

УДК 621.317

*В. Н. ЖЕНДУБАЕВ*, канд. техн. наук, *Э. Р. ГАЛЕЕВ*

## **ИЗМЕРЕНИЕ ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ МЕТОДОМ ПЕРЕМНОЖЕНИЯ ЧАСТОТНО-ПРЕОБРАЗОВАННЫХ СИГНАЛОВ**

---

При создании и эксплуатации различных радиоэлектронных устройств измерение проходящей мощности в линиях передачи СВЧ в условиях рассогласованной нагрузки представляет одну из важнейших задач. В разрабатываемых ваттметрах проходящей мощности используются различные методы измерения, среди которых одним из основных является метод перемножения сигналов, пропорциональных поперечным компонентам электромагнитного поля в линии передачи. В коаксиальных линиях в связи с трудностями создания множительных устройств в рабочем диапазоне частот обычно применяют предварительное понижающее преобразование частоты сигналов. В работах [1; 2] рассмотрены особенности ваттметров, в которых таким образом перемножаются сигналы электрического и магнитного зондов, поме-

щенных в линию передачи. Перемножение сигналов и отсчет результатов измерения осуществляется с помощью электродинамического ваттметра.

Низкая рабочая частота электродинамического ваттметра накладывает существенные ограничения на стабильность и рабочий диапазон частот сигналов в линии. Чтобы несколько снизить эти ограничения, необходимо использовать в качестве множительного устройства высокочастотный синхронный детектор. Однако значительно расширить возможности ваттметра проходящей мощности можно, применяя преобразование частоты сигналов с переносом измерительной информации на частоту вспомогательного генератора [3].

Рассмотрим функциональные преобразования в таком устройстве. Запишем сигналы электрического и магнитного зондов, пропорциональные поперечным компонентам напряженности электрического и магнитного поля в линии

$$U_s = K_s |E^+| [\cos(\omega t + \beta z + \varphi_s) + |K_{отр}| \cos(\omega t - \beta z + \varphi_n + \varphi_s)] \quad (1);$$

$$U_m = K_m \frac{|E^+|}{Z_0} [\cos(\omega t + \beta z + \varphi_m) - |K_{отр}| \cos(\omega t - \beta z + \varphi_n + \varphi_m)] \quad (2),$$

где  $K_s$ ,  $K_m$  — коэффициенты передачи зондов;  $E^+$  — напряженность электрического поля падающей волны;  $\omega$  — круговая частота сигнала в линии передачи;  $\beta$  — постоянная фазы;  $\varphi_s$ ,  $\varphi_m$  — фазовые сдвиги сигнала в зондах;  $K_{отр}$  — коэффициент отражения нагрузки;  $\varphi_n$  — фаза коэффициента отражения нагрузки.

Если на преобразователь частоты подать сигнал электрического зонда  $U_s$  и сигнал вспомогательного генератора  $u_r = U_r \cos \Omega t$ , где  $\Omega$  — круговая рабочая частота множительного устройства, то напряжение на выходе

$$U_{п1} = \frac{1}{2} K_s K_{п1} u_r |E^+| \{ \cos[(\omega - \Omega)t + \beta z + \varphi_s + |K_{отр}| \cos[(\omega - \Omega)t - \beta z + \varphi_n + \varphi_s]] \}. \quad (3)$$

Здесь  $K_{п1}$  — коэффициент передачи преобразователя частоты. Подавая на второй преобразователь частоты сигнал  $U_{п1}$  и сигнал магнитного зонда  $U_m$ , на выходе имеем напряжение

$$U_{п2} = \frac{1}{4} K_2 K_m K_{п1} K_{п2} U_r \frac{|E^+|^2}{Z_0} \{ (1 - |K_{отр}|^2 \cos(\Omega t + \varphi_m - \varphi_s) - 2|K_{отр}| \sin(\Omega t - \varphi_s + \varphi_m) \sin(2\beta z - \varphi_n) \}. \quad (4)$$

Перемножив сигналы  $U_{п2}$ ,  $U_r$  и проинтегрировав произведение за период  $\Omega$ , получим выражение для показаний отсчетного устройства

$$\bar{\alpha} = S \frac{|E^+|^2}{Z_0} \{ (1 - |K_{отр}|^2 \cos(\varphi_m - \varphi_s) - 2|K_{отр}| \times \times \sin(2\beta z - \varphi_n) \sin(\varphi_m - \varphi_s) \}, \quad (5)$$

где  $\bar{\alpha}$  — угол поворота рамки;  $S$  — коэффициент преобразования, определяющий чувствительность прибора.

