Изв. АН Армянской ССР, Физика, 11, 297—301 (1976)

МОДУЛЯЦИОННЫЙ ЧЕТВЕРТЬКВАДРАТУРНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ В ДИАПАЗОНЕ СВЧ

В. Г. АВЕТИСЯН, Э. Г. МИРЗАБЕКЯН, Р. Н. СИМОНЯН

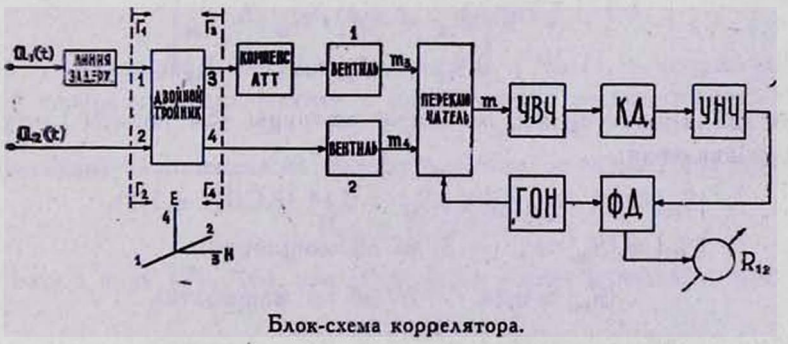
Предложен модуляционный метод измерения корреляционной функции с использованием одного квадратора. Преимуществом предложенного метода по сравнению с четвертьквадратурным методом является практическое устранение погрешностей измерения, обусловленных неидентичностью квадраторов.

Корреляционный анализ широко используется для выявления различных связей между процессами, а также для исследования временных и пространственных характеристик сигналов.

Среди известных методов измерения корреляционной функции четвертьквадратурный метод [1] обладает рядом преимуществ, в частности, он допускает подавление постоянной составляющей выходного сигнала, зависящей от мощностей $\overline{a_1^2}(t)$ и $\overline{a_2^2}(t)$ измеряемых сигналов. Этот метод полезен при измерении взаимной корреляционной функции сигналов с меняющимися мощностями. Следует отметить, что при четвертьквадратурном методе измерения корреляционной функции в погрешности измерения входят также погрешности, обусловленные неидентичностью вольт-амперных характеристик обоих квадраторов.

Благодаря применению модуляции в предлагаемом методе удается использовать один квадратор и тем самым практически устранить вышеуказанные погрешности.

Принцип работы коррелятора прост и заключается в следующем: СВЧ сигналы $a_1(t)$ и $a_2(t)$, функция корреляции R_{12} которых подлежит измерению, подаются к плечам 1 и 2 двойного волноводного тройника (см. рисунок). Суммарный и разностный сигналы, полученные на плечах 3 и 4 двой-



Блок-схема коррелятора.

ного тройника, при помощи СВЧ переключателя поочередно с частотой Ω подключаются к квадратичному детектору. Напряжения на нагрузке квадратичного детектора в течение первого и второго полупериодов определяются так

$$V_3 = K_1\overline{[a_1(t) + a_2(t)]^2},$$

$$V_4 = K_1\overline{[a_1(t) - a_2(t)]^2}.$$

Сигнал, полученный на выходе селективного УНЧ, описывается выражением

$$V_2(t) = A\sin(\Omega t + p\pi + \varphi_0),$$

где

$$A = K_2|V_3 - V_4| = K_2|R_{12}|,$$

$$p = 0 \text{ при } V_3 - V_4 \geqslant 0, \quad R_{12} \geqslant 0,$$

$$p = 1 \text{ при } V_3 - V_4 < 0, \quad R_{12} < 0,$$

φ_0 — начальный фазовый сдвиг, который может быть легко скомпенсирован.

Таким образом, амплитуда НЧ сигнала зависит от абсолютной величины корреляционной функции. Напряжение на выходе фазового детектора определяется выражением

$$V_{\text{ФД}} = K_3|R_{12}|\cos p\pi = K_3R_{12}.$$

Это выражение получено в предположении модели идеализированных электрических параметров отдельных элементов.

