

Итак, предложена математическая модель формирования скорости вытягивания монокристаллов кремния, выращиваемых по способу Чохральского. Это позволяет автоматизировать процесс ввода параметра скорости в систему управления и сокращает цикл производства готовой продукции требуемого качества, обеспечивая при выращивании кристалла форму фронта кристаллизации, близкую к плоской.

Библиографические ссылки

1. Лоусон У. Д., Нильсен С., Херл Д. Т. Процессы роста и выращивание монокристаллов : пер. с англ. / под ред. Н. Н. Шефталя. М. : Изд-во иностр. лит., 1963.

2. Kumaragurubaran S., Subramanian C. Growth of paratellurite crystals: effect of axial temperature gradient on the quality of the crystals // Crystal Growth. 2000. Vol. 211. P. 276–280.

3. Саханский С. П. Управление скоростью вытягивания на установке выращивания монокристаллов германия // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2008. № 4. С. 7–11.

4. Саханский С. П. Управление процессом выращивания монокристаллов германия : монография / Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2008.

5. Бабичев А. П., Бабушкина Н. А., Братковский А. М. Физические величины : справочник / под ред. И. С. Григорьева, Е. З. Мелихова. М. : Энергоатомиздат, 1991.

S. P. Sakhanskiy, M. E. Yakobson

PULLING RATE ASSIGNMENT OF SILICONIUM SINGLE CRYSTALS GROWING

Mathematical expression was offered to form pulling set on silicon monocrystal growing system by Czochralski which allows to automate the process of introduction of programmed set of speed in microprocessor control system.

Keywords: speed pulling, silicon single crystal, axial gradient.

© Саханский С. П., Якобсон М. Е., 2010

УДК 621.317.7.023

А. А. Шауэрман, М. С. Жариков, А. В. Борисов

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО УСИЛИТЕЛЯ

Описано применение логарифмического усилителя для построения измерителя комплексного коэффициента отражения (ККО) оконечных устройств диапазона СВЧ. Рассмотрены методы измерения ККО датчиком, параметры которого уточняются в процессе калибровки. Проанализированы источники неопределенности измерений.

Ключевые слова: комплексный коэффициент отражения, СВЧ-измерение, логарифмический усилитель, датчик.

Интенсивное развитие систем радиосвязи, в частности спутниковой связи, расширение частотного диапазона, ставит проблему создания точных радиоизмерительных приборов. В настоящее время отечественной промышленностью выпускается явно недостаточное количество таких приборов. Особенно это касается СВЧ-диапазона, который используется в спутниковой связи. От точности согласования антенно-фидерных устройств в диапазоне рабочих частот существенно зависит эффективность передачи информации по каналам связи.

Основным параметром, характеризующим степень согласования высокочастотного тракта, является комплексный коэффициент отражения – комплексная величина, равная отношению амплитуд отраженной и падающей волны. На сегодняшний день для измере-

ния ККО существуют различные приборы, обладающие высокой точностью и широким диапазоном, но стоимость таких приборов не позволяет применять их массово. Другой класс недорогих приборов способен измерять только модуль коэффициента отражения, что не всегда достаточно. Поэтому актуальной задачей является разработка прибора для измерения комплексного коэффициента отражения, с низкой стоимостью.

В самом простейшем случае ККО можно определить с помощью измерителя комплексных отношений, на один вход которого подается отраженная волна, а на второй – сигнал с генератора. Падающая и отраженная волны могут быть выделены с помощью направленных ответвителей. В этом случае ККО определяется по формуле

$$\dot{\Gamma} = B \cdot \frac{\dot{b}_1}{\dot{b}_2},$$

где \dot{b}_1 и \dot{b}_2 – амплитуды отраженной и падающей волн соответственно; B – коэффициент пропорциональности, определяемый коэффициентом ответвления направленных ответвителей.

Точность такого измерения ограничена технологическими сложностями изготовления прецизионного измерительного преобразователя, особенно сложно выдержать параметры в широкой полосе частот, что неизбежно несет в себе систематическую ошибку измерения. Авторами разработан цифровой измеритель комплексного коэффициента отражения, лишенный указанного недостатка, в разработанной измерительной системе параметры измерительного преобразователя определяются уже после изготовления на этапе калибровки, тем самым устраняется систематическая ошибка, вызванная неидеальностью преобразователя. В качестве измерителя комплексных отношений использован интегральный двуканальный логарифмический усилитель AD8302 (рис. 1).