Уравнение измерения проходящей мощности  $P_{пр}$  имеет вид

$$\bar{\alpha}_n = S \frac{|E^+|^2}{Z_0} (1 - |K_{отр}|^2) = S P_{пр}, \quad (6)$$

где  $\alpha_n$  — значение угла отклонения рамки при отсутствии погрешности измерения. Сравнивая выражения (5), (6), находим, что в реальном случае измерение проходящей мощности рассматриваемым методом осуществляется с относительной амплитудно-фазовой погрешностью

$$\delta_\varphi = \frac{\bar{\alpha}_n - \alpha}{\alpha_n} = 2 \sin \frac{\varphi_m - \varphi_s}{2} \left[ \sin \frac{\varphi_m - \varphi_s}{2} - 2 \frac{|K_{отр}|}{1 - |K_{отр}|^2} \sin(2\beta z - \varphi_n) \cos \frac{\varphi_m - \varphi_s}{2} \right]. \quad (7)$$

Анализ выражения (7) показывает, что погрешность измерения можно исключить при условии  $\varphi_m - \varphi_s = 0$ . Если  $\varphi_m \neq \varphi_s$  ( $\varphi_m - \varphi_s \pm \pm \Delta\varphi = 0$ ), то, вводя в канал одного из зондов дополнительный фазовый сдвиг  $\Delta\varphi$ , получаем  $\delta_\varphi = 0$ .

Основной недостаток метода заключается в невысокой развязке между каналами зондов, осуществляемой первым преобразователем частоты при малой относительной расстройке между частотой входного сигнала  $\omega$  и промежуточной частотой  $\omega - \Omega$ . В результате возникает существенная погрешность измерения, обусловленная связью между каналами. Уменьшить эту погрешность позволяет более сложный метод преобразования частоты, основанный на использовании гармоник сигнала вспомогательного генератора [4]. Суть метода заключается в следующем.

Преобразование частоты сигнала электрического зонда производится с помощью напряжения  $U_n = K_n U_r \sin n\Omega t$   $n$ -й гармоники сигнала вспомогательного генератора. Здесь  $K_n$  — коэффициент преобразования умножителя частоты на  $n$ . На выходе первого преобразователя частоты получаем сигнал

$$U_{n1} = \frac{1}{2} K_s K_{n1} K_p U_r \frac{|E^+|}{Z_0} \{ \cos [(\omega - n\Omega)t + \beta z + \varphi_s] + |K_{отр}| \cos [(\omega - n\Omega)t - \beta z + \varphi_n + \varphi_s] \}. \quad (8)$$

Для преобразования частоты сигнала магнитного зонда  $U_m$  используется напряжение  $|U_{(n-1)} = K_{n-1} U_r \sin (n-1)\Omega t$   $(n-1)$ -й гармоники сигнала вспомогательного генератора, где  $K_{(n-1)}$  — коэффициент преобразования умножителя частоты на  $(n-1)$ . Сигнал на выходе второго преобразователя имеет вид

$$U_{n2} = \frac{1}{2} K_m K_{n2} K_{(n-1)} U_r \frac{|E^+|}{Z_0} \{ \cos [\omega t - (n-1)\Omega t + \beta z + \varphi_m] - |K_{отр}| \cos [\omega t - (n-1)\Omega t - \beta z + \varphi + \varphi_m] \}. \quad (9)$$

Если сигналы  $U_{(n1)}$ ,  $U_{n2}$  подать на третий преобразователь частоты, то на выходе получим сигнал

$$U_{n3} = S \frac{|E^+|^2}{Z_0} \{ (1 - |K_{отр}|^2 \cos(\Omega t + \varphi_M - \varphi_\Phi) - 2 |K_{отр}| \sin(2\beta z - \varphi_N) \sin(\Omega t + \varphi_M - \varphi_\Phi) \}, \quad (10)$$

где  $S = K_3 K_M K_{п1} K_{п2} K_B U_\Gamma$ . Выражения (4), (10) идентичны. Следовательно, если подать сигналы  $U_{n3}$ ,  $U_\Gamma$  на электродинамический ваттметр, то зависимость его показаний от проходящей мощности в линии передачи будет соответствовать выражению (5), а амплитудно-фазовая погрешность измерения — выражению (7).

Уменьшение погрешности измерения при методе преобразования частоты с использованием гармоник сигнала вспомогательного генератора достигается тем, что паразитная связь между каналами зондов осуществляется через избирательные цепи, резонансные частоты которых существенно отличаются от частоты сигнала зонда. Если предположить, что паразитная связь между каналами зондов происходит через четырехполюсник с коэффициентом передачи  $K_c e^{j\varphi_c}$ , то показания электродинамического ваттметра для рассмотренных методов имеют вид

$$\alpha_p = S [U_\Phi e^{j\varphi_\Phi} + K_c U_M e^{j(\varphi_M + \varphi_c)}] [U_M e^{j\varphi_M} + K_c U_\Phi e^{j(\varphi_\Phi + \varphi_c)}]. \quad (11)$$

При отсутствии связи между каналами получаем  $\alpha_n = S U_\Phi U_M e^{j(\varphi_\Phi + \varphi_M)}$  (12). Тогда погрешность измерения проходящей мощности, обусловленную связью между каналами, можно записать в виде

$$\delta_c = \frac{\alpha_p - \alpha_n}{\alpha_n} = K_c e^{j\varphi_c} (K_c e^{j\varphi_c} + 2) \quad (13)$$

при  $U_M = U_\Phi$ ,  $\varphi_\Phi = \varphi_M$ .