Ниже приводится оценка погрешностей измерения, обусловленных реальными электрическими параметрами СВЧ элементов, входящих в состав коррелятора. Погрешности, обусловленные линией задержки, а также отклонением вольт-амперной характеристики СВЧ диода от квадратичности, не рассматриваются; последние обсуждаются в [2, 3]. В качестве СВЧ переключающего элемента рассмотрен переключатель на базе «У» циркулятора.

Реальный двойной волноводный тройник, как восьмиполюсник, описывается матрицей рассеяния [4]

$$\|S\| = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{Vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{13} & -S_{14} \\ S_{13} & S_{13} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & -S_{14} & S_{34} & S_{44} \end{Vmatrix}. \qquad (1)$$

Для дальнейших оценок элементов матрицы $\|S\|$ примем следующие численные значения:

$$|S_{11}| \approx |S_{22}| \approx |S_{33}| \approx |S_{44}| \leqslant 0{,}14 \text{ (КСВН} \leqslant 1{,}2),$$

$$|S_{13}| \approx |S_{14}| \approx 1 \text{ (}-3 \text{ } дб \text{ по мощности)},$$

$$|S_{12}| \approx 0{,}14 \text{ (}-20 \text{ } дб \text{ по мощности)},$$

$$|S_{34}| \approx 4{,}4\cdot 10^{-2} \text{ (}-30 \text{ } дб \text{ по мощности)}.$$

Предположим, что $|\Gamma_1| \simeq |\Gamma_2| = 0$ (реальные их значения учитываются ниже); тогда сигналы, выходящие из плеч двойного тройника, определяются из следующего равенства:

$$\begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{vmatrix} = \|S\| \begin{vmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{vmatrix}. \tag{2}$$

В течение первого полупериода переключения, когда вход квадратичного детектора подключен к плечу 3 двойного тройника ,сигналы a_3 и a_4 (с учетом только однократных отражений) определяются так

$$\begin{aligned} a_3 &= b_3\Gamma_3 + b_4Q_3q_4h_3\alpha, \\ a_4 &= b_4\Gamma_4, \end{aligned} \tag{3}$$

где Γ_3, Γ_4 — коэффициенты отражения, $|\Gamma_3| \approx |\Gamma_4| \leqslant 10^{-1}$ (КСВН $\leqslant 1{,}2$), Q_3 — коэффициент обратной передачи вентиля 1, $|Q_3| \approx 10^{-1}$ (— 20 *дб* по мощности), q_4 — коэффициент прямой передачи вентиля 2, $|q_4| \approx 0{,}97$ (— 0,3 *дб* по мощности), h_3 — коэффициент прямой передачи переключателя в направлении $m_4 \to m_3$, $|h_3| \approx 0{,}97$ (— 0,3 *дб* по мощности), α — коэффициент передачи компенсирующего аттенюатора, $|\alpha| \approx 0{,}9$ (— 1 *дб* по мощности).

Аналогичные соотношения имеем для второго полупериода

$$\begin{aligned} a_3 &= b_3\Gamma_3, \\ a_4 &= b_4\Gamma_4 + b_3Q_4q_3h_4\alpha, \end{aligned} \tag{4}$$

где Q_4 — коэффициент обратной передачи вентиля 2, q_3 — коэффициент прямой передачи вентиля 1, h_4 — коэффициент прямой передачи переключателя в направлении $m_3 \to m_4$. Значения Q_4, q_3 и h_4 такие же, что и приведенные выше для соответствующих величин.

Сигналы на входе квадратичного детектора в первом и втором полупериодах переключения определяются выражениями

$$E_3 = Z_1(b_3q_3h_3\alpha + b_4q_4H_4), \tag{5}$$

$$E_4 = Z_1(b_4q_4h_4 + b_3q_3\alpha H_3), \tag{6}$$

где h_3, h_4 — коэффициенты прямой передачи, а H_3, H_4 — коэффициенты обратной передачи переключателя в направлениях соответственно $m_3 \to m$ и $m_4 \to m$.