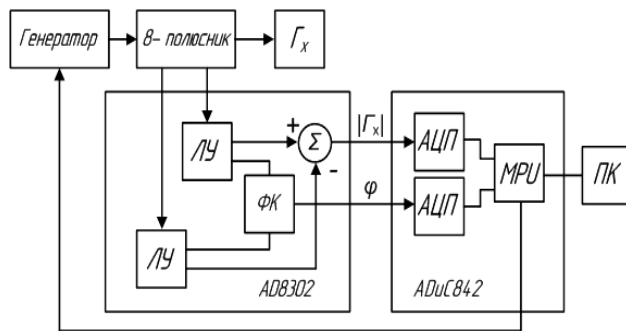


Рис. 1. Структурная схема анализатора сигнала

Измерительная система состоит из управляемого генератора СВЧ, 8-полосного измерительного преобразователя, к входу которого подключена измеряемая нагрузка (Γ_x), логарифмических усилителей (ЛУ), фазового компаратора (ФК), сумматора, аналого-цифровых преобразователей (АЦП), управляющего микропроцессора (MPU) и персонального компьютера ПК. Микропроцессор и АЦП входят в состав микроконтроллера ADuC842. Логарифмические усилители, фазовый компаратор и сумматор входят в состав интегральной микросхемы AD8302. Определение отношения сигналов выполняется суммированием логарифмов входных сигналов. На выходе сумматора формируются напряжения, пропорциональные отношению модулей двух сигналов, а на выходе ФК – фазовому сдвигу между ними. Эти напряжения переводятся в цифровую форму с помощью АЦП в составе микроконтроллера. Далее результаты измерения передаются в ПК для дальнейшей цифровой обработки и индикации на мониторе. В качестве управляемого генератора использован широкополосный синтезатор частоты ADF4350. Синтезатор позволяет формировать сигнал с частотой от 137,5 до 4 400 МГц. Управление параметрами сигнала производится через 3-про-

водный интерфейс (ADF4350 data sheet. Analog Devices. Norwood, MA, U.S.A).

В приведенной системе назначение микропроцессора заключается в автоматической регистрации значений напряжений на выходе векторного измерителя и в управлении процессом измерения, калибровки и передачи полученных данных в ПК.

Персональный компьютер в измерительной системе используется не только для индикации и сохранения результата измерения, но и для повышения точности, при этом появляется возможность автоматизации измерительных и вычислительных операций, определения и введения поправок непосредственно в процессе измерения. Одновременно может быть учтено и предельно уменьшено влияние источников случайных погрешностей на результат измерения.

В разработанной системе роль индикатора выполняет микросхема AD8302, представляющая собой полностью интегрированную систему для измерения отношения мощностей двух сигналов и фазового сдвига между ними. На выходе микросхемы формируются напряжения, пропорциональные разности уровней входных сигналов и разности фаз между этими сигналами. Напряжение может быть измерено с помощью внешнего аналого-цифрового преобразователя.

Напряжение на выходе логарифмического усилителя может быть описано выражением

$$V_{OUT} = V_{SLP} \cdot \lg \left(\frac{V_{INA}}{V_{INB}} \right), \quad (1)$$

где V_{OUT} – напряжение на выходе логарифмического усилителя; V_{INA} – амплитуда входного сигнала первого канала; V_{INB} – амплитуда входного сигнала второго канала.

Коэффициент V_{SLP} характеризует наклон передаточной характеристики логарифмического усилителя, имеет размерность В/дБ. Допустимое отношение входных сигналов 60 дБ.

Также на выходе микросхемы формируется напряжение, пропорциональное разности фаз между двумя входными сигналами:

$$V_{PHS} = V_{\Phi} \cdot |\Phi(V_{INA}) - \Phi(V_{INB})|, \quad (2)$$

где V_{PHS} – напряжение на выходе фазового компаратора; $\Phi(V_{INA})$ – фаза сигнала на первом входе; $\Phi(V_{INB})$ – фаза сигнала на втором входе; V_{Φ} – некоторый коэффициент пропорциональности, если фазовый сдвиг измеряется в градусах, то размерность будет В/градус.

