

# РАДИОФИЗИКА ТВЕРДОГО ТЕЛА И ПЛАЗМЫ

УДК 537.312.62:621.372.82

## ИССЛЕДОВАНИЕ СВЕРХПРОВОДЯЩЕЙ МИКРОВОЛНОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ В СИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЯХ

А. А. Лавринович<sup>1</sup>, Е. В. Храмота<sup>1,2</sup>, Н. Т. Черпак<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>*Институт радиофизики и электроники им. А. Я Усикова НАН Украины  
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина*

<sup>2</sup>*Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»  
21, ул. Фрунзе, Харьков, 61077, Украина*

E-mail: [cherpak@ire.kharkov.ua](mailto:cherpak@ire.kharkov.ua)

Проводится анализ сверхпроводящих микроволновых линий передач на основе телеграфных уравнений в случае, когда сверхпроводник характеризуется нелинейными погонными сопротивлением и индуктивностью, зависящими от уровня мощности входного сигнала. Для участка нелинейной линии передачи получены зависимости выходной мощности и коэффициента фазы постоянной распространения от входной мощности. Сравнение результатов теоретического анализа и экспериментального исследования высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) копланарной линии передачи 3-см диапазона дало возможность определить характеристический уровень входной мощности, который феноменологически вводится при теоретическом анализе. Ил. 6. Библиогр.: 11 назв.

**Ключевые слова:** высокотемпературный сверхпроводник, копланарная линия передачи, телеграфные уравнения, нелинейный поверхностный импеданс.

Развитие телекоммуникационных систем, систем спутниковой и мобильной связи, создание глобальных сетей связи обусловило ухудшение условий совместного функционирования различных радиоэлектронных устройств. Повсеместное использование цифровых сигналов послужило к тому, что структура возникающих электромагнитных помех существенно изменилась: они теперь носят ярко выраженный импульсный (во временной области) и широкополосный (в частотной области) характер. Более того, с ростом передаваемых объемов информации происходит укорочение длительности импульсных сигналов и смещение рабочих частот в коротковолновую часть микроволнового диапазона.

В радиолокационной технике также происходит активное освоение технологии использования мощных микроволновых импульсов наносекундной длительности. Кроме того, в ряде специальных применений не исключено использование мощных электромагнитных импульсов малой длительности ( $\tau \approx 10^{-9} \dots 10^{-12}$  с) для намеренного затруднения или прекращения работы высокочувствительных радиоэлектронных устройств.

Микроволновые линии передачи на основе ВТСП приоритетны тем, что в них значительно снижаются диссипативные потери энергии [1]. Известно также, что в пассивных устройствах, созданных на основе ВТСП, могут наблюдаться эффекты, обусловленные зависимостью поверхностного импеданса  $Z_S$  от амплитуды микроволнового поля [2]. При этом переход сверхпроводника, находящегося в слабом микроволновом поле (т. е. из состояния с линейным импедансом), в

состояние с изменившимся под влиянием сильного микроволнового поля импедансом (и в пределе в нормальное состояние) представляет практический интерес как возможная основа для создания микроволновых переключателей и ограничителей. Такие устройства могли бы иметь весьма короткие времена переключения, так как они, в принципе, характеризуются временами релаксации  $10^{-10} - 10^{-11}$  с в электронной системе ВТСП [3], которые значительно короче соответствующих времен в полупроводниках и низкотемпературных сверхпроводниках.

Несмотря на конструктивную простоту ВТСП линии передачи планарной конфигурации, физическая природа перехода сверхпроводника в нормальное состояние под воздействием микроволнового поля до сих пор досконально не выяснена, хотя к настоящему времени и накоплен значительный объем экспериментальных результатов [2, 4].

