ИЗМЕРЕНИЕ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ МОДУЛИРОВАННЫХ СВЧ-КОЛЕБАНИЙ МЕТОДОМ ПЕРЕМНОЖЕНИЯ СИГНАЛОВ, ПРОПОРЦИОНАЛЬНЫХ ПОПЕРЕЧНЫМ КОМПОНЕНТАМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

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

Харьков

При настройке и эксплуатации радиопередающих устройств СВЧ-диапазона, исследовании каналов телеуправления, телеизмерения и связи возникает потребность в достоверной информации о проходящей мощности в условиях отражающей нагрузки.

Специалистам, работающим с линиями телеуправления и телеконтроля, всё чаще приходится сталкиваться с необходимостью измерения проходящей мощности сигналов со сложными модулирующими функциями. Однако техника радиоизмерений в настоящее время еще не располагает такими приборами, которые отвечали бы особенностям измерения проходящей мощности сигналов со сложными видами модуляции.

В данной статье впервые предлагается метод, позволяющий измерять проходящую мощность сигналов со сложными модулирующими функциями с удовлетворительной для практики точностью.

Описание метода

Известен метод, позволяющий измерять проходящую мощность [1] при больших значениях коэффициента стоячей волны в линии передачи СВЧ-мощности, в котором реализуется принцип перемножения сигналов, пропорциональных поперечным компонентам поля. Ток магнитоэлектрического индикатора пропорционален проходящей мощности

$$U_э U_м \sim i = k\frac{|E^+|^2}{z_0}(1-|\Gamma|^2) = kP_{пр}, \quad (1)$$

где $U_э$ — сигнал, снимаемый с электрического зонда, пропорциональный поперечной электрической компоненте поля;
$U_м$ — сигнал, снимаемый с магнитного зонда, пропорциональный поперечной магнитной компоненте;
i — ток магнитоэлектрического индикатора;
E^+ — напряженность электрического поля;
z_0 — волновое сопротивление волновода;
$\dot{\Gamma} = |\Gamma| e^{j\varphi}$ — комплексный коэффициент отражения от нагрузки;
$P_{пр}$ — проходящая мощность;
k — коэффициент пропорциональности, определяющийся при градуировке прибора.

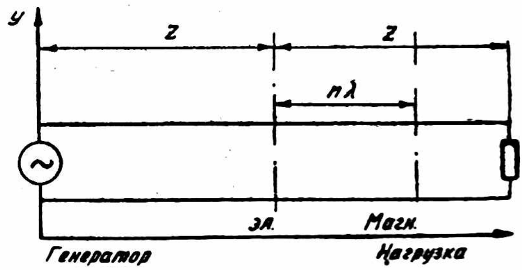

Рис. 1. Расположение зондов в линии передачи СВЧ мощности.

Рассмотрим измерение проходящей мощности частотно-модулированного сигнала указанным выше методом.

В приборе [1] электрический и магнитный датчики для устранения взаимного влияния расположены на расстоянии, кратном длине волны в волноводе. Пусть электрический зонд (ЭЛ) расположен на расстоянии z от генератора и нагрузки, магнитный зонд (магн.) — на расстоянии $n\lambda$ от электрического. Для поперечных компонент поля в местах расположения зондов можно записать выражения

$$E_y = |E^+|[e^{j\beta z} + |\Gamma| e^{-j(\beta z+\varphi)}]; \quad (2)$$

$$H_x = \frac{|E^+|}{z_0}[e^{j\beta(z+n\lambda)} - |\Gamma| e^{-j\beta[(z-n\lambda)+\varphi]}], \quad (3)$$

где n — целое число, равное 0, 1, 2, 3...,
λ — длина волны в волноводе;
$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ — постоянная фазы;
z — текущая координата;
φ — фаза коэффициента отражения.

Сигналы электрического и магнитного зондов запишутся в виде

$$U_э = k_1|E^+|[e^{j\beta z} + |\Gamma| e^{-j(\beta z-\varphi)}]; \quad (4)$$

$$U_м = k_2\frac{|E^+|}{z_0} e^{j\beta n\lambda}[e^{j\beta z} - |\Gamma| e^{-j(\beta z-\varphi)}], \quad (5)$$

где K_1, K_2 — коэффициенты, определяющие связь зондов с волноводом.