В качестве измерительного преобразователя может быть использован 8-полосник. Структурная схема использования 8-полосника для измерения ККО приведена на рис. 3.

В схеме генератор подключен к первому полюсу, объект измерения ко второму полюсу, а третий и четвертый полюс используются в качестве индикаторных

каналов. Согласно [1; 2], выходящая волна для j -го полюса нагруженного многополюсника определяется выражением

$$\dot{b}_j = \frac{\dot{A}_j + \dot{B}_j \cdot \dot{\Gamma}_2}{1 + \dot{C} \cdot \dot{\Gamma}_2} \cdot \dot{a}_\Gamma, \quad (3)$$

где A, B, C – эквивалентные параметры многополюсника; $j = 3, 4$; \dot{a}_Γ – амплитуда волны генератора; $\dot{\Gamma}_2$ – ККО нагрузки, подключенной ко второму порту 8-полюсника.

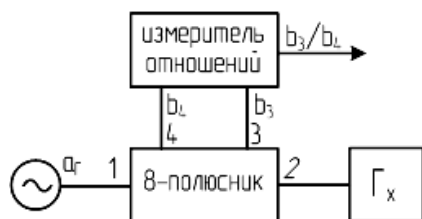


Рис. 2. Структурная схема измерителя ККО с 8-полюсным датчиком

Параметры A, B, C могут быть выражены через матрицу рассеяния (S -матрица) нагруженного многополюсника следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{A}_j &= \frac{\det[D]_{(jS1)(22)(11)}}{\det[D]_{(22)}}; \\ \dot{B}_j &= -\frac{\det[D]_{(jS1)(2S2)(11)}}{\det[D]_{(22)}}; \\ \dot{C} &= -\frac{\det[D]_{(2S2)}}{\det[D]_{(22)}}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\det[D]_{(jSk)}$ – определитель матрицы D , у которой j -й столбец заменен k -м столбцом матрицы D ; $\det[D]_{(jk)}$ – определитель матрицы, полученной из матрицы D вычеркиванием j -го столбца и k -й строки. Матрица D может быть получена из матрицы S следующим образом [1]:

$$[D] = [1] - [S] \cdot [\Gamma]^{-1},$$

где $[\Gamma]$ – матрица, диагональные элементы которой – комплексные коэффициенты отражений от нагрузок, подключенных к соответствующим портам многополюсника, остальные элементы равны нулю; $[1]$ – единичная матрица.

Если в качестве индикаторного канала использовать измеритель отношений, то для показаний индикатора, используя выражение (4), можно записать

$$\dot{N} = \frac{\dot{b}_3}{\dot{b}_4} = \frac{\dot{A}_3 + \dot{B}_3 \cdot \dot{\Gamma}_x}{\dot{A}_4 + \dot{B}_4 \cdot \dot{\Gamma}_x} = \frac{\dot{A} + \dot{B} \cdot \dot{\Gamma}_x}{1 + \dot{C} \cdot \dot{\Gamma}_x}, \quad (5)$$

где $\dot{A} = \frac{\dot{A}_3}{\dot{A}_4}$; $\dot{B} = \frac{\dot{B}_3}{\dot{A}_4}$; $\dot{C} = \frac{\dot{B}_4}{\dot{A}_4}$; \dot{N} – показание индикатора,

$\dot{\Gamma}_x$ – значение измеряемой нагрузки, подключенной ко второму порту 8-полюсника.

Таким образом, эквивалентные параметры 8-полюсного датчика при использовании в качестве индикатора измерителя отношений описываются тремя параметрами: $\dot{A}, \dot{B}, \dot{C}$, при этом показания индикатора не зависят от амплитуды генератора.

Из выражения (5) по показанию индикатора определяется значение измеряемой нагрузки:

$$\dot{\Gamma}_x = \frac{\dot{N} - \dot{A}}{\dot{B} - \dot{N} \cdot \dot{C}}. \quad (6)$$

Выражение (6) может быть использовано для измерения неизвестного ККО (Γ_x) окончательного устройства СВЧ-диапазона.

