

ИЗМЕРИТЕЛЬ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ СО СМЕШАННЫМИ ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫМИ СВЯЗЯМИ

В. Н. Жендубаев, В. Д. Кукуш, И. И. Зозуля

Харьков

Во время эксплуатации и настройки радиотехнических устройств при условиях рассогласованной нагрузки часто возникает необходимость в контроле проходящей мощности.

Для получения информации о проходящей мощности необходимо перемножить сигналы, пропорциональные поперечным компонентам электромагнитного поля. Уже известны устройства, позволяющие получить произведение при помощи непосредственного перемножения сигналов (датчик Холла [2]), и, устройства, использующие квадратичный метод преобразования сигналов [1]. Если имеется два сигнала x и y , можно показать, что их произведение легко получить, произведя операции сложения $(x + y)$, вычитания $(x - y)$, квадрирования суммы $(x + y)^2$ и разности $(x - y)^2$, а также вычитания квадратов суммы и разности [3].

В настоящей статье предлагается устройство, осуществляющее квадратичное преобразование сигналов с применением смешанных индуктивно-емкостных связей. Данное устройство имеет малые габариты и вес, что дает возможность использовать его в волноводных трактах подвижных объектов.

Принцип действия

Как показано в работе [4], перемножение двух сигналов по квадратичному принципу не зависит от их амплитудных и фазовых соотношений. При прохождении по цепям множительного устройства сигналы получают разные дополнительные фазовые сдвиги, для выравнивания которых предусматриваются фазовращатели [1].

В предлагаемом устройстве амплитуды и фазовые сдвиги сигналов можно регулировать выбором размеров суммирующего и вычитающего индуктивно-емкостного зонда, связанного с поперечными компонентами поля.

Рассмотрим воздействие на ненагруженный смешанный зонд, расположенный в прямоугольном волноводе, волны основного типа H_{10} (рис. 1). Считая, что размеры зонда малы по сравнению с длиной волны, дифракционными явлениями, возникающими при отражении волны от зонда, можно пренебречь. Используя методику [5, 6] получаем выражение для магнитной э. д. с., наведенной в зонде

$$U_m = -j\omega\mu_0 \frac{1}{R_n} S_m E^+ e^{j\beta z} [1 - \Gamma e^{-2j\beta z}] e^{j\omega t}, \quad (1)$$

- где \dot{U}_m — магнитная э. д. с., наведенная в зонде;
 μ_0 — магнитная проницаемость свободного пространства;
 R_0 — волновое сопротивление волновода;
 E^+ — амплитуда поперечной компоненты электрического поля падающей волны;
- $S_m = \dot{h} \cdot 2 \Delta z \frac{\sin \beta \Delta z}{\beta \Delta z}$ — эффективная площадь зонда по магнитной компоненте;
 \dot{h} — высота зонда;
 $\dot{\Gamma}$ — комплексный коэффициент отражения;
 β — фазовая постоянная;
 $2 \Delta z$ — размер зонда по координате z .

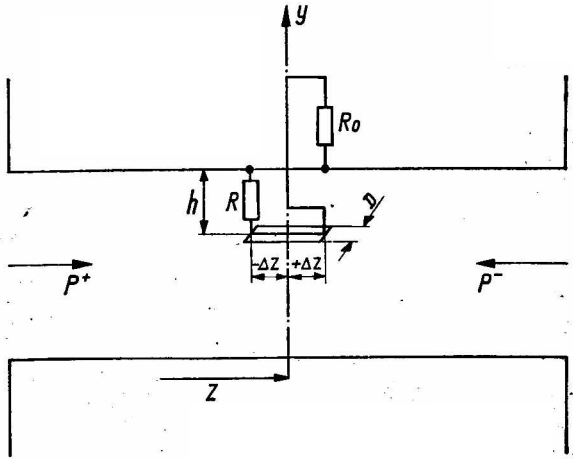


Рис. 1. Смешанный индуктивно-емкостный зонд.

