

УДК 621.317.7

А.А. Савин

Статистический анализ алгоритмов верификации векторных анализаторов цепей для зондовых измерений

Рассмотрены алгоритмы верификации векторных анализаторов цепей, основанные на использовании специальной модели прибора во временной области. Выполнено моделирование алгоритмов и статистический анализ оценок эффективных параметров в диапазоне частот до 110 ГГц для условий, характерных использованию в составе зондовой установки.

Ключевые слова: векторный анализатор цепей, S-параметры, калибровка, эффективные параметры, верификация, систематическая погрешность

Алгоритмы верификации векторных анализаторов цепей. Измерения электрических параметров полупроводниковых приборов выполняются при помощи зондовой станции, позволяющей подключить средства измерений непосредственно к тестируемому устройству. Для определения S-параметров зонды станции подключают к векторному анализатору цепей (ВАЦ) [1]. Калибровка измерительной установки должна обеспечивать плоскость измерений в области чувствительных элементов зондов. Для этого калибровочные элементы можно изготовить на полупроводниковой пластине вместе с тестируемыми устройствами. Однако часто используют специальные калибровочные пластины, которые могут быть изготовлены из различных материалов, в том числе диэлектрических. Основная задача такой пластины – обеспечить для используемых зондов калибровку в нужном сечении и с требуемым волновым сопротивлением. Используемые пластины должны быть механически прочными, а электрические параметры калибровочных элементов должны иметь высокую повторяемость.

Прецизионную точность векторных измерений можно реализовать при использовании специальных алгоритмов семейства TRL и качественных калибровочных мер на пластине. Основные аспекты алгоритмов калибровки ВАЦ рассмотрены в [2]. Подтверждение метрологических характеристик современных ВАЦ выполняется при помощи специальной процедуры, называемой верификацией. Некоторые из известных способов верификации требуют наличия эталонного калибровочного набора мер [3]. В настоящее время существуют отечественные эталонные (верификационные) стандарты, которые позволяют проследить точность измерений в коаксиальном и волноводном трактах. Для зондовых измерений существуют только зарубежные эталоны. Между тем методы, которые используются в коаксиальном тракте, можно адаптировать и использовать на пластине. В работе [4] впервые предложен подобный алгоритм верификации ВАЦ, позволяющий определить оценки эффективных параметров одного порта прибора. Алгоритм выполняет квазиоптимальную фильтрацию измерений при разделении эффективных параметров во временной области. Важно отметить, что формируемые с помощью данного алгоритма комплексные (векторные) оценки могут быть использованы для выполнения дополнительной коррекции измерений, что существенно повышает их точность [5]. Возможность применения синтезированных на основе марковской теории нелинейной фильтрации алгоритмов экспериментально подтверждена для коаксиальных измерений в многочисленных работах [4–7]. Работоспособность при низком разрешении во временной области показана в [6]. Результаты при верификации одновременно двух портов ВАЦ приведены в [7], где также выполнен эксперимент на пластине в диапазоне частот до 110 ГГц. Однако использование сигма-точечного фильтра Калмана (или UKF от unscented Kalman filter) при формировании оценок требует значительных вычислительных ресурсов. По этой причине синтезирован и рассмотрен в работе [8] упрощенный алгоритм получения оценок эффективных параметров ВАЦ. Данный алгоритм использует линейную модель верификационных измерений, и решение определяется с помощью метода наименьших квадратов (МНК). Экспериментальная апробация алгоритма выполнена при помощи измерений на пластине в диапазоне до 110 ГГц. Дальнейшее упрощение, которое предполагает постоянство эффективных параметров в некоторой узкой полосе частот, сделано в [9]. Применимость и точность показаны путем сопоставления оценок различных алгоритмов при обра-

ботке данных, которые получены в коаксиальном тракте. Необходимо выделить адаптивный алгоритм формирования оценок, который приведен в [10]. Данный алгоритм не требует априорной информации о параметрах отражения верификационных стандартов. Подробные экспериментальные исследования выполнены на двухпортовой зондовой установке, работающей в диапазоне до 70 ГГц.

Основой всех разработанных алгоритмов является специальная модель измерительной системы. Модель состоит из набора компонент, каждая из которых обладает собственными уникальными частотными свойствами. Используя различные аппроксимации, производится описание частотных свойств компонент с помощью набора опорных отчетов. Возможность выделения (фильтрации) при наблюдении суммарного сигнала определена разнесением компонент во временной области за счет использования линии передачи в качестве основного верификационного стандарта. В настоящее время актуальной является проблема построения отечественной эталонной базы для выполнения прецизионных измерений параметров устройств на полупроводниковой пластине. С целью подтверждения возможности применения разрабатываемых алгоритмов при верификации ВАЦ необходимо выполнить их статистическое исследование. В данной работе рассмотрены два основных алгоритма (UKF и МНК) и путем адаптированного математического моделирования определены статистические характеристики точности формируемых оценок эффективных параметров двухпортового ВАЦ. Под адаптацией в данном случае понимается использование реальных условий измерений при работе ВАЦ в составе зондовой станции и специально разработанный метод формирования реализаций частотных характеристик эффективных параметров, которые максимально приближены к наблюдаемым характеристикам при физических измерениях в диапазоне до 110 ГГц.