Анализируя измерительное уравнение (6), можно сделать вывод, что наибольший динамический диапазон измеряемых значений ККО достигается при условии

$$\begin{aligned} \frac{\dot{A}}{\dot{B}} &\rightarrow 0, \\ \dot{C} &\rightarrow 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Сформулируем требование для измерительного датчика для обеспечения максимального динамического диапазона измеряемого ККО. Используя (4), можно записать выражения для нахождения эквивалентных параметров датчика, через параметры нагруженного многополюсника:

$$\begin{aligned} \dot{A} &= \frac{\det[D]_{(3S1)(22)(11)}}{\det[D]_{(4S1)(22)(11)}}, \\ \dot{B} &= \frac{\det[D]_{(3S1)(2S2)(11)}}{\det[D]_{(4S1)(22)(11)}}, \\ \dot{C} &= \frac{\det[D]_{(4S1)(2S2)(11)}}{\det[D]_{(4S1)(22)(11)}}. \end{aligned}$$

Если индикаторные каналы идеально согласованы ($\Gamma_3 = \Gamma_4 = 0$), тогда

$$\begin{aligned} \dot{A} &= \frac{\dot{S}_{3,1}}{\dot{S}_{4,1}}; \\ \dot{B} &= -\frac{\dot{S}_{2,1} \cdot \dot{S}_{3,2} - \dot{S}_{2,2} \cdot \dot{S}_{3,1}}{\dot{S}_{4,1}}; \\ \dot{C} &= -\frac{\dot{S}_{2,1} \cdot \dot{S}_{4,2} - \dot{S}_{2,2} \cdot \dot{S}_{4,1}}{\dot{S}_{4,1}}. \end{aligned} \quad (8)$$

Для выполнения условия (7) параметры многополюсника $\dot{S}_{3,1}, \dot{S}_{2,2}, \dot{S}_{4,2}$ должны быть наименьшими, а параметры $\dot{S}_{4,1}, \dot{S}_{2,1}$ и $\dot{S}_{3,2}$ – наибольшими. Исходя из требований, можно заключить, что в качестве 8-полюсного датчика может быть использован направленный ответвитель на связанных микрополосковых линиях.

Расчет электромагнитной структуры датчика производился в среде автоматизированного проектирования Microwave Office AWR. Топология датчика и по-

лученные S -параметры в полосе частот приведены на рис. 3 и 4 соответственно.

