

В. Е. Захаров, Д. С. Котова, В. В. Брюханов

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИЕМНОГО ТРАКТА ЛИНИИ ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ МЕТОДОМ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ

68

Разработана эквивалентная схема приемного тракта линии вытекающей волны. Регулярная линия передачи представлена однородной двухпроводной линией без потерь. Линия имеет излучатель в виде щели, который образует неоднородность резистивно-емкостного типа. Составлена и решена система уравнений электрического равновесия для эквивалентной схемы, найдены электрические параметры схемы. Исследован баланс мощности приемного тракта.

The equivalent circuit is developed to describe the electrical processes in the receiver path of the leaky wave antenna. The line has the slot-type radiator which is considered as a resistive-capacitive non-uniformity. The slot in the waveguide wall is considered as non-uniformity of resistive-capacitive type. The system of equations is composed and solved to investigate the balance of power in the receiver path and found the electrical parameters of the scheme.

Ключевые слова: линия вытекающей волны, метод эквивалентных схем, система уравнений электронного равновесия, баланс мощности, прямоугольный волновод.

Key word: line of leaky wave, method of equivalent circuits, balance of power.

В работе [1] построена и исследована методом эквивалентных схем [2] эквивалентная схема передающего тракта линии вытекающей волны. Линией передачи служит прямоугольный волновод с воздушным заполнением, возбуждаемый на волне основного типа H_{10} с частотой ω . Излучение из волновода наружу происходит через продольную щель длины ℓ в узкой стенке волновода. Регулярная линия передачи замещена двухпроводной линией. Выполнение условия $\ell \ll \lambda_g$ (λ_g — длина волны в волноводе; $\lambda_g = 2\pi/(\gamma k)$; $\gamma = k_z/k$; k_z и k — продольное и полное волновое число соответственно) позволяет заместить щель неоднородностью с сосредоточенными параметрами. Анализ показывает [1], что неоднородность имеет резистивно-емкостной характер.

Целью нашего исследования стало изучение режима работы приемного тракта для линии вытекающей волны.

На рисунке 1 приведена эквивалентная схема передающего тракта [1].

Передающий тракт (рис. 1) работает от генератора сигнала на согласованную нагрузку ($R_H = Z_0$, где Z_0 — волновое сопротивление линии). К зажимам $a - a'$ подключен генератор гармонического сиг-



нала, а к зажимам $d-d'$ — нагрузка R_H . Отрезки ab и $cd = \ell_1$ идеальной двухпроводной линии соединяют четырехполюсник неоднородности с генератором и нагрузкой. На схеме (рис. 1) емкость щелевой неоднородности, равная $2C$, соответствует запасанию энергии переменного электрического поля в излучающей щели. Излучение из волновода через щель можно представить как излучение эквивалентного вибратора в полупространство [2]. На рисунке 1 активное сопротивление потерь R_Σ определяется сопротивлением излучения этого вибратора.