Интерес к нелинейности микроволнового отклика сверхпроводящих пленок начался еще до открытия ВТСП, когда возникла необходимость в разработке высокооборотных резонаторов [5, 6]. Новая волна исследований нелинейных физических явлений в сверхпроводящих пленках началась после установления того факта, что во многих случаях указанные нелинейные эффекты ограничивают допустимую мощность в линейных микроволновых устройствах (фильтры, мультиплексеры) на основе ВТСП пленок. Заметим, что под нелинейными эффектами в общем случае понимают два вида эффектов, а именно: уже упомянутую выше зависимость  $Z_S$  от амплитуды по-

ля, а также генерацию гармоник или продуктов интермодуляции [2]. С другой стороны, нелинейные явления можно рассматривать как полезные эффекты при разработке других микроволновых устройств, которые уже не являются пассивными: детекторов, смесителей или ограничителей сигнала [2, 4, 7, 8]. Источниками нелинейности сверхпроводника могут быть [2, 4, 7]: слабые связи; нелинейный эффект Мейсснера; генерация вихрей внешним высокочастотным полем; локальный перегрев при больших мощностях микроволнового тока.

Несмотря на большое число работ по нелинейным свойствам ВТСП и микроволновых устройств на их основе, имеется малое количество работ по теоретическому и экспериментальному исследованию нелинейных свойств микроволновых ВТСП линий передачи. Исключение составляет серия теоретических работ (см., например, [9]), однако в них основное внимание уделяется нелинейным частотным эффектам.

Целью нашей работы является теоретический анализ коэффициента распространения волны в ВТСП линии передачи и сравнение полученных результатов с данными экспериментальных измерений свойств копланарной линии передачи.

**1. Теоретический анализ ВТСП линии передачи с нелинейными погонными характеристиками.** В основном, для рассмотрения микроволновых линий передач с нелинейными импедансными свойствами используются или уравнения Максвелла, или телеграфные уравнения [10]. Такие линии передачи будем называть нелинейными.

В отличие от работы [10], где учитывается нелинейность только сопротивления, в данной работе анализ проводится на основе телеграфных уравнений в общем случае, когда нелинейными являются погонные сопротивление и индуктивность

$$\begin{aligned} -\frac{d}{dx}U &= RI + L \frac{d}{dt}I; \\ -\frac{d}{dx}I &= GU + C \frac{d}{dt}U, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $R, G, L$  и  $C$  – соответственно погонные сопротивление, проводимость, индуктивность и емкость линии.

Телеграфные уравнения описывают процесс распространения волны в линии на языке напряжений и токов. Линия представляется состоящей из погонных сопротивлений, проводимостей, индуктивностей и емкостей (рис. 1), которые в линейном случае взаимосвязаны между собой волновым сопротивлением  $Z_\omega$  [9]. Выражение для  $Z_\omega$  имеет вид

$$Z_\omega = \sqrt{(R + i\omega L)(G + i\omega C)}. \quad (2)$$

На основе экспериментальных данных нелинейное погонное сопротивление  $R(x,t)$  и индуктивность  $L(x,t)$  можно записать в виде [9, 10]

$$\begin{aligned} R(x,t) &= R \left[ 1 + \frac{I^2(x,t)}{I_0^2} \right]; \\ L(x,t) &= L \left[ 1 + \frac{I^2(x,t)}{I_0^2} \right], \end{aligned} \quad (3)$$

где  $I(x,t)$  – микроволновый ток;  $I_0$  – феноменологический параметр, требующий дополнительного определения из эксперимента.

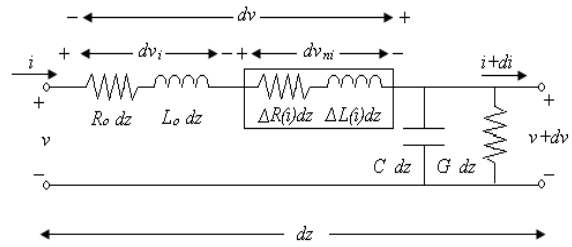


Рис. 1. Нелинейная эквивалентная схема участка сверхпроводящей линии передачи с длиной  $dz$ , где  $R, L$  и  $C$  – соответственно погонные сопротивление, индуктивность и емкость

Решаются телеграфные уравнения методом баланса амплитуд. Для этого подставим выражения (3) в уравнения (1), в результате чего получим (в предположении малости  $G$ )

$$\frac{d}{dx}I(x,t) = -C \frac{d}{dt}U(x,t); \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dx}U(x,t) &= -R \left[ 1 + \frac{I^2(x,t)}{I_0^2} \right] I(x,t) - \\ &- L \left[ 1 + \frac{I^2(x,t)}{I_0^2} \right] \frac{d}{dt}I(x,t) \end{aligned} \quad (5)$$