Условия верификации векторного анализатора цепей в составе зондовой станции. Большинство существующих калибровочных пластин содержат меры, которые позволяют выполнить калибровку по типу TRL. Существуют две основные особенности данного класса калибровок ВАЦ. Первая заключается в том, что для выполнения калибровки в широкой полосе частот необходимо использовать несколько прецизионных линий передачи различной длины. Для верификации ВАЦ с использованием технологии разделения эффективных параметров во временной области также необходимо использовать прецизионную линию передачи. Следует отметить, что верификационная линия не должна использоваться при калибровке и ее длина должна быть максимальной. Качественно изготовить линию большой длины на пластине достаточно сложная задача. При выполнении экспериментальных исследований на установке в диапазоне до 70 ГГц были использованы линии длиной 7,115 и 20,245 мм. Между тем на использованной верификационной пластине из арсенида галлия максимальная линия имеет длину 40,55 мм. Однако анализ полученных результатов показывает увеличение коэффициента отражения уже для 20 мм линии. По всей видимости, дополнительные отражения возникают на неоднородностях материала подложки, распределенных по длине линии, а также из-за влияния множества соседних элементов на пластине, которые изменяют электродинамические свойства пластины вдоль длины линии. Для исследований в диапазоне до 110 ГГц использована копланарная линия длиной 8,25 мм, изготовленная на пластине из оксида алюминия. Данное сочетание ширины диапазона частот и длины линии обеспечивает наиболее приемлемую разрешающую способность во временной области и максимально точные оценки эффективных параметров. Необходимо подчеркнуть, что верификационная линия не должна быть включена в набор калибровочных линий, качество ее изготовления должно быть на соответствующем уровне, так как данная линия считается эталонной при расчете оценок эффективных параметров ВАЦ.

Вторая особенность калибровки TRL состоит в том, что перед выполнением калибровки используется специальная коррекция переключателя, изменяющего направление зондирования сигнала. В результате число неизвестных параметров в модели ВАЦ (потокном графе) уменьшается до 8. Возможность применения коррекции переключателя должна быть обеспечена высокой стабильностью его параметров во времени (т.е. отсутствием дрейфа). Свойства переключателя являются внутренним параметром прибора, и технология его исключения может быть использована как при коаксиальных измерениях, так и при измерениях на пластине. При этом прочие параметры ВАЦ зависят от волнового сопротивления калибровочного набора. Обычно коаксиальные калибровочные меры обеспечивают волновое сопротивление прибора равным 50 Ом. При работе на пластине волновое сопротивление калиброванного прибора определяется характеристическим сопротивлением калибровочных линий. Как правило, это сопротивление отлично от 50 Ом, особенно в диапазоне до 10–20 ГГц. Алгоритм multiline TRL [11] позволяет определить волновое сопротивление прибора

(линий на пластине) с высокой точностью, поэтому при необходимости можно выполнить пересчет в тракт 50 Ом во всей полосе частот.

С помощью TRL можно выполнить калибровку ВАЦ, который имеет два или более портов. При числе портов более двух можно проводить стандартную двухпортовую TRL калибровку для каждой пары портов. На рис. 1 показан потоковый граф модели калиброванного двухпортового ВАЦ. На рис. 1 обозначены эффективные (действующие после калибровки) параметры прибора: D – направленность порта; M – согласование порта; T – трекинг передачи; R – трекинг отражения. Нижние индексы указывают на принадлежность параметра первому или второму порту. К параметрам низкого уровня относятся все отражения: D и M . Их значения, как правило, не превышают –30 дБ. Остальные параметры – параметры высокого уровня, значения которых близки к 0 дБ.

Оценки эффективных параметров формируются специальным алгоритмом при обработке верификационных измерений. В результате проведенных исследований выработан специальный порядок верификации ВАЦ при работе в составе зондовой станции. Для получения всех необходимых измерений достаточно использовать линию передачи в качестве единственного верификационного стандарта. Минимальное количество манипуляций обеспечивает следующая последовательность. Зонд первого порта ВАЦ подключается к входу первого порта верификационной линии и измеряется коэффициент отражения при прямом зондировании (из первого порта во второй). При этом второй порт линии оказывается ненагруженным, т.е. работает в режиме холостого хода. Далее, не перемещая зонд первого порта, зонд второго порта ВАЦ подключается ко входу второго порта линии. Выполняются измерения полной матрицы S -параметров верификационной линии в рабочей полосе частот ВАЦ. И, наконец, отключается зонд первого порта, обеспечивая режим холостого хода первого порта