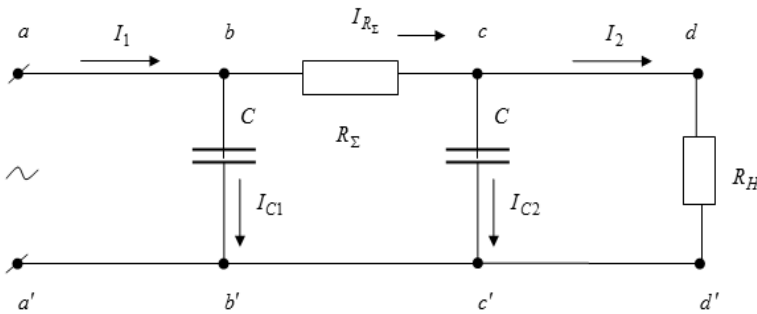


Рис. 1. Эквивалентная схема линии вытекающей волны, работающей на передачу

В работе [1] произведен расчет параметров эквивалентной схемы (рис. 1). Волновое сопротивление линии $Z_0 = Z_{cH_{10}} \pi b / (2a)$, где $Z_{cH_{10}}$ — характеристическое сопротивление волн H_{10} ; $Z_{cH_{10}} = E_{ym} / H_{xm} = 120\pi \left(1 - \lambda^2 / (4a^2)\right)^{-1/2}$ Ом; λ — длина волны в свободном пространстве; $\lambda = 2\pi/k$, a и b — поперечный размер широкой и узкой стенки волновода соответственно. Неоднородность с сосредоточенными параметрами замещается эквивалентным вибратором с сопротивлением излучения, равным половине сопротивления излучения элементарного вибратора: $R'_\Sigma = 40\pi^2 (\ell/\lambda)^2$ Ом. Проводимость излучения щели $G'_\Sigma = R'_\Sigma / (60\pi)^2$ См [2], то есть $G'_\Sigma = (1/90) (\ell/\lambda)^2$ См. Емкость щелевой неоднородности на рисунке 1 равна $2C$, где $C = \epsilon_0 (\pi/(ab))^2 (\ell d / (2hk^4))$, Ф. Активное сопротивление неоднородности $R_\Sigma = 360 (abh / (\ell d))^2 k^2$, Ом, где h — толщина стенки волновода; d — ширина щели.

Применим принцип взаимности [3] для установления связи между параметрами одной и той же щелевой антенны при работе на передачу и прием. Это позволяет перейти от эквивалентной схемы передающего тракта для линии вытекающей волны на рисунке 1 к соответствующей схеме приемного тракта на рисунке 2.

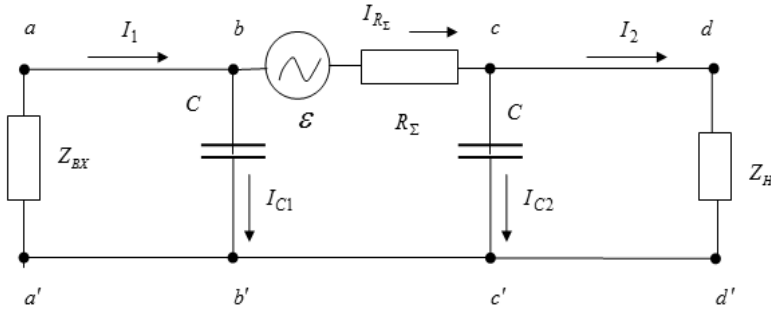


Рис. 2. Эквивалентная схема линии вытекающей волны, работающей на прием

На схеме (рис. 2) параметр Z_{BX} обозначает входное сопротивление приемника. Параметр R_{Σ} имеет смысл внутреннего сопротивления приемной антенны; \mathcal{E} — э. д. с., наведенная в той же антенне падающей волной. Роль приемной антенны — магнитного вибратора — выполняет щель в стенке волновода. В случае согласования нагрузки Z_H с линией передачи $Z_H = R_H$. По принципу взаимности внутреннее сопротивление приемной антенны равно входному сопротивлению той же антенны, работающей на передачу. Входное сопротивление передающей антенны без потерь равно ее сопротивлению излучения. По закону Ома ток $\dot{I}_{R_{\Sigma}}$ на зажимах bc приемной антенны связан с напряжением \dot{U}_{bc} на тех же зажимах, как $\dot{I}_{R_{\Sigma}} = (\dot{U}_{bc} - \mathcal{E})/R_{\Sigma}$. Мощность на зажимах антенны равна $P_A = |\dot{I}_{R_{\Sigma}}| |\dot{U}_{bc}| / 2$. Видно, что нахождение мощности P_A требует расчета режима работы приемного тракта (рис. 2).

