным сопротивлением, величина которого обратно пропорциональна квадрату амплитуды тока. Переходная характеристика такой линии достаточно хорошо описывает нелинейную амплитудную характеристику устройства на магнитостатических волнах типа «шумоподавитель». Результаты анализа находятся в хорошем качественном соответствии с известными экспериментальными результатами работ [3,5], в которых отмечается возможность сужения спектра шумового сигнала в нелинейном режиме.

Кроме того, полученные результаты носят общий характер, так как отражают особенности прохождения шумовых сигналов через нелинейные устройства, обладающие аналогичной нелинейной динамической характеристикой. В частности, некоторые из особенностей (слабое искажение шумового спектра и насыщение динамической характеристики при малых уровнях шумовой мощности) были отмечены ранее при анализе прохождения шумового сигнала через лучевой усилитель магнетронного типа [17], коэффициент усиления которого в определенном интервале входных мощностей в нелинейном режиме выше, чем в линейном.

Библиографический список

1. Адам Дж.Д. Аналоговая обработка сигналов с помощью СВЧ ферритов // ТИИЭР. 1988. Т.76, № 2. С.73.
2. Ваишковский А.В., Стальмахов В.С., Шараевский Ю.П. Магнитостатические волны в электронике сверхвысоких частот. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1993.
3. Adam J.D., Stitzer S.N. A magnetostatic wave signal- to noise enhancer // J. Appl. Phys. Lett. 1980. Vol.36, № 3. P. 485.
4. Adam J.D. A broadband microwave signal- to noise enhancer // IEEE Trans. on Magnetics. 1980. MAG-16, № 5. P. 1168.
5. Гурзо В.В., Прокушкин В.Н., Рейхель В.В., Шараевский Ю.П. Характеристики аттенюатора с динамической нелинейностью на поверхностных магнитостатических волнах // Изв. вузов. Сер. РЭ. 1986. Т.29, № 9. С. 95.
6. Зубков В.И., Кильдишев В.Н. Влияние мощности СВЧ сигнала на характеристики микрополосковой линии, нагруженной ферритовой пленкой // РЭ. 1988. Т.33, № 5. С.1839.
7. Чивилева О.А., Анисимов А.Н., Гуревич А.Г. и др. Взаимодействие запорогового и слабого сигналов при возбуждении поверхностной магнитостатической волны // Письма в ЖТФ. 1987. Т.13, № 24. С. 1497.
8. Ваишковский А.В., Зубков В.И., Локк Э.Г., Никитов С.А. Влияние СВЧ сигнала большой мощности на распространение магнитостатических волн в ферритовых пленках // ФТТ. 1988. Т.30, № 3. С. 827.
9. Анисимов А.Н., Чивилева О.А., Гуревич А.Г. Влияние волны большой амплитуды на затухание слабой поверхностной магнитостатической волны // ФТТ. 1990. Т.32, № 6. С. 1622.
10. Gurso V., Procushkin V., Stalmahov V., Sharaevsky J. A peculiarities of the excitation of the surface magnetostatic waves above the threshold of parametric instability // Proc. ISSWSS. Novosibirsk. USSR. 1986. Vol.2. P. 296.
11. Rogozin V.B., Belskiy V.P. Теория ферритовых ограничителей и шумоподавителей на магнитостатических волнах // Радиоэлектроника и связь. 1991. № 2. С. 46.
12. Шараевский Ю.П. Прохождение сигналов через нелинейную линию передачи на магнитостатических волнах // Лекции по СВЧ электронике и радиофизике (IX-я зимняя школа-семинар). Саратов: ГосУНЦ «Колледж». 1992. С. 218.

13. Вугальтер Г.А., Гилинский И.А. Возбуждение и прием поверхностных магнитостатических волн микрополосковым преобразователем // ЖТФ. 1985. Т.55. № 11.

14. Левин Б.Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М.: Сов. радио, 1957.

15. Мальищенко В.И., Солнцев В.А. Нелинейный анализ многочастотных режимов работы ЛБВ при близких частотах // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1972. № 10. С. 16.

16. Бунимович В.И. Флуктуационные процессы в радиоприемных устройствах. М.: Сов. радио, 1951.

17. Левин Ю.И., Шараевский Ю.П. Усиление узкополосного шумового сигнала в ЛБВ О и М-типов // Лекции по электронике СВЧ и радиофизике (V-я зимняя школа-семинар). Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1980. С. 148.

Научно-исследовательский
институт механики
и физики при СГУ

Поступила в редакцию 23.03.95
после переработки 24.04.95

COMPLEX SIGNAL PASSING THROUGH THE NONLINEAR TRANSMISSION LINE ON MAGNETOSTATIC WAVES

D. Solovey, U. Sharaevsky

This article is about peculiarity of the complex signal passing (including noise signal) through the nonlinear transmission line on magnetostatic waves (MSW). The analysis is based on the method where our device is a part of transmission line with nonlinear distributive resistance. The excitement of MSW depending on different level of input signal is a cause of this nonlinear resistance. The entrance signal is considered as a sum of monochromatic and noise signals. It is shown the suppression of noise is reducing and the spectrum is narrowing on comparison with a case without monochromatic signal when the entrance monochromatic signal exceeds the «threshold» level.



Соловей Дмитрий Владимирович - родился в 1970 г. Окончил в 1992 г. физический факультет Саратовского госуниверситета. До 1995 года работал инженером кафедры общей физики СГУ, в настоящее время - младший научный сотрудник НИИМФ. Область научных интересов - физика магнитостатических волн в тонких ферритовых пленках. Имеет ряд научных работ по этой тематике.



Шараевский Юрий Павлович - родился в 1942 г. Окончил (1965) физический факультет Саратовского госуниверситета, защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук (1972). С 1967 г. работает в Саратовском госуниверситете (аспирант, старший научный сотрудник, зав. лабораторией, в настоящее время - доцент кафедры общей физики). Занимался научными исследованиями в области вакуумной электроники СВЧ, в последнее время круг научных интересов - физика и техника магнитостатических волн в тонких ферритовых пленках. Автор более 100 научных работ, в том числе ряда учебных пособий, и соавтор монографий «Электроника ламп с обратной волной» и «Магнитостатические волны в электронике сверхвысоких частот».