

05.4; 09

© 1992

О ВОЗМОЖНОСТЯХ МИНИАТЮРИЗАЦИИ ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СВЕРХПРОВОДНИКОВ

Р.А. С у р и с, Н.В. Ф о м и н

В в е д е н и е. Одной из перспектив прикладного использования сверхпроводников, в особенности ВТСП, является создание малогабаритных высококачественных приемно-передающих устройств. Замена обычных металлов на сверхпроводники существенно снижает омические потери, и это позволяет уменьшать размеры систем без понижения их добротности. Так, в работе [1] обсуждались возможности уменьшения размеров передающей антенны до размеров, много меньших длины передаваемой волны. Там было отмечено, что при этом быстро падает излучательная способность антенны, и возникает необходимость соответственно увеличивать в ней ток, что, вследствие возросших омических потерь, приводит к резкому падению эффективности передающего устройства. Для преодоления этой проблемы в [1] предлагалось использовать антенну из высокотемпературного сверхпроводника. Вопрос согласования такой антенны с генератором или с фидером оставался за кадром.

1. **Необходимость в сверхпроводниковом трансформаторе.** Между тем, именно согласующий трансформатор является узким местом при миниатюризации, поскольку там происходят основные потери. Действительно, уменьшение размеров антенны приводит к падению ее сопротивления излучения:

$$R_A = \frac{8\pi^2}{3c} (d/\lambda)^2, \quad (1)$$

где c – скорость света, λ – длина излучаемой волны в вакууме, и d – длина прямолинейной антенны [2]. Далее в качестве согласующего устройства будем рассматривать так называемый четверть-волновой трансформатор – отрезок прямолинейной волноводной линии длиной в четверть длины волны в линии и с волновым сопротивлением

$$R_T = (R_A R_G)^{1/2}, \quad (2)$$

где R_G – выходное сопротивление генератора (или фидера), согласовываемого с антенной [3]. При этом ток в трансформаторе I_T будет превышать ток в антенне I_A в $R_T/R_A = (R_G/R_A)^{1/2}$ раз, что является большим параметром при $d < \lambda$. Следовательно, при

уменьшении размеров передающего устройства с сохранением его эффективности, заменять обычный металл на сверхпроводник понадобится сперва в трансформаторе, и лишь при дальнейшей миниатюризации — в антенне.

2. **М и н и а т ю р и з а ц и я т р а н с ф о р м а т о р а.** Другим вопросом, требующим решения, является одновременная миниатюризация трансформатора до размеров порядка размеров антенны. Как известно, скорость распространения сигнала по двупроводной линии есть

$$v = 1/(LC)^{1/2}, \quad (3)$$

где L и C — погонные индуктивность и емкость линии [4]. Тогда необходимая для согласования длина отрезка должна быть равна

$$l = (\lambda/4)(v/c), \quad (4)$$

т. е. четверти волны и линии. Следовательно, для изготовления трансформатора с размерами, много меньшими λ , требуется добиться существенного замедления сигнала в линии. Одновременно с этим нужно удовлетворить условию согласования волновых сопротивлений (2). Можно посмотреть на задачу таким образом: пусть фиксированы внешние параметры задачи — выходное сопротивление генератора R_G (фидера), длина трансформатора l и размеры антенны d . Тогда наложение двух условий (2) и (4) однозначно определяет необходимые параметры линии L и C :

$$C = 1/(R_T v) \text{ и } L = R_T/v, \quad (5)$$

где R_T выражается через внешние параметры посредством формул (1) и (2).

Простейшим примером реализации линии с заданными погонными параметрами L и C является полосковая линия, изготовленная в виде змейки. Пусть ширина полоска есть a , расстояние до экрана — b , а полная длина (т. е. длина вытянутой змейки) — l_0 . Тогда, при $a \gg b$, и $ab \gg \delta^2$ (где δ — глубина проникновения поля в материал полоска),

$$C = a/b, \quad L = (l_0/l)^2 (1/c^2)(b/a), \quad (6)$$

c — скорость света в вакууме. Мы не учитываем зависимости от диэлектрической проницаемости окружающего диэлектрика, чтобы не загромождать формулы, положив $\epsilon = 1$. Не представляет труда восстановить ϵ во всех окончательных формулах в случае использования их на практике). Таким образом, необходимые параметры линии, выраженные через внешние параметры, должны быть следующими:

$$a/b = \lambda^2/(4ld)(8\pi^2/3 cR_G)^{-1/2}, \quad l_0 = \lambda/4. \quad (7)$$

(Выполнение условия $a \ll b$ позволяет не учитывать межвитковые емкость и индуктивность змейки, при этом сигнал бежит вдоль змейки, не „перескакивая“ с витка на виток со скоростью c вдоль змейки и, следовательно, скоростью $v = c l/l_0$ вдоль линии. Выполнение второго условия, $ab \gg \delta^2$, позволяет пренебречь „кинетической“ индуктивностью полоска, обусловленной инерционным движением электронов, по сравнению с „геометрической“ индуктивностью такой же линии из идеального металла ([5, 6] а также см. ниже)).

3. М и н и - т р а н с ф о р м а т о р и з л и н и с тонкой сверхпроводящей жилой.