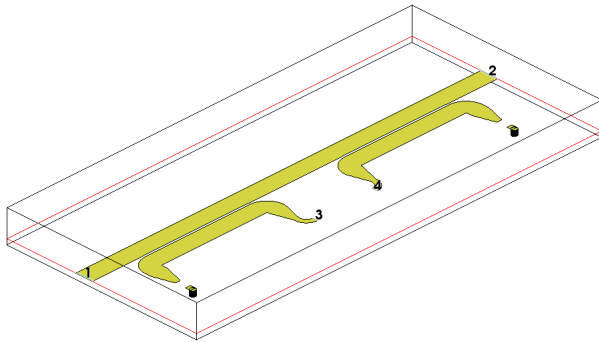


Рис. 3. Топология датчика

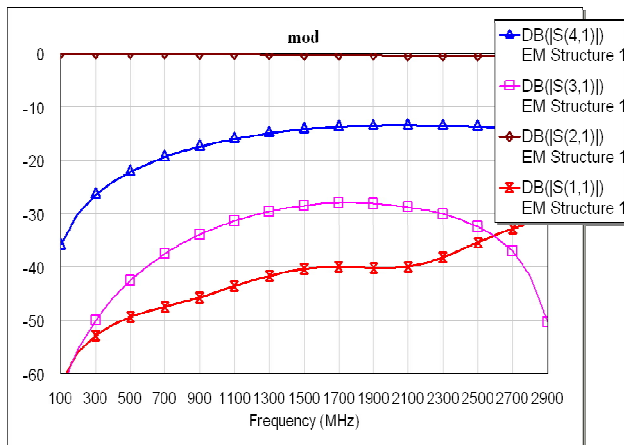


Рис. 4. График зависимости S -параметров 8-полюсного датчика от частоты

Несмотря на то что эквивалентные параметры могут быть найдены аналитическим путем на этапе проектирования, при таком подходе датчик должен быть изготовлен с высокой точностью, что влечет за собой ряд технологических проблем. Кроме того, при проектировании датчика довольно сложно учесть ККО коаксиально-полоскового перехода, а также переходников для нагрузок различных сечений. Поэтому оптимальным решением представляется нахождение эквивалентных параметров датчика путем его калибровки. Для этого к измерительному порту датчика подключаются три нагрузки с известными значениями ККО ($\dot{\Gamma}_1, \dot{\Gamma}_2, \dot{\Gamma}_3$), на основании (5) составляется система уравнений

$$\begin{aligned} \dot{A} + \dot{B} \cdot \dot{\Gamma}_1 - \dot{N}_1 \cdot \dot{\Gamma}_1 \cdot \dot{C} &= \dot{N}_1; \\ \dot{A} + \dot{B} \cdot \dot{\Gamma}_2 - \dot{N}_2 \cdot \dot{\Gamma}_2 \cdot \dot{C} &= \dot{N}_2; \\ \dot{A} + \dot{B} \cdot \dot{\Gamma}_3 - \dot{N}_3 \cdot \dot{\Gamma}_3 \cdot \dot{C} &= \dot{N}_3. \end{aligned} \quad (9)$$

Решение этой системы позволяет определить эквивалентные параметры $\dot{A}, \dot{B}, \dot{C}$:

$$\dot{A} = \Delta_1 \cdot \Delta^{-1};$$

$$\dot{B} = \Delta_2 \cdot \Delta^{-1}; \quad (10)$$

$$\dot{C} = \Delta_3 \cdot \Delta^{-1},$$

где Δ – определитель системы уравнений (9); Δ_i ($i=1, 2, 3$) – определители, полученные из Δ заменой i -го столбца на столбец свободных членов системы (9).

При разработке любого измерительного средства всегда необходимо определить погрешности измерений, свойственные разработанной системе. Так как измеряемая величина комплексная, то оценка погрешности измерения производится отдельно для модуля и для фазы. Для анализа погрешности нахождения ККО необходимо сопоставить измерительное уравнение (6) и выражения для нахождения эквивалентных параметров датчика на этапе калибровки (10):

$$\begin{aligned} \dot{\Gamma}_x &= \frac{\dot{N} - \dot{A}_x}{\dot{B} - \dot{N} \cdot \dot{C}} = \frac{\dot{N} - \Delta_1 \cdot \Delta^{-1}}{\Delta_2 \cdot \Delta^{-1} - \dot{N} \cdot \Delta_3 \cdot \Delta^{-1}} = \\ &= \frac{\Delta \cdot \dot{N} - \Delta_1}{\Delta_2 - \dot{N} \cdot \Delta_3}. \end{aligned} \quad (11)$$

Из формулы (11) следует, что погрешность определения комплексного коэффициента отражения зависит от значения коэффициентов отражения калибровочных устройств ($\dot{\Gamma}_1, \dot{\Gamma}_2, \dot{\Gamma}_3$), от погрешности их аттестации и от погрешностей измерения $\dot{N}, \dot{N}_1, \dot{N}_2, \dot{N}_3$. На основании (11) можно записать выражения для модуля и фазы ККО:

$$|\dot{\Gamma}_x| = \left| \frac{\Delta \cdot \dot{N} - \Delta_1}{\Delta_2 - \dot{N} \cdot \Delta_3} \right|; \quad (13)$$

$$\varphi_{\dot{\Gamma}_x} = \arg \left(\frac{\Delta \cdot \dot{N} - \Delta_1}{\Delta_2 - \dot{N} \cdot \Delta_3} \right).$$

Проанализируем погрешность измерения модуля и фазы \dot{N} с помощью логарифмического усилителя. Модуль отношения \dot{N} по линейной шкале можно найти из выражения (1):

$$|\dot{N}| = \frac{V_{INA}}{V_{INB}} = 10^{\frac{V_{OUT}}{V_{SLP}}} = 10^{0,05 \cdot N_{дБ}}, \quad (14)$$

где $N_{дБ}$ – отношение амплитуд сигналов, выраженное в дБ.