Направим ось z от нагрузки к генератору (в сечении нагрузки $z = 0$). На отрезке двухпроводной линии между зажимами $c - c'$ и $d - d'$, а также на отрезке между зажимами $a - a'$ и $b - b'$ в общем случае реализуется режим стоячей волны. Обозначим ℓ_1 и ℓ_2 длины отрезков ab и cd линии соответственно. На отрезке линии между зажимами $a - a'$ и $b - b'$ комплексные амплитуды волн напряжения и силы тока

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_{\text{пл}} \left(\exp(j\gamma k(\ell_1 + \ell_2 - z)) + \Gamma_1 \exp(-j\gamma k(\ell_1 + \ell_2 - z)) \right); \\ \dot{I}_1 &= \left(\dot{U}_{\text{пл}} / Z_0 \right) \left(\exp(j\gamma k(\ell_1 + \ell_2 - z)) - \Gamma_1 \exp(-j\gamma k(\ell_1 + \ell_2 - z)) \right), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\dot{U}_{\text{пл}}$ — комплексная амплитуда волны напряжения, падающей на входное сопротивление приемника Z_{BX} ; Γ_1 — коэффициент отражения той же волны от Z_{BX} , равный

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{BX} - Z_0}{Z_{BX} + Z_0}. \quad (2)$$



Аналогично на отрезке линии между зажимами $c - c'$ и $d - d'$ комплексные амплитуды волн напряжения и силы тока

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 &= \dot{U}_{\Pi 2} (\exp(j\gamma k z) + \Gamma_2 \exp(-j\gamma k z)), \\ \dot{I}_2 &= (\dot{U}_{\Pi 2} / Z_0) (\exp(j\gamma k z) - \Gamma_2 \exp(-j\gamma k z)), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\dot{U}_{\Pi 2}$ – комплексная амплитуда волны напряжения, падающей на сопротивление нагрузки Z_H ; Γ_2 – коэффициент отражения той же волны от Z_H , равный

$$\Gamma_2 = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0}. \quad (4)$$

Применяя первое правило Кирхгофа для узлов b и c , с учетом (1) и (3) найдем

$$\begin{aligned} (\dot{U}_{\Pi 1} / Z_0) (\exp(j\gamma k \ell_1) - \Gamma_1 \exp(-j\gamma k \ell_1)) &= \dot{I}_{R_\Sigma} + \dot{I}_{C1}, \\ (\dot{U}_{\Pi 2} / Z_0) (\exp(j\gamma k \ell_2) - \Gamma_2 \exp(-j\gamma k \ell_2)) &= \dot{I}_{R_\Sigma} - \dot{I}_{C2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Второе правило Кирхгофа для контура $bcc'b'b$ дает

$$\dot{I}_{R_\Sigma} R_\Sigma + \dot{I}_{C2} \frac{1}{j\omega C} - \dot{I}_{C1} \frac{1}{j\omega C} = \dot{\varepsilon}. \quad (6)$$

Применяя закон Ома для ветвей $b - b'$ и $c - c'$ цепи, с учетом (1) и (3) выразим токи

$$\begin{aligned} \dot{I}_{C1} &= j\omega C \dot{U}_{\Pi 1} (\exp(j\gamma k \ell_1) + \Gamma_1 \exp(-j\gamma k \ell_1)); \\ \dot{I}_{C2} &= j\omega C \dot{U}_{\Pi 2} (\exp(j\gamma k \ell_2) + \Gamma_2 \exp(-j\gamma k \ell_2)). \end{aligned} \quad (7)$$