Из (4) и (5) следует

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dx^2}I(x,t) &= CR \frac{d}{dx}I(x,t) \left[ 1 + 3 \frac{I^2(x,t)}{I_0^2} \right] + \\ &+ CL \left[ \frac{d^2}{dx^2}I(x,t) \left[ 1 + \frac{I^2(x,t)}{I_0^2} \right] + \right. \\ &\left. + 2 \frac{I(x,t)}{I_0^2} \left( \frac{d}{dt}I(x,t)^2 \right) \right] \end{aligned} \quad (6)$$

Так как ток меняется в зависимости от координаты и времени, то, подставив в выражение (6) уравнение распространения микроволнового тока в виде

$$I(x,t) = I_m(x) \cos(\omega t - \beta x), \quad (7)$$

получим дифференциальное уравнение для амплитуды микроволнового тока  $I_m(x)$  в зависимости от координаты  $x$  и выражение для коэффициента фазы  $\beta$  постоянной распространения в слу-

чае, когда погонные сопротивление и индуктивность нелинейны

$$\frac{d}{dx} I_m(x) + \alpha I_m(x) \left[ 1 + \frac{3}{4} \frac{I_m^2(x)}{I_0^2} \right] = 0; \quad (8)$$

$$\beta = \left[ \omega^2 CL \left[ 1 + \frac{1}{4} \frac{I_m^2(x)}{I_0^2} \right] + \frac{1}{I_m(x)} \frac{d^2}{dx^2} I_m(x) \right]^{1/2}. \quad (9)$$

Проинтегрируем полученное уравнение (8) с учетом граничных условий

$$\begin{aligned} & \text{при } x=0 \\ & I_m(x)|_{x=0} = I_m(0) \\ & P_{in} = I_m^2(0); \\ & \text{при } x=l \\ & I_m(x)|_{x=l} = I_m(l) \\ & P_{out} = I_m^2(l). \end{aligned} \quad (10)$$

В результате получим зависимость выходной мощности  $P_{out}$  от входной  $P_{in}$  для участка нелинейной линии передачи в зависимости от дифференциального коэффициента передачи  $\alpha_l$

$$\frac{P_{out}(P_{in})}{P_0} = \frac{P_{in}}{P_0} \left[ \frac{\exp(-2\alpha_l)}{1 + \frac{3}{4} \frac{P_{in}}{P_0} (1 - \exp(-2\alpha_l))} \right], \quad (11)$$

где  $P_0 = \frac{1}{2} I_0^2 Z_0$  – характеристическая мощность нелинейной линии передачи.

Данное отношение выходной мощности к входной мощности для участка нелинейной линии передачи в зависимости от дифференциального коэффициента передачи  $\alpha_l$  ( $P_{out}$  и  $P_{in}$  нормированы по  $P_0$ ) представлено на рис. 2: обозначения соответствуют 1 –  $\alpha_l = 0$ ; 2 –  $\alpha_l = 0,1$ ; 3 –  $\alpha_l = 0,5$ ; 4 –  $\alpha_l = 1$ ; 5 –  $\alpha_l = 2$ ; 6 –  $\alpha_l = 5$  ( $P_{out}$  и  $P_{in}$  нормированы по  $P_0$ )

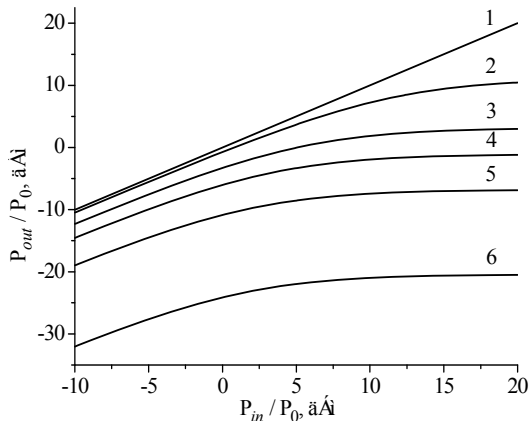


Рис. 2.  $P_{out}$  (дБм) от  $P_{in}$  (дБм) для участка нелинейной линии передачи с дифференциальным коэффициентом передачи  $\alpha_l$

Из рис. 2 видно, что с ростом потерь в нелинейной линии передачи возрастает нелинейность зависимости  $P_{out}$  от  $P_{in}$  наряду со снижением выходной мощности.