Величина напряжения на выходе фазового детектора определяется так

$$V_{\text{ФД}} = Z_2(\overline{E_3^2} - \overline{E_4^2}).$$

Имея в виду (2)—(6), это выражение можно привести к виду

$$V_{\text{ФД}} = Z_2(R_{12} + \Delta_1). \tag{7}$$

Величина Δ_1 является абсолютной ошибкой измерения и имеет вид

$$\Delta_1 \approx \overline{a_1^2}(\xi + \eta_1) + \overline{a_2^2}(\xi - \eta_1),$$

где

$$\xi = \frac{1}{8}(S_{13}^2 q_3^2 h_3^2 \alpha^2 - S_{14}^2 q_4^2 h_4^2),$$

$$\eta = \frac{1}{4\sqrt{2}} S_{13} q_3 h_3 \alpha [q_3 h_3 S_{14} \alpha (Q_3 q_4 h_3 \alpha S_{33} + \Gamma_4 S_{34}) + \sqrt{2} H_4] -$$

$$- \frac{1}{4\sqrt{2}} S_{14} q_4 h_4 [q_4 h_4 S_{14} (Q_4 q_3 h_4 \alpha S_{44} + \Gamma_3 S_{34}) + \sqrt{2} H_3].$$

Подбором величины коэффициента передачи α компенсирующего аттенюатора можно достичь выполнения неравенств

$$|\xi - \eta| \ll 1 \quad \text{или} \quad |\xi + \eta| \ll 1. \tag{8}$$

Экспериментально это осуществляется следующим образом: на вход коррелятора от генератора подаются сигналы a_1 или a_2. Подбор нужной величины α сводится к достижению минимального выходного напряжения. Для точной компенсации уровень входного сигнала устанавливается наиболее допустимым.

При выполнении условия компенсации (8) и с учетом того, что

$$|h_3| \simeq |h_4| \simeq |h|, \quad |H_3| \simeq |H_4| \simeq |H|, \quad |Q_3| \simeq |Q_4| \simeq |Q|,$$
$$|q_3| \simeq |q_4| \simeq |q|, \quad |\Gamma_3| \simeq |\Gamma_4| \simeq |\Gamma|,$$

для Δ_1 имеем

$$|\Delta_1| \simeq 2\overline{a_1^2}\,|\eta| \leqslant \frac{1}{2\sqrt{2}} \overline{a_1^2}\,|S_{13} q h \alpha| \times$$

$$\times [|q h \alpha S_{14}| (|Q q h \alpha S_{32}| + |\Gamma S_{34}| + \sqrt{2}\,|H|)]; \tag{9}$$

здесь под $\overline{a_1^2}$ следует подразумевать большую из мощностей сигналов, функция корреляции которых измеряется.

Согласно принятым нами численным значениям величин, входящих в (9), оценка величины Δ_1 составляет

$$|\Delta_1| \leqslant 5{,}6 \cdot 10^{-2} \overline{a_1^2} \text{ при } |H| \simeq 0{,}1 \ (-20 \text{ дб по мощности}),$$
$$|\Delta_1| \leqslant 2{,}2 \cdot 10^{-2} \overline{a_1^2} \text{ при } |H| \simeq 3{,}2 \cdot 10^{-2} \ (-30 \text{ дб по мощности}).$$

Для учета погрешности Δ_2, обусловленной реальными значениями величин Γ_1 и Γ_2, следует в (7) вместо сигналов a_1 и a_2, поступающих во входные плечи 1, 2 двойного тройника, использовать сигналы

$$a_1' = a_1 \left(1 - \frac{S_{11}}{\sqrt{2}}\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} a_2 S_{12} \Gamma_1,$$

$$a_2' = a_2 \left(1 - \frac{S_{22}}{\sqrt{2}}\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} a_1 S_{12} \Gamma_2.$$