В первом методе связь между зондами осуществляется через первый преобразователь частоты и цепи между входами второго преобразователя частоты. Коэффициент связи в этом случае

$$K_{c1} = K_{п1}' K_{(1-2)п2}, \quad (14)$$

где

$$K_{п1}' = \frac{S_0 R_{0e}}{\sqrt{1 + \frac{(2\Omega Q)^2}{(\omega_c - \Omega)^2}}}$$

Здесь  $S_0$  — крутизна преобразования первой гармоники сигнала;  $R_{0e}$  — эквивалентное сопротивление контура при резонансе;  $K_{(1-2)п2}$  — коэффициент передачи цепей между входами второго преобразователя частоты. Во втором методе связь между зондами осуществляется через две параллельные ветви. Первая ветвь состоит из первого преобразователя частоты с передачей сигнала в прямом направлении, цепей между входами третьего преобра-

зователя частоты и второго преобразователя частоты с передачей сигнала в обратном направлении. Коэффициент связи ветви

$$K'_{c2} = K_{n1}'' K_{(1-2)n3} K_{n2обр}, \quad (15)$$

где

$$K_{n1}'' = \frac{S_0 R_{oe}}{\sqrt{1 + \frac{(2_n \Omega Q)^2}{(\omega_0 - n\Omega)^2}}}$$

Вторая ветвь состоит из цепей между входами первого смесителя, первого умножителя частоты с передачей сигнала в обратном направлении, второго умножителя частоты и цепей между входами второго преобразователя частоты. Коэффициент связи второй ветви

$$K_{c2}'' = K_{(1-2)n1} K_{y1обр} K_{y2} K_{(1-2)n2}, \quad (16)$$

где

$$K_{y2} = \frac{S_y R_{oe}}{\sqrt{1 + \frac{4Q^2 [\omega_c - (n-1)\Omega]^2}{[(n-1)\Omega]^2}}}$$

$S_y$  — отношение амплитуды тока  $(n-1)$ -й гармоники в контуре умножителя к амплитуде напряжения сигнала на входе. Учитывая, что  $\omega_c \gg \Omega$ ,  $Q \gg 1$ , а значения каждого из коэффициентов  $K_{(1-2)n1}$ ,  $K_{(1-2)n2}$ ,  $K_{(1-2)n3}$ ,  $K_{n2обр}$ ,  $K_{y1обр}$  меньше единицы, и принимая желательное на практике соотношение  $\omega \approx 3_n \Omega$ , получаем  $K_{c1} < S_0 R_{oe}$  (17),

$$K'_{c2} < \frac{S_{oe} R_{oe}}{Q} \quad (18); \quad K_{c2}'' \ll \frac{S_0 R_{oe}}{4Q} \quad (19).$$

Если связью между зондами через вторую ветвь пренебречь, то при втором методе коэффициент связи между зондами будет в  $Q$  раз меньше, чем при первом, т. е.

$$K_{c1}/K_{c2} = Q. \quad (20)$$

Следовательно, погрешность измерения проходящей мощности, обусловленная связью между зондами при использовании второго метода значительно меньше погрешности первого метода

$$\delta_c = \frac{K_c}{Q} e^{j\varphi_c} (K_c e^{j\varphi_c} + 2). \quad (21)$$

Таким образом, метод преобразования сигналов с использованием гармоник вспомогательного генератора позволяет уменьшить паразитную связь между каналами преобразования электрического и магнитного зондов. Преимущество предложенного метода заключается в том, что не нужно использовать преобразователи СВЧ-поле — постоянный ток. Метод эффективен при создании средств измерений для коаксиальных линий передачи, где изготовление СВЧ-узлов представляет собой сложную технологическую задачу.

**Список литературы:** 1. *Жендубаев В. Н., Богомолов Е. К.* Измеритель проходящей мощности СВЧ с непосредственным перемножением частотно-преобразованных сигналов // *Радиотехника*. 1973. Вып. 27. С. 161—166. 2. *Жендубаев В. Н., Богомолов Е. К.* Перестраиваемый измеритель проходящей мощности СВЧ для несогласованных волноводных трактов // *Радиотехника*. 1975. Вып. 32. С. 144—153. 3. *Вимірювання різниці фаз в радіоелектроніці / Бова М.Т., Гойжевський В. О., Маєвський С. М. К., 1972. 231 с. 4. А. с. 602878 СССР.* Преобразователь частоты для переноса угла сдвига фаз на частоту вспомогательного генератора / Мыценко И. М., Галеев Э. Р., Кукуш В. Д. // *Открытия. Изобретения*. 1978. № 14. С. 167.

*Поступила в редколлегию 09.02.87*