В этой работе мы хотим обратить внимание на интересную возможность создания линии с заданными L и C , связанную с чисто сверхпроводниковой спецификой. А именно, в такой линии принципиальную роль играет индуктивный характер проводимости сверхпроводника. Если хотя бы один из двух сверхпроводников, образующих двусвязный волновод (жила), имеет достаточно малую (по сравнению с квадратом лондоновской глубины проникновения поля δ_L) площадь поперечного сечения S , то „кинетическая“ индуктивность соответственно велика по сравнению с „геометрической“ (см. [5], [6]), и определяется формулой

$$L = 4\pi\delta_L^2 / (Sc^2). \quad (8)$$

Тогда, пользуясь формулами (1-2), (4-5) и (8), а также выражением для погонной емкости полосковой линии $C = a/b$, можно выразить необходимые для согласования поперечные размеры линии через внешние параметры R_G , l и d :

$$S = \delta_L^2 \lambda^2 / (ld) (8/3 c R_G)^{-1/2}, \quad a/b = \lambda/d (8/3 c R_G)^{-1/2}. \quad (9)$$

4. О г р а н и ч е н и я, н а к л а д ы в а е м ы е к р и т и ч е с к и м т о к о м.

Вычислим максимальную мощность на излучение такой системой P_R , считая, что она ограничивается критическим током j_0 в сверхпроводнике. Учитывая фактор превышения тока в трансформаторе по отношению к току в антенне, обсуждавшийся в начале статьи, имеем:

$$P_R = I_A^2 R_A = [j_0 S (R_A/R_G)^{1/2}]^2 R_A = \frac{8\pi^4}{3} \frac{d^2}{l^2} \frac{1}{(c R_G)^2} \frac{(j_0 \delta_L^2)^2}{c}. \quad (10)$$

5. О г р а н и ч е н и я, н а к л а д ы в а е м ы е д и с с и п а ц и е й.

Другим ограничением на уменьшение размеров передающего устройства может служить омическая диссипация в трансформаторе. Оценить ситуацию можно следующим образом: трансформатор утрачивает согласующие свойства, когда его „внутренняя“ добротность (обусловленная диссипацией) Q_D становится меньше добротности

„на излучение“ (обусловливаемой коэффициентом отражения от антенны) θ_R . Добротность Q_D можно оценить через максимальную длину распространения сигнала $l_{max} = 1/|Im k| = \lambda/(2\pi) v/c (\delta_n/\delta_L)^2$ (k — волновое число распространяющейся волны), где $\delta_n = c/(4\pi \sigma_n \omega)^{1/2}$ — так называемая толщина нормального скин-слоя на частоте ω (σ_n — проводимость, обусловленная только нормальными электронами) [7]. Действительно, ослабление амплитуды сигнала в e раз происходит за $l_{max}/(2l)$ полных проходов, т. е. $Q_D = l_{max}/(4l)$ (по определению, добротность есть число колебаний в системе, за которое уменьшается в e раз энергия, в свою очередь пропорциональная квадрату амплитуды). Добротность Q_R оценивается аналогично: при каждом отражении амплитуда уменьшается в $(R_T + R_A)/(R_T - R_A) \sim 1 + 2R_A/R_T$ [3], следовательно, $Q_R = R_T/(8R_A)$. Таким образом, Q_D сравнивается с Q_R при

$$d = \pi^2 (3/2 c R_G)^{1/2} \delta_L^2 \sigma_n / c. \quad (11)$$

Если в эту оценку подставить типичные для ВТСП значения параметров $\delta_L = 10^{-5}$ см, $\sigma_n = 10^{14} \text{с}^{-1}$, и положить $3/2 c R_G = 100$, то получится условие $d > 3 \cdot 10^{-5}$ см, что, конечно же не является ограничением на практике. Таким образом, согласующий трансформатор из качественных сверхпроводников должен работать при любых мыслимых размерах устройства. Однако выведенное нами условие можно рассматривать как критерий необходимого качества используемых в трансформаторе сверхпроводников. Как мы видим, требования эти не слишком строги, что является достоинством обсуждаемых устройств с прикладной точки зрения.

З а к л ю ч е н и е. Итак, мы показали, что на основе микроволноводов с тонкой сверхпроводящей жилой можно создавать компактные согласующие трансформаторы, что, в свою очередь, позволяет конструировать микро-передающие устройства (генератор — трансформатор — антенна) с размерами, много меньшими длины волны передаваемого сигнала.

С п и с о к л и т е р а т у р ы

- [1] С h a l o u r k a Н. „RF - Properties and - Applications of HTSC Films“, in Proceedings of the third Soviet-German Bilateral Seminar on High - Temperature Superconductivity, Karlsruhe, Oct. 8-12, 1990.
- [2] Т а м м И.Е. Основы теории электричества. М.: Наука, 1989, 376 с.
- [3] С е м е н о в Н.А. Техническая электродинамика. М.: Связь. 1973.
- [4] Л а н д а у Л.Д., Л и ф ш и ц Е.М. Электродинамика сплошных сред. М.: Наука, 1982.

- [5] Little W.A. In Proceeding of the Symposium on the Physics of Superconducting devices, Charlottesville, VA, 1967, p. S-1 to S-17.
- [6] Van Duzer T., Turner C.V. Principles of Superconductive Devices and Circuits (Elsvier, New York, 1981), Chap. 8.
- [7] Сурис Р.А., Фомин Н.В. // Письма в ЖТФ. 1990. Т. 16. В. 7. С. 65-69.

Физико-технический институт
им. А.Ф. Иоффе РАН,
С.-Петербург

Поступило в Редакцию
6 марта 1992 г.