Аналогично для электрической э. д. с., наведенной в зонде, запишем

$$\dot{U}_s = j\omega \epsilon_0 R_0 S_s E^+ e^{i\beta z} [1 + \dot{\Gamma} e^{-2i\beta z}] e^{i\omega t} \left(1 - j \frac{h}{\omega R_0 S_s}\right), \quad (2)$$

- где $S_s = D 2 \Delta z \frac{\sin \beta \Delta z}{\beta \Delta z}$ — эффективная площадь зонда по электрической компоненте;
 D — поперечный размер емкостной пластины, подключенной к зонду для увеличения связи с электрической компонентой;
 ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость свободного пространства.

Рассмотрим воздействие э. д. с., определяемых выражениями (1) и (2), на нагруженный зонд.

Волновое сопротивление линии, нагружающей зонд, будем считать равным волновому сопротивлению волновода R_0 .

Учитывая, что размеры зонда малы по сравнению с длиной волны в волноводе, распределенные параметры зонда можно заменить сосредоточенными. Эквивалентная схема зонда изображена на рис. 2, где L и C — индуктивность и емкость зонда, определяемые по методике работы [7], R — активное сопротивление, включенное последовательно с индуктивностью зонда для получения направленности зонда и определяемое по методике работы [8].

Анализируя схему методом контурных токов, получим выражение для тока I_2 , протекающего через нагрузочное сопротивление R_0 :

$$I_2 = \frac{U_m \left(1 - j \frac{R}{\omega L}\right) - U_s \left(\omega^2 LC - \frac{R^2 C}{L} - j2\omega CR\right)}{\left\{ \left[2R - R_0 \left(\omega^2 LC - 2 - R^2 \frac{C}{L}\right) \right] + j \left[\omega L - R_0 R \left(\omega C - \frac{2}{\omega L} - \frac{R^2}{\omega L}\right) \right] \right\}} \quad (3)$$

Подставив в (3) значения U_m из (1) и U_s из (2) и вводя обозначения

$$\begin{aligned} a &= \frac{R}{\omega L}; \\ b &= \left[2R - R_0 \omega^2 LC - 2 - R^2 \frac{C}{L} \right]; \\ c &= \left[\omega L - R_0 R \left(\omega C - \frac{2}{\omega L} - \frac{R^2}{\omega L}\right) \right]; \\ d &= \left(\omega^2 LC - \frac{R^2 C}{L}\right); \\ m &= 2\omega CR; \\ n &= \frac{h}{\omega R_0 S_3}, \end{aligned} \quad (4)$$

учим выражение для тока I_2 :

$$\begin{aligned} I_2 &= -j\omega\mu_0 \frac{1}{R_0} S_M E^+ e^{j\beta z} (1 - \Gamma e^{-2j\beta z}) e^{j\omega t} \left[\frac{1 - ja}{b + jc} \right] + \\ &+ j\omega\epsilon_0 R_0 S_3 E^+ e^{j\beta z} (1 + \Gamma e^{-2j\beta z}) e^{j\omega t} \left[(1 - jn) \frac{d - jm}{b + jc} \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