Выше методом баланса амплитуд кроме дифференциального уравнения (8) для амплитуды микроволнового тока  $I_m(x)$  было получено и выражение (9) для коэффициента фазы  $\beta$  постоянной распространения в линии с нелинейными погонными сопротивлением и индуктивностью.

Сравним коэффициент фазы постоянной распространения в линии с нелинейными сопротивлением и индуктивностью (см. (9)) с коэффициентом фазы в линии, в которой нелинейным является только погонное сопротивление [10]. Для этого преобразуем коэффициент фазы постоянной распространения в более удобную форму для обоих случаев, соответственно

$$\beta_{RL} = \left[ \alpha^2 \left[ 1 + 3P_{out}(P_{in}) + \frac{27}{16} P_{out}^2(P_{in}) \right] + \beta_0^2 \left[ 1 + \frac{1}{4} P_{out}(P_{in}) \right] \right]^{1/2}; \quad (12)$$

$$\beta_R = \left[ \alpha^2 \left[ 1 + 3P_{out}(P_{in}) + \frac{27}{16} P_{out}^2(P_{in}) \right] + \beta_0^2 \right]^{1/2}. \quad (13)$$

На рис. 3 и 4 представлены результаты расчета коэффициента фазы постоянной распространения от входной мощности в зависимости от дифференциального коэффициента передачи  $\alpha_l$  (как и в предыдущем случае,  $P_{in}$  нормирована на  $P_0$ ), обозначения соответствуют 1 –  $\alpha_l = 0$ ; 2 –  $\alpha_l = 0,1$ ; 3 –  $\alpha_l = 0,5$ ; 4 –  $\alpha_l = 1$ ; 5 –  $\alpha_l = 2$ ; 6 –  $\alpha_l = 5$  ( $P_{out}$  и  $P_{in}$  нормированы по  $P_0$ ).

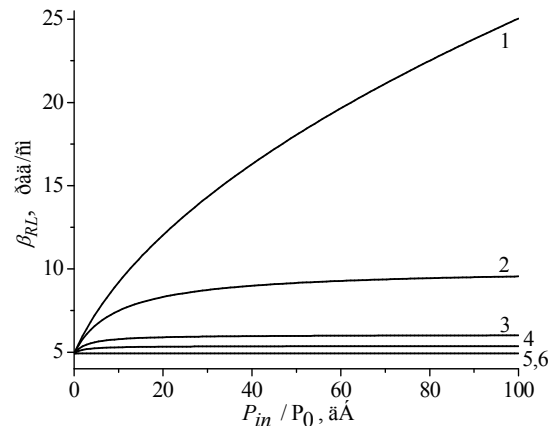


Рис. 3. Коэффициент фазы постоянной распространения от входной мощности для случая, когда на участке линии передач нелинейные погонные  $R$  и  $L$

Видно, что для  $\beta$  в линии с нелинейными  $R$  и  $L$  зависимость от мощности входного сигнала является более сильной в отличие от линии, в которой имеет место нелинейность только сопротивления. В последнем случае  $\beta$  практически не

меняется и находится в пределах значения коэффициента фазы  $\beta_0=4,9$  рад/см, полученного для копланарной линии передачи 3-см диапазона.