Для тока магнитоэлектрического индикатора на основании уравнения (1) можно записать следующее выражение

$$U_э U_м \sim i = k\frac{|E^+|^2}{z_0} e^{j\beta n\lambda}\left[e^{2j\beta z} - |\Gamma|^2 e^{-2j(\beta z-\varphi)}\right].$$

$$(k = k_1 k_2) \tag{6}$$

Среднее значение за период несущей частоты выражения (6) запишем в виде

$$\overline{U_э U_м} \sim \bar{i} = k\frac{|E^+|^2}{z_0}(1 - |\Gamma|^2)\cos\beta n\lambda. \tag{7}$$

Множитель $\cos\beta n\lambda$ определяет частотную зависимость прибора. Определим зависимость показаний прибора от расстройки частоты, для чего введем в выражение (7) абсолютную расстройку $\pm\Delta\lambda$

$$\overline{U_э U_м} \sim \bar{i} = k\frac{|E^+|}{z_0}(1 - |\Gamma|^2)\cos[\beta n(\lambda \pm \Delta\lambda)]. \tag{8}$$

Выражение (8) путем простых преобразований можно привести к виду

$$\overline{U_э U_м} \sim \bar{i} = kP_{пр}\cos[2\pi n(1 \pm A)], \tag{9}$$

где $A = \frac{\Delta\lambda}{\lambda}$ — относительная расстройка.

Выражение (9) является уравнением измерения.

Пусть градуировка прибора произведена на частоте λ, т. е. $\frac{\Delta\lambda}{\lambda} = A = 0$, тогда ток градуировки

$$i_0 = kP_0. \tag{10}$$

(P_0 — мощность, соответствующая точкам калибровки).

Определяя k из (10) и подставляя его значение в (9), получим

$$\overline{U_э U_м} \sim \bar{i} = \frac{i_0}{P_0}P_{пр}\cos[2\pi n(1 \pm A)]. \tag{11}$$

При отсутствии частотной зависимости ток через прибор определяется выражением

$$I = sP_{пр}. \tag{12}$$

$\left(s = \frac{i_0}{P_0}\text{ — чувствительность прибора}\right)$.

Относительная погрешность, обусловленная частотной зависимостью:

$$\delta_p = \delta_i = \frac{I - \bar{i}}{I} = \{1 - \cos[2\pi n(1 \pm A)]\}. \tag{13}$$

Для целых значений n уравнение (13) запишем в виде

$$\delta_p = \delta_i = 2\sin^2\pi A \tag{14}$$

При малых расстройках

$$\delta_p = \delta_i = 2\pi^2 A^2. \tag{15}$$

Анализируя выражение (13), можно сделать вывод, что погрешность, обусловленная расстройкой частоты, равна нулю при $n = 0$, т. е. в случае, когда зонды расположены в одном сечении.

Как известно, частотно-модулированное колебание представляет собой колебание, несущая частота которого изменяется по закону модулирующей функции. Иными словами, величина A является функцией модулирующей частоты.

Пусть $G(\Omega t)$ — модулирующая функция с угловой частотой Ω.

Для сигналов, снимаемых с зондов с учетом воздействия функции $G(\Omega t)$, можно записать следующие выражения [2]:

$$U_э = k_1 |E^+| e^{i\xi G(\Omega t)} [e^{i\beta z} + |\Gamma| e^{-i(\beta z - \varphi)}]; \tag{16}$$

$$U_м = k_2 \frac{|E^+|}{z_0} e^{i\xi G(\Omega t)} e^{i\beta n\lambda} [e^{i\beta z} - |\Gamma| e^{-i(\beta z - \varphi)}], \tag{17}$$

где $\xi = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ — индекс модуляции;

$\Delta\omega$ — абсолютная расстройка частоты.

Произведение сигналов, пропорциональное постоянной составляющей тока магнитоэлектрического индикатора, запишется в виде

$$\overline{U_э U_м} \sim \bar{i} = k \frac{|E^+|^2}{z_0} (1 - |\Gamma|^2) e^{i2\xi G(\Omega t)} e^{i\beta n\lambda}. \tag{18}$$

В тригонометрической форме выражение (18) запишем так:

$$\overline{U_э U_м} \sim \bar{i} = kP_{пр} \cos[\beta n\lambda + 2\xi G(\Omega t)]. \tag{19}$$

Предположим, что градуировка прибора производится при длине волны λ и $G(\Omega t) = 0$, т. е. при отсутствии частотной модуляции.

Ток градуировки в этом случае определится выражением (10), из него найдем значение k и подставим его в (18)

$$\overline{U_э U_м} \sim \bar{i} = \frac{i_0}{P_0} P_{пр} \cos[\beta n\lambda + 2\xi G(\Omega t)]. \tag{20}$$

Погрешность прибора за счет разнесения зондов на расстояние $n\lambda$ была определена ранее (15), поэтому для упрощения определения погрешности за счет модуляции будем полагать, что n равно нулю, т. е. зонды расположены в одном сечении. При отсутствии модуляции ток через прибор определится выражением (12).