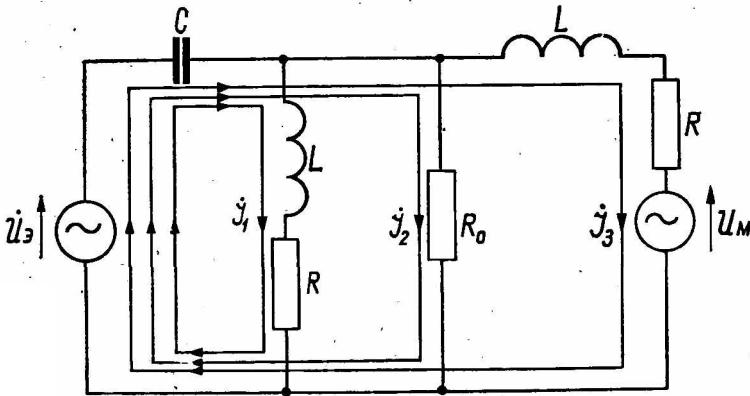


Рис. 2. Эквивалентная схема индуктивно-емкостного зонда

Комплексные выражения в квадратных скобках определяют амплитудные соотношения и дополнительные фазовые сдвиги токов нагрузки, обусловленных магнитной и электрической э. д. с.

Запишем эти комплексные выражения в полярной форме:

$$\left[\frac{1 - ja}{b + jc} \right] = r_m \cdot e^{j\varphi_m} \text{ и } \left[(1 - jn) \frac{d - jm}{b + jc} \right] = r_s \cdot e^{j\varphi_s},$$

$$r_m = \sqrt{\frac{1 + a^2}{b^2 + c^2}}; \quad \varphi_m = \arctg \frac{c + a \cdot b}{ac - b}; \quad (6)$$

$$r_s = \sqrt{\frac{(d^2 + m^2)(1 + n^2)}{b^2 + c^2}}; \quad \varphi_s = \arctg \frac{b(m + nd) + c(d - nm)}{m(c + nb) - d(b - nc)}, \quad (7)$$

Выражения (6) и (7) определяют соответственно коэффициенты передачи (r_m и r_s) и фазовые сдвиги (φ_m и φ_s), обусловленные влиянием нагруженного зонда.

Перепишем выражение (5) с учетом (6) и (7)

$$I_2 = -j\omega\mu_0 \frac{1}{R_0} S_m r_m E^+ e^{j\varphi_m} \cdot e^{j\beta z} (1 - \Gamma e^{-2j\beta z}) e^{j\omega t} - j\omega\varepsilon_0 R_0 S_s r_s E^+ e^{j\varphi_s} e^{j\beta z} (1 + \Gamma e^{-2j\beta z}) e^{j\omega t}. \quad (8)$$

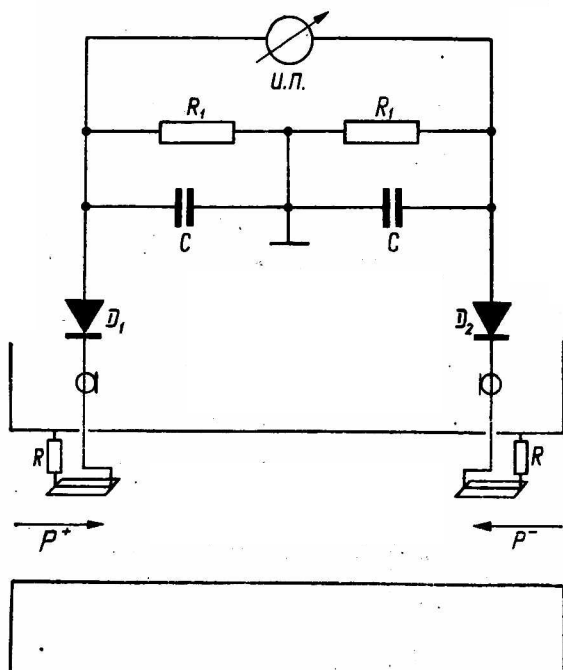


Рис. 3. Электрическая схема прибора.

