

МОДУЛЯЦИОННЫЙ ЧЕТВЕРТЬКВАДРАТУРНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ В ДИАПАЗОНЕ СВЧ

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

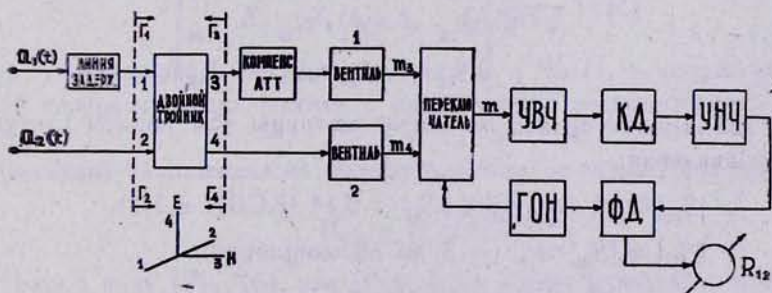
Предложен модуляционный метод измерения корреляционной функции с использованием одного квадратора. Преимуществом предложенного метода по сравнению с четвертьквадратурным методом является практическое устранение погрешностей измерения, обусловленных неидентичностью квадраторов.

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 удастся 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

$$V_3 = K_1 [a_1(t) + a_2(t)]^2,$$

$$V_4 = K_1 [a_1(t) - a_2(t)]^2.$$

Сигнал, полученный на выходе селективного УНЧ, описывается выражением

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

где

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

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

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

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

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

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]

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} a_3 &= b_3 \Gamma_3 + b_4 Q_3 q_4 h_3 \alpha, \\ a_4 &= b_4 \Gamma_4, \end{aligned} \quad (3)$$

где Γ_3, Γ_4 — коэффициенты отражения, $|\Gamma_3| \approx |\Gamma_4| \leq 10^{-1}$ ($K_{СВН} \leq 1,2$), 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 $m_4 \rightarrow m_3$, $|h_3| \approx 0,97$ ($-0,3$ дБ по мощности), α — коэффициент передачи компенсирующего аттенуатора, $|\alpha| \approx 0,9$ (-1 дБ по мощности).

Аналогичные соотношения имеем для второго полупериода

$$\begin{aligned} a_3 &= b_3 \Gamma_3, \\ a_4 &= b_4 \Gamma_4 + b_3 Q_4 q_3 h_4 \alpha, \end{aligned} \quad (4)$$

где Q_4 — коэффициент обратной передачи вентиля 2, q_3 — коэффициент прямой передачи вентиля 1, h_4 — коэффициент прямой передачи переключателя в направлении $m_3 \rightarrow m_4$. 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

$$E_3 = Z_1 (b_3 q_3 h_3 \alpha + b_4 q_4 H_4), \quad (5)$$

$$E_4 = Z_1 (b_4 q_4 h_4 + b_3 q_3 \alpha H_3), \quad (6)$$

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

Величина напряжения на выходе фазового детектора определяется так

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

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

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

Величина Δ_1 является абсолютной ошибкой измерения и имеет вид

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

где

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

$$\eta = \frac{1}{4\sqrt{2}} S_{13} q_3 h_3 a [q_3 h_3 S_{14} a (Q_3 q_4 h_3 a S_{33} + \Gamma_4 S_{34}) + V\sqrt{2} H_4] - \\ - \frac{1}{4\sqrt{2}} S_{14} q_4 h_4 [q_4 h_4 S_{14} (Q_4 q_3 h_4 a S_{44} + \Gamma_3 S_{34}) + V\sqrt{2} H_3].$$

Подбором величины коэффициента передачи a компенсирующего аттенуатора можно достичь выполнения неравенств

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

Экспериментально это осуществляется следующим образом: на вход коррелятора от генератора подаются сигналы a_1 или a_2 . Подбор нужной величины a 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

$$|\Delta_1| \simeq 2 \bar{a}_1^2 |\eta| \leq \frac{1}{2\sqrt{2}} \bar{a}_1^2 |S_{13} q h a| \times \\ \times [|q h a S_{14}| (|Q q h a S_{32}| + |\Gamma S_{34}| + V\sqrt{2} |H|)]; \quad (9)$$

здесь под \bar{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

$$|\Delta_1| \leq 5,6 \cdot 10^{-2} \bar{a}_1^2 \quad \text{при} \quad |H| \simeq 0,1 \quad (-20 \text{ дБ по мощности}), \\ |\Delta_1| \leq 2,2 \cdot 10^{-2} \bar{a}_1^2 \quad \text{при} \quad |H| \simeq 3,2 \cdot 10^{-2} \quad (-30 \text{ дБ по мощности}).$$

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 $|\Gamma_1| \simeq |\Gamma_2| \leq 10^{-1}$ (КВН $\leq 1,2$), для Δ_2 имеем

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

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

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 (ГЗ-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.

ԳՐԶ ՏԻՐՈՒՅԹՈՒՄ ԿՈՐԵԼՅԱՑԻՈՆ ՖՈՒՆԿՑԻԱՅԻ ՄՈՒՂՈՒՅՑԱՑԻՈՆ ՔԱՌՈՐԴ-ՔԱՌԱԿՈՒՍԱՑԻՆ ՉԱՓՄԱՆ ՄԵԹՈՂ

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

Առաջարկված է մեկ բառակուսայինացնող տարրով կորելյացիոն ֆունկցիայի չափման մոդուլյացիոն մեթոդ: Քառորդ-բառակուսային մեթոդի նկատմամբ առաջարկված մեթոդի առավելությունը կայանում է նրանում, որ գործնականում վերանում են առաջինի բառակուսայինացնող 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.