Находя погрешность прибора за счет модуляции, получим

$$\delta_p = \delta_i = \frac{I - \bar{i}}{I} = 1 - \cos[2\xi G(\Omega t)]. \tag{21}$$

Выражение (21) легко преобразуется к виду

$$\delta_p = \delta_i = 2\sin^2[\xi G(\Omega t)]. \tag{22}$$

При малых индексах модуляции погрешность

$$\delta_p = \delta_i \approx 2\xi^2 G^2(\Omega t). \tag{23}$$

Определим погрешность при синусоидальной модуляции за период модулирующей частоты.

Пусть $G(\Omega t) = \sin \Omega t$;

$$\delta_p = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} 2\xi^2 \sin^2 \Omega t d(\Omega t) = 0{,}5\xi^2 \tag{24}$$

Из выражения (24) видно, что погрешность за счет модуляции при зондах, расположенных в одном сечении, равна половине квадрата индекса модуляции. Для небольших индексов модуляции эта погрешность не превышает нескольких долей процентов (например, при ξ равном 0,1 δ_p составляет 0,5%).

Очень часто при работе радиотелеметрических передающих устройств используется амплитудная модуляция несущей частоты сигналом сложной формы, т. е. в общем случае функция $G(\Omega t)$ представляет собой спектр сложного сигнала.

Рассмотрим ряд конкретных случаев измерения проходящей мощности амплитудно-модулированного сигнала методом, уже описанным выше для случая частотно-модулированного сигнала. При амплитудной модуляции для сигналов, снимаемых с зондов, расположенных в одном поперечном сечении линии передачи, можно записать следующие выражения [3]:

$$U_э = k_1 |E^+| [1 + mG(\Omega t)] [e^{j\beta z} + |\Gamma| e^{-j(\beta z+\varphi)}]; \tag{25}$$

$$U_м = k_2 \frac{|E^+|}{z_0} [1 + mG(\Omega t)] [e^{j\beta z} - |\Gamma| e^{-j(\beta z+\varphi)}] \tag{26}$$

(m — глубина модуляции).

Среднее значение произведения сигналов за период несущей частоты при условии, что несущая частота значительно больше модулирующей, определится выражением

$$\overline{U_э U_м} \sim \bar{i} = k\frac{|E^+|^2}{z_0}(1 - |\Gamma|^2)[1 + mG(\Omega t)]^2. \tag{27}$$

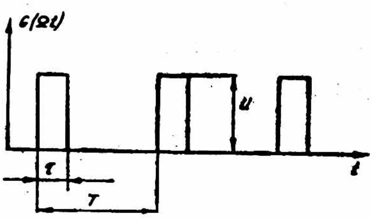

Рис. 2. Модулирующие импульсы прямоугольной формы.

Предположим, что градуировка прибора производится при отсутствии модуляции ($m = 0$).

Ток градуировки определим в этом случае из выражения (10).

Найдя k и подставив его значение в выражение (27), получим уравнение измерения для модулированного по амплитуде сигнала

$$\overline{U_м U_э} \sim \bar{i} = \frac{i_0}{P_0} P_{пр} [1 + mG(\Omega t)]^2. \tag{28}$$

Ток индикатора при отсутствии модуляции найдем из уравнения (12). Для погрешности за счет модуляции получим следующее выражение:

$$\delta_p = \delta_i = \frac{I - \bar{I}}{I} = mG(\Omega t)[2 + mG(\Omega t)]. \tag{29}$$

Уравнение (29) в дальнейшем используем для вычисления погрешности при различных видах модулирующей функции.

В случае синусоидальной модуляции для среднего значения погрешности за период модулирующей частоты получим следующее выражение

$$\bar{\delta}_p = 0{,}5m^2. \tag{30}$$

Практический интерес представляет измерение проходящей мощности сигнала с импульсной модуляцией. Для прямоугольной последовательности импульсов, изображенной на рис. 2, согласно [4], функция $G(\Omega t)$ имеет следующий вид:

$$G(\Omega t) = \frac{U}{Q}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{n\pi}{Q}}{\frac{n\pi}{Q}}\cos(n\Omega t + \alpha)\right], \tag{31}$$

где U — амплитуда модулирующего импульса;

$Q = \frac{T}{\tau}$ — скважность;

α — начальная фаза n-й гармоники спектра;

Ω — частота повторения импульсов.