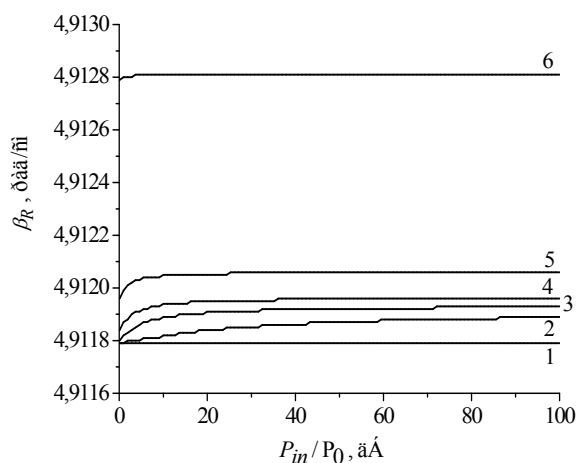
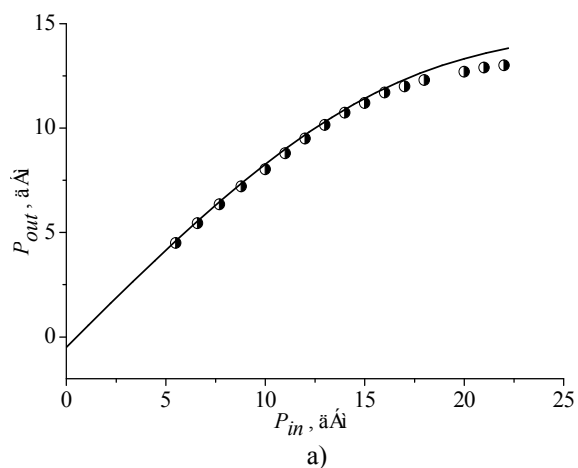


Рис. 4. Коэффициент фазы постоянной распространения от входной мощности для случая, когда на участке линии передач нелинейное погонное  $R$



**2. Сравнение результатов теоретического анализа и экспериментальных исследований.** Результаты проведенного анализа сравнивались с результатами измерений, полученными в данной работе (рис. 5, а), а также в работе [11] (рис. 5, б). В обоих случаях использовались идентичные структуры типа копланарной линии с одинаковыми размерами, кроме толщины пленки ВТСП (толщина пленки в данной работе 330 нм, в работе [11] – 200 нм).

Незначительные расхождения полученных зависимостей с результатами измерений связаны, возможно, с существованием локальных неоднородностей в исследуемых структурах.

Сопоставление результатов теоретического анализа и экспериментальных измерений дает возможность определить коэффициент затухания  $\alpha = 6,92 \cdot 10^{-4}$  и  $4,94 \cdot 10^{-4}$  дБ/см и характеристическую мощность  $P_0 = 90$  и  $50$  мВт для зависимостей, представленных на рис. 5, а и 5, б соответственно. Измерения проводились в импульсном режиме с длительностью импульса  $\tau_u = 20$  мкс для исключения теплового нагрева образца.

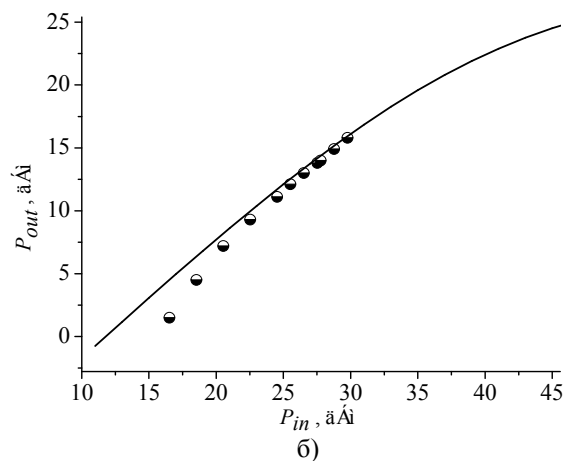


Рис. 5. Сравнение данных экспериментального исследования копланарной линии передачи с результатом расчета зависимости выходной мощности  $P_{out}$  от уровня входной импульсной микроволновой мощности  $P_{in}$  (толщина пленки: а) – 330 нм; б) – 200 нм)

**Выводы.** Таким образом, на основе телеграфных уравнений получена зависимость выходной мощности  $P_{out}$  от входной мощности  $P_{in}$  для случая, когда погонное сопротивление  $R$  и индуктивность  $L$  в сверхпроводниковой линии передачи нелинейны. Показано, что добавление нелинейности  $L$  к нелинейности  $R$  не изменяет амплитудной характеристики линии передачи. Однако коэффициент фазы постоянной распространения становится более сложной функцией микроволнового тока (мощности). Сравнение результатов экспериментального исследования с результатами теоретического анализа дало возможность оценить характеристическую мощность в копланарной линии передачи 3-см диапазона, изготовленной на основе ВТСП пленки.