Тогда погрешность нахождения $\Delta |\dot{N}|$ будет определяться как

$$\Delta |\dot{N}| = \frac{d|\dot{N}|}{dN_{дБ}} \cdot \Delta N_{дБ} = 0,05 \ln(10) \cdot 10^{0,05 \cdot N_{дБ}} \cdot \Delta N_{дБ}, \quad (15)$$

где $\Delta N_{дБ}$ – ошибка определения модуля отношений двух волн, выраженная в дБ.

Ошибка $\Delta N_{дБ}$ определяется по документации на микросхему AD8302 и является функцией от $N_{дБ}$. Из

документации на микросхему AD8302 (AD8302 data sheet. Analog Devices. Norwood, MA, U.S.A) ясно, что ошибка определения модуля при температуре окружающей среды 25 °С в широком диапазоне от -20 дБ до 20 дБ не превышает 0,2 дБ, но при выходе за указанный диапазон резко возрастает. Ошибка фазы сильно зависит от фазового соотношения анализируемых сигналов, при малой разности фаз и при разности фаз 180° ошибка возрастает. Поэтому для анализа погрешности следует рассматривать ошибку модуля и фазы не как некоторое постоянное число, а как функцию

$$\Delta\varphi_N = f(\varphi_N),$$

$$\Delta N_{\text{дБ}} = f(N_{\text{дБ}}),$$

При этом считается, что погрешность аналого-цифрового преобразования пренебрежимо мала. Для расчета погрешностей измерения ККО функции

$\Delta\varphi_N(\varphi_N)$ и $\Delta N_{\text{дБ}}(N_{\text{дБ}})$ могут быть заменены интерполяционным полиномом.

Расчет погрешностей произведен численными методами в среде графического программирования LabVIEW. Коэффициенты отражения калибровочных устройств выбирались равными $0,166 \cdot e^{j10^\circ}$, $0,333 \cdot e^{j90^\circ}$, $1 \cdot e^{j160^\circ}$ с погрешностью аттестации $\pm 0,01$ по модулю и $\pm 1^\circ$ по фазе. В качестве измерительного датчика использовался датчик с теоретически рассчитанными на этапе проектирования эквивалентными параметрами, расчет производился для измерений на частоте 1 900 МГц.

Рассмотрим графики зависимости погрешности измерения модуля и фазы коэффициента отражения нагрузки от фазы и модуля измеряемой (рис. 6, 7) нагрузки. Погрешности приведены для доверительного интервала 0,95.

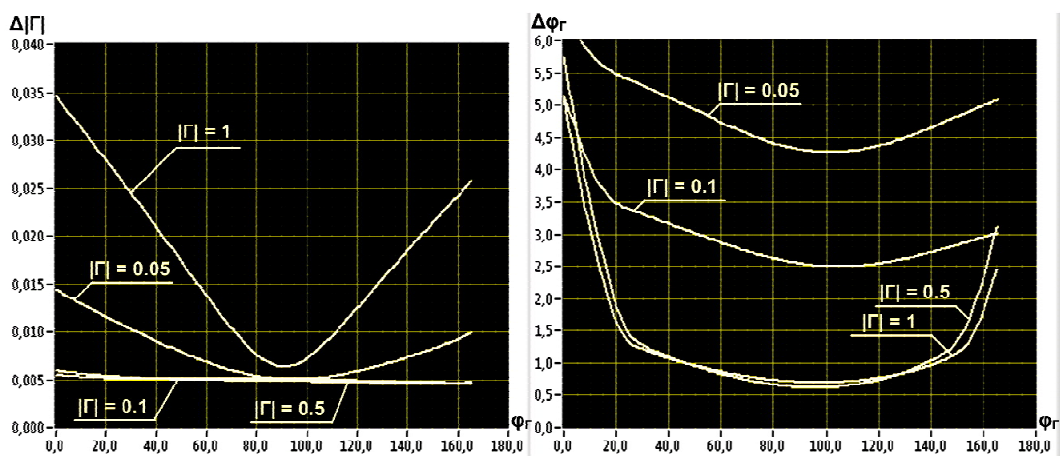


Рис. 6. Зависимость погрешности измерения модуля (а) и фазы ККО (б) от фазы измеряемого коэффициента отражения