Определяя $G^2(\Omega t)$ по правилу возведения в квадрат многочлена (31) и подставляя ее значение в (29), получим следующее выражение для погрешности измерения проходящей мощности:

$$\delta_p = 2m\frac{U}{Q}\left[1 + 2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{n\pi}{Q}}{\frac{n\pi}{Q}}\cos(n\Omega t + \alpha)\right] + \frac{m^2U^2}{Q^2}\left\{1 + 4\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{n\pi}{Q}}{\frac{n\pi}{Q}}\cos(n\Omega t + \alpha) + 4\sum_{\psi=1}^{\infty}\sum_{\chi=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{\psi\pi}{Q}\cdot\sin\frac{\chi\pi}{Q}}{\frac{\psi\chi\pi^2}{Q^2}}\cos(\psi\Omega t + \alpha)\times \right.$$
$$\left.\times\cos(\chi\Omega t + \alpha)\right\}. \tag{32}$$

Упростив выражение (32) и интегрируя за период частоты повторения импульсов, получим:

$$\bar{\delta}_p = m\frac{U}{Q}\left(2 + m\frac{U}{Q}\right) + 4m\frac{U}{Q}\left(1 + m\frac{U}{Q}\right)\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{n\pi}{Q}}{\frac{n\pi}{Q}}\cdot\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\cos(n\Omega t + \alpha)\times$$
$$\times d\Omega t + 4m^2\frac{U^2}{Q^2}\sum_{\psi=1}^{\infty}\sum_{\chi=1}^{\infty}\frac{\sin\frac{\psi\pi}{Q}\sin\frac{\chi\pi}{Q}}{\frac{\psi\chi\pi^2}{Q^2}}\cdot\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\cos(\psi\Omega t + \alpha)\cos(\chi\Omega t + \alpha)\,d\Omega t. \tag{33}$$

Второй член выражения (33) равен нулю, так как среднее за период значение интеграла, входящего в этот член, равно нулю. Третий член после элементарных тригонометрических преобразований под знаком интеграла и интегрирования за период дает значение $\frac{1}{2}$.

Преобразовав после интегрирования выражение (33), получим для погрешности измерения за период частоты повторения импульсов следующее выражение:

$$\bar{\delta}_p = m\frac{U}{Q}\left(2 + m\frac{U}{Q}\right) + 2m^2\frac{U^2}{Q^2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin^2\frac{n\pi}{Q}}{\frac{n^2\pi^2}{Q^2}}, \tag{34}$$

Второй член выражения (34) позволяет учесть погрешности, обусловленные гармониками спектра прямоугольной последовательности модулирующих импульсов. В силу того, что ряд в выражении (34) быстро сходится, для учета погрешностей, обусловленных гармониками спектра, достаточно взять один-два члена из ряда выражения (34).

Например, при параметрах модулирующих импульсов $m = 0{,}1$; $Q = 20$; $U = 3$ *в* погрешность, определяемая первым слагаемым выражения (34), составляет 3,2%. Погрешность, определяемая вторым слагаемым выражения (34), при учете одного члена ряда составляет 0,02%; двух членов — 0,022%.

В случае более сложных модулирующих функций для сигналов типа АИМ, ШИМ, ВИМ и других в выражение (34), кроме имеющихся членов, входят члены, обусловленные модуляцией поднесущей частоты. К сожалению, довольно сложный анализ и громоздкие выражения не позволяют привести в настоящей работе подробные вычисления погрешности измерения при сложных видах модуляции.

Однако, как показали расчеты, для сложных видов импульсной модуляции можно с достаточной для практики точностью пользоваться выражением (34).

ВЫВОДЫ

Описанный метод измерения проходящей мощности модулированных сигналов позволяет производить измерения в условиях произвольной по к. с. в. н. нагрузки. Простая схема, содержащая небольшое число элементов, малые габариты и вес позволяют использовать прибор, разработанный на данном принципе, в телеметрических линиях. Благодаря применению широкополосных согласующих элементов и расположению зондов в одном сечении, существенно расширяется полоса частот прибора. Прибор может быть разработан для волноводных и коаксиальных линий передачи, а также *П*- и *Н*-волноводов, полосковых линий и т. д.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Д. Кукуш, В. С. Жилков, В. Н. Жендубаев и др. Отчет по НИР 69-93, ХИРЭ, Харьков, 1969.
2. А. Д. Артым. Теория и методы частотной модуляции. Изд-во «Советское радио», 1958.
3. Е. Л. Окунь. Радиопередающие устройства. Изд-во «Судостроение», 1964.
4. Л. С. Гуткин. Радиоприемные устройства (ч. I, II). Изд-во «Советское радио», 1964.