1. Черпак Н. Т., Величко А. В. Высокотемпературные сверхпроводники в микроволновой технике (обзор) // Успехи совр. радиоэлектрон. – 2002. – № 4. – С. 3–47.
2. Hein M. High-Temperature-Superconductor thin films at microwave frequencies // Springer Verlag, Berlin Heidelberg. – 1999. – 395 p.
3. Vendik I. O., Vendik O. G. High-Temperature Superconductor Devices for Microwave Signal Processing. Pt. 1. // St.-Petersburg, TOO Складень. – 1997. – 110 p.
4. Oates O. D. E., Agassi D., Wong E. et al. Nonlinear Meissner effect in a high-temperature superconductor: Local versus nonlocal electrodynamics // Phys. Rev. – 2008. – 77, no. 1. – P. 74-75.
5. Halbritter J. Change of eigenstate in a superconducting RF cavity due to a nonlinear response // J. Appl. Phys. – 1970. – 41, no. 11. – P. 4581–4588.
6. Hartwig W. H. Superconducting resonator and devices // Proc. IEEE. – 1973. – 61, no. 1. – P. 58–69.
7. Величко А. В., Черпак Н. Т. Отклик высокотемпературных сверхпроводников на электромагнитное излучение (об-

- зор) // Физика низких температур. – 1998. – 24, № 5. – С. 395–428.
8. Gaidukov M. M., Vendik O. G., Kolesov S. G. Microwave power limiter based on high  $T_c$  superconducting film // Electron. Lett. – 1990. – 26, no. 16. – P. 1229–1230.
  9. Collado C., Mateu J., O'Callaghan J. M. Analysis and simulation of the effects of distributed nonlinearities // IEEE Trans. on Applied Superconductivity. – 2005. – 15, no. 1. – P. 26–29.
  10. Vendik O. G., Vendik I. B., Samoilova T. B. Nonlinearity of Superconducting Transmission Line and Microstrip Resonator // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1997. – 45, no. 2. – P. 173–178.
  11. Бондаренко И. Н., Лавринович А. А. Исследования тонкопленочной копланарной линии на основе высокотемпературного сверхпроводника // Радиофизика и электроника. – Харьков: Институт радиофизики и электроники НАН Украины. – 2006. – 11, № 2. – С. 318–322.

#### STUDY OF MICROWAVE SUPERCONDUCTING TRANSMISSION LINE IN THE STRONG ELECTROMAGNETIC FIELDS

A. A. Lavrinovich, E. V. Khramota, N. T. Cherpak

This paper presents the analysis of microwave superconducting transmissions lines on the basis of telegraph equations in the case when a superconductor is characterized by nonlinear linear resistance and inductance, depending on the level of input signal. Dependences of the output power and phase coefficient of propagation constant on the input power are obtained for a section of nonlinear transmission line. Comparison of results of theoretical analysis and experimental study of X-band high-temperature su-

perconductors (HTS) of coplanar line allowed determining characteristic input power, which is introduced as phenomenological one at theoretical analysis.

**Key words:** high temperature superconductor, coplanar transmission line, telegraph equation, nonlinear surface impedance.

#### ДОСЛІДЖЕННЯ НАДПРОВІДНОЇ МІКРОХВИЛЬОВОЇ ЛІНІЇ ПЕРЕДАЧІ В СИЛЬНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПОЛЯХ

О. А. Лавринович, Є. В. Храмота, М. Т. Черпак

Проводиться аналіз надпровідних мікрохвильових ліній передач на основі телеграфних рівнянь у разі, коли надпровідник характеризується нелінійними погонними опором та індуктивністю в залежності від рівня потужності вхідного сигналу. Для ділянки нелінійної лінії передачі отримано залежності вихідної потужності й коефіцієнта фази сталої поширення від вхідної потужності. Порівняння результатів теоретичного аналізу й експериментального вивчення високотемпературних надпровідників (ВТНП) копланарної лінії передачі 3-см діапазону дали можливість визначити характеристичний рівень вхідної потужності, який вводиться феноменологічно при теоретичному аналізі.

**Ключові слова:** високотемпературний надпровідник, копланарна лінія передачі, телеграфні рівняння, нелінійний поверхневий імпеданс.

*Рукопись поступила 19 декабря 2008 г.*