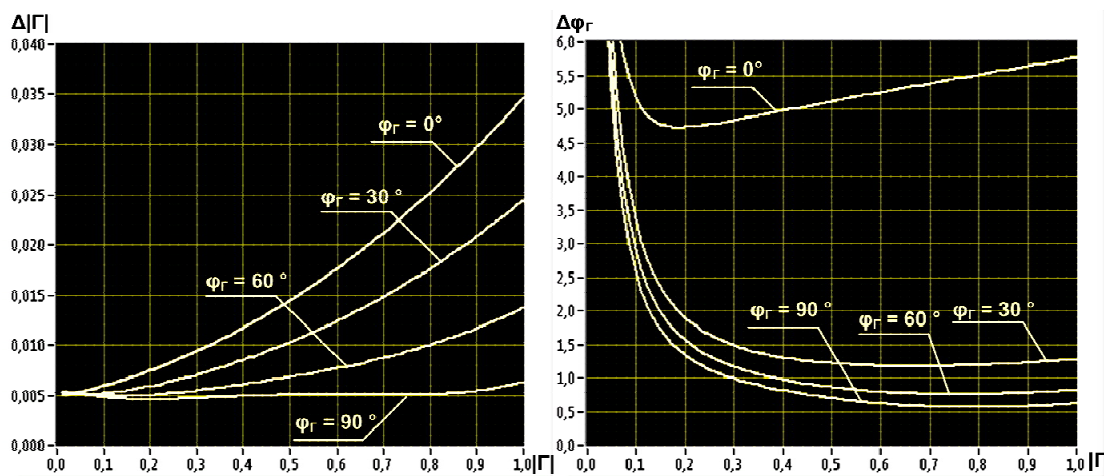


Рис. 7. Зависимость погрешности измерения модуля (а) и фазы ККО (б) от модуля измеряемого коэффициента отражения

Анализ графиков позволяет сделать следующие выводы.

1. Погрешность измерения модуля ККО резко возрастает при фазе измеряемой нагрузки, близкой к нулю.

2. Погрешность измерения фазы ККО увеличивается при измерении нагрузки с фазой, близкой к 0° или 180° . Вызвано это низкой точностью измерения разности фаз сигналов измерителем отношений AD8302 в диапазоне значений измеряемых фаз $0...30^\circ$ и $150...180^\circ$.

Разработанное устройство способно измерять ККО в широком диапазоне частот (100 МГц...2,7 ГГц), при этом неопределенность измерения модуля ККО не превышает $\pm 0,035$, а для подавляющего большинства нагрузок значительно меньше; точность измерения

фазы в худшем случае составляет $\pm 6^\circ$. Разработанный измерительный прибор может быть использован во время проверки, настройки и разработки различных радиотехнических устройств в условиях промышленного производства и лабораторий, в том числе в составе автоматизированных измерительных систем.

Библиографические ссылки

1. Glenn F. E. The Six-Port Reflectometer: An Alternative Network Analyzer // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1977. Vol. 25. № 12. P. 1075–1080.

2. Анализ метода измерения коэффициентов отражений скалярным рефлектометром с переменными параметрами / Ю. В. Рясный, А. В. Борисов, А. Н. Лоскутов, М. С. Чашков // Электросвязь. 2007. № 9. С. 42–43.

A. A. Shauerman, M. S. Zharikov, A. V. Borisov

AUTOMATED COMPLEX REFLECTION COEFFICIENT MEASURING DEVICE ON THE BASIS OF LOGARITHMIC AMPLIFIER

Application of logarithmic amplifier to design the microwave range complex reflection coefficient (CRC) measuring device of terminals is described in this article. The CRC measuring methods using the sensor, which has the parameters précising during the measuring, are considered there. The measurement error sources are also analyzed.

Keywords: complex reflection coefficient, microwave frequency range, measurement, logarithmic amplifier, sensor.

© Шауэрман А. А., Жариков М. С., Борисов А. В., 2010