Обозначим $k_1 = j\omega\mu_0 \frac{1}{R_0} S_m r_m$;

$$k_2 = j\omega\varepsilon_0 R_0 S_s r_s. \quad (9)$$

Учитывая, что $\Gamma = |\Gamma| e^{j\psi}$, запишем выражение (8) в виде

$$I_2 = -\{k_1 |E^+| [e^{j(\omega t + \beta z + \varphi_m)} - |\Gamma| e^{j(\omega t - \beta z + \varphi_m + \psi)}] + k_2 |E^+| [e^{j(\omega t + \beta z + \varphi_s)} + |\Gamma| e^{j(\omega t - \beta z + \varphi_s + \psi)}]\}. \quad (10)$$

При выполнении условий $k_1 = k_2 = \frac{k}{2}$ и $\varphi_m = \varphi_s = \varphi$, т. е. при равенстве амплитуд и фазовых сдвигов токов, обусловленных магнитной и электрической компонентами поля, выражение (10) запишется следующим образом:

$$I_2 = -k |E^+| e^{j(\omega t + \beta z + \varphi)}. \quad (11)$$

Ток I_2 в нагрузке зонда пропорционален падающей волне в основном тракте. Если зонд развернуть на 180° , т. е. поменять направление магнитной э. д. с., выражение (10) запишем в виде

$$I_2' = -\{k_2 |E^+| [e^{j(\omega t + \beta z + \varphi_s)} + |\Gamma| e^{j(\omega t - \beta z + \varphi_s + \psi)}] - k_1 |E^+| [e^{j(\omega t + \beta z + \varphi_m)} - |\Gamma| e^{j(\omega t - \beta z + \varphi_m + \psi)}]\}. \quad (12)$$

При выполнении тех же условий равенства амплитуд и фаз, что и для развернутого зонда, ток нагрузки развернутого зонда,

$$i_2' = -k |E^+| |\Gamma| e^{j(\omega t - \beta z + \varphi + \psi)}. \quad (13)$$

Ток, определяемый выражением (13), пропорционален отраженной волне в основном тракте.

Если к зондам подключить квадратичные детекторы (рис. 3) со встречно включенными нагрузками, для разности напряжений на нагрузках детекторов можно записать в тригонометрической форме следующее выражение:

$$U = R_1 k^2 |E^+|^2 [\cos 2(\omega t + \beta z + \varphi) - |\Gamma|^2 \cos 2(\omega t - \beta z + \varphi + \psi)]. \quad (14)$$

Среднее за период значение выражения (14) запишем в виде

$$\bar{U} = k_3 |E^+|^2 (1 - |\Gamma|^2), \quad (15)$$

где $k_3 = \frac{R_1 k^2}{2}$.

Сравнивая выражение (15) со средним значением произведения поперечных компонент поля

$$\frac{1}{T} \int_0^T E_y H_x dt = k_4 P^+ (1 - |\Gamma|^2) = k_4 P_{\text{прох}} \quad (16)$$

можно сделать вывод, что разность напряжений на нагрузках детекторов пропорциональна проходящей мощности.

Магнитоэлектрический индикатор, подключенный к нагрузкам детекторов, градуируется по образцовому прибору в единицах мощности.

Результаты исследований

Особенностью устройств, описанных в работе [1], является способность измерять проходящую мощность при большом рассогласовании волноводного тракта.

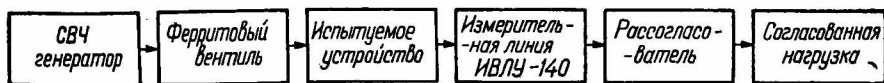


Рис. 4. Блок-схема испытаний прибора.

Экспериментальное исследование и проверка основных характеристик устройства производилось в трехсантиметровом диапазоне по блок-схеме рис. 4. Для уменьшения взаимного влияния зонды, развернутые относительно друг друга, были разнесены на расстояние $2\lambda_b$, равное 9 см. Испытания производились на волне генератора $\lambda = 3,12$ см. Зонд изготовлялся из медной проволоки диаметра 0,5 мм, емкостная пластина из медной фольги толщиной 0,1 мм. Размеры зонда: $h = 2$ мм; $2\Delta z = 5$ мм; $D = 2$ мм. В качестве сопротивления R применялась поглощающая масса МЗ. Величина сопротивления R подбиралась экспериментально до получения необходимой направленности зондов. Схема устройства изображена на рис. 3.