Система (5) – (7) позволяет найти величины $\dot{U}_{\Pi 1}$, $\dot{U}_{\Pi 2}$, \dot{I}_{C1} , \dot{I}_{C2} , и \dot{I}_{R_Σ} . В частности, выразим

$$\dot{U}_{\Pi 1} = \frac{\dot{\varepsilon}}{f_1}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} f_1 &= \left(\frac{1}{Z_0} - j\omega C - \frac{1}{R_\Sigma} \right) \exp(j\gamma k \ell_1) - \left(\frac{1}{Z_0} + j\omega C + \frac{1}{R_\Sigma} \right) \Gamma_1 \exp(-j\gamma k \ell_1) + \\ &+ \frac{f_2}{R_\Sigma} (\exp(j\gamma k \ell_2) + \Gamma_2 \exp(-j\gamma k \ell_2)); \end{aligned} \quad (9)$$

$$f_2 = \frac{\dot{U}_{\Pi 2}}{\dot{U}_{\Pi 1}} = \frac{(1/Z_0 - j\omega C) \exp(j\gamma k \ell_1) - (1/Z_0 + j\omega C) \Gamma_1 \exp(-j\gamma k \ell_1)}{(1/Z_0 + j\omega C) \exp(j\gamma k \ell_2) - (1/Z_0 - j\omega C) \Gamma_2 \exp(-j\gamma k \ell_2)}. \quad (10)$$

Активная мощность, поступающая в волновод через щель, в общем случае выделяется на нагрузке и входном сопротивлении приемника, то есть

$$P_A = P_{Z_H} + P_{Z_{вх}}, \quad (11)$$



где P_{Z_H} и $P_{Z_{BX}}$ – мощность на нагрузке и входном сопротивлении приемника соответственно, причем $P_{Z_H} = \left(|\dot{U}_{П2}|^2 / (2Z_0) \right) (1 - |\Gamma_2|^2)$, $P_{Z_{BX}} = \left(|\dot{U}_{П2}|^2 / (2Z_0) \right) (1 - |\Gamma_1|^2)$ [3].

Основными результатами работы стали следующие:

1. Построена эквивалентная схема приемного тракта (рис. 2) линии вытекающей волны. Найдены электрические параметры этой схемы для случая, когда длина щели в стенке волновода существенно меньше длины волны.

2. Получена и решена система уравнений электрического равновесия цепи (рис. 2).

3. Исследование баланса мощности приемного тракта на основе выражения (11) показало, что оптимальный режим работы приемного тракта достигается в том случае, когда на нагрузке выполняется режим холостого хода или короткого замыкания ($|\Gamma_2| = 1$, следовательно, $P_{Z_H} = 0$) и приемник согласован с линией вытекающей волны ($|\Gamma_1| = 0$, таким образом, вся мощность, поступающая через щель, выделяется в приемнике – $P_A = P_{Z_{BX}}$).

Список литературы

1. Захаров В.Е., Котова Д.С. Применение метода эквивалентных схем для расчета линии вытекающей волны // Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канга. Вып. 5. Калининград, 2011. С. 81–84.
2. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Антенны и устройства СВЧ / под ред. Д.И. Воскресенского. М., 2008.
3. Марков Г.Т., Петров Б.М., Грудинская Г.П. Электродинамика и распространение радиоволн. М., 1979.

Об авторах

Вениамин Ефимович Захаров – д-р физ.-мат. наук, проф., Балтийский федеральный университет им. И. Канга, Калининград.

E-mail: VeZakharov@kantiana.ru

Дарья Сергеевна Котова – асп., Балтийский федеральный университет им. И. Канга, Калининград.

E-mail: VeZakharov@kantiana.ru

Валерий Вениаминович Брюханов – д-р физ.-мат. наук, проф., Балтийский федеральный университет им. И. Канга, Калининград.

E-mail: bryukhanov_v.v@mail.ru

About authors

Veniamin Zakharov – Dr, professor, I. Kant Baltic Federal University, Kaliningrad.

E-mail: VeZakharov@kantiana.ru

Daria Kotova – PhD student, I. Kant Baltic Federal University, Kaliningrad.

E-mail: VeZakharov@kantiana.ru

Valery Bryukhanov – Dr, professor, I. Kant Baltic Federal University, Kaliningrad.

E-mail: bryukhanov_v.v@mail.ru