С учетом того, что $|\Gamma_1| \simeq |\Gamma_2| \leqslant 10^{-1}$ (КСВН $\leqslant 1{,}2$), для Δ_2 имеем

$$|\Delta_2| \simeq \overline{a_2^2}\left|\frac{S_{12}}{\sqrt{2}}\Gamma_2\right| + \overline{a_1^2}\left|\frac{S_{12}}{\sqrt{2}}\Gamma_1\right| \leqslant \frac{2}{\sqrt{2}}\overline{a_1^2}\,|S_{12}\Gamma_2|,$$

$$|\Delta_2| \leqslant 2\cdot 10^{-2}\overline{a_1^2}.$$

Отметим, что элементы матрицы S_{11} и S_{22} входят в коэффициент при корреляционной функции R_{12}, который подлежит калибровке.

Для экспериментального исследования был собран макет коррелятора в диапазоне волн $\lambda \approx 3$ *см*, электрические параметры узлов которого были близки к ранее предполагаемым численным значениям. Исследования проводились в режиме измерения коэффициента автокорреляции квазимонохроматического сигнала. В качестве задающего генератора использовался стандартный генератор 3-х *см* диапазона (Г3-14А).

Линией задержки служила измерительная линия. Сигналы $a_1(t)$ и $a_2(t)$, распространяющиеся в противоположных направлениях в волноводе измерительной линии, возбуждались посредством ее зонда, соединенного с задающим генератором. Управление СВЧ переключателя осуществлялось прямоугольными импульсами с частотой 25 *гц*. В качестве фазового детектора использовался стандартный фазовый детектор марки В9-2. Была снята экспериментальная кривая коэффициента автокорреляции для квазимонохроматического сигнала. Максимальное расхождение между теоретическими и экспериментальными результатами не превышало $\pm 6\%$.

Институт радиофизики
и электроники АН АрмССР

Поступила 14. XI. 1975

ЛИТЕРАТУРА

1. *Д. Ланге.* Корреляционная электроника, Изд. судостроительной промышленности, Л., 1963.
2. *Э. Г. Мирзабекян, Р. Н. Симонян.* Изв. АН АрмССР, Физика, 10, 133 (1975).
3. *И. С. Фишман.* ПТЭ, 3, 174 (1970).
4. *Дж. Альтман.* Устройства СВЧ, Изд. Мир, 1968.

ԳԲՀ ՏԻՐՈՒՅԹՈՒՄ ԿՈՐԵԼՅԱՑԻՈՆ ՖՈՒՆԿՑԻԱՅԻ ՄՈԴՈՒԼՅԱՑԻՈՆ ՔԱՌՈՐԴ–ՔԱՌԱԿՈՒՍԱՅԻՆ ՉԱՓՄԱՆ ՄԵԹՈԴ

Վ. Հ. ԱՎԵՏԻՍՅԱՆ, Է. Հ. ՄԻՐԶԱԲԵԿՅԱՆ, Ռ. Ն. ՍԻՄՈՆՅԱՆ

Առաջարկված է մեկ քառակուսայինացնող տարրով կորելյացիոն ֆունկցիայի չափման մոդուլյացիոն մեթոդ։ Քառորդ-քառակուսային մեթոդի նկատմամբ առաջարկված մեթոդի առավելությունը կայանում է նրանում, որ գործնականում վերանում են առաջինի քառակուսայինացնող տարրերի ոչ նույնականությունից պայմանավորված չափման սխալները։

QUARTER-QUADRATURE MODULATION METHOD OF CORRELATION FUNCTION MEASUREMENT IN MICROWAVE BAND

V. H. AVETISYAN, E. H. MIRZABEKYAN, R. N. SIMONYAN

A modulation method of correlation function measurement based on a single quadrature device is proposed. The advantage of chosen modulation method over the ordinary quarter-quadrature method consists in practical elimination of measurement errors due to the non-identity of quadrature devices in the latter.