Зависимость показаний прибора от к. с. в. н. проверялась по блок-схеме рис. 4. В качестве рассогласователя использовался реактивный штырь, от глубины погружения которого зависела величина к. с. в. н. в тракте,

измеряемая с помощью измерительной линии ИВЛУ-140. Зависимость показаний устройства от к. с. в. н. показана на графике рис. 5 кружочками. Сплошная кривая соответствует изменению величины $(1 - |\Gamma|^2)$. Можно заметить, что относительная разность этих величин составляет не более 8% до к. с. в. н. порядка 10—15. Кроме этого, показания устройства зависят от разброса параметров детекторов и неидеальной направленности зондов.

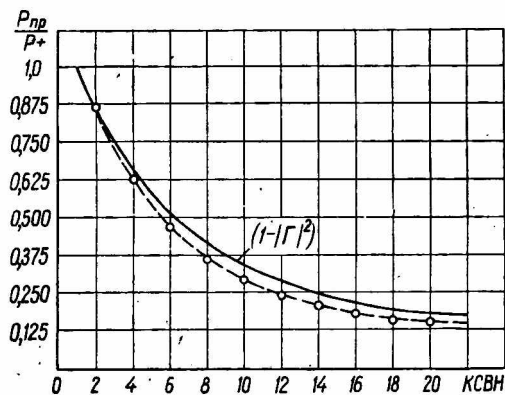


Рис. 5. Зависимость показаний прибора от к. с. в. н.

ВЫВОДЫ

Описанное устройство от устройств других типов отличается прежде всего тем, что показания прибора не зависят от уровня стоячей волны в тракте и от положения зондов относительно эюры стоячих волн. В любом случае индикатор устройства регистрирует значение проходящей мощности, рассеиваемой в нагрузке. Мерой мощности является постоянное напряже-

ние, измеряемое магнитоэлектрическим прибором.

Устройство, построенное на данном принципе, практически можно использовать в волноводных трактах с любыми сечениями. Применение его ограничено трудностями механического исполнения датчиков. Весь прибор может быть запрессован в пенополистирол, что повысит его надежность. Прибор целесообразно использовать как индикатор или как измеритель проходящей мощности в радиопередающих устройствах подвижных объектов.

В условиях с малым диапазоном температур можно использовать полупроводниковые диоды. Если температура изменяется в значительных пределах, необходимо применять вакуумные диоды, так как последние меньше изменяют параметры под воздействием температуры. Характеристики диодов должны быть по возможности одинаковыми. Рабочую точку диодов следует выбирать так, чтобы размах входного сигнала не выходил за пределы квадратичного участка характеристики.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Д. Кукуш, В. В. Толстов. Устройство для измерения проходящей СВЧ мощности. Авт. свид. № 251086, «Бюллетень изобретений» № 27, 1969.
2. Н. М. Barlow. «Application of the Hall effect in semiconductor to the measurement of power in the electro-magnetic field», nature 173, 1953, № 4392.
3. А. И. Латенко. Аналоговые множительные устройства, Изд-во «Советское радио», 1960.
4. W. Steglich. «Leistungsmessungen bei Hochfrequenz — Generatoren mit variablen Lastwiederständen». Nachrichtentechnik, 1967, 17, № 11, 447—448.
5. Ф. Тяшер. Техника измерений на сверхвысоких частотах. Физматгиз, 1963.
6. И. К. Бондаренко, Г. А. Дейнега, З. В. Маграчев. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. Изд-во «Советское радио», 1969.
7. Г. Г. Гянкин. Справочник по радиотехнике. Госэнергоиздат, 1948.
8. H. R. Allan, M. A. A. Inst., and Curling M. A. «The Reflectometer». Institution of electrical engineers, London, The Prosedings P1, P3, vol. 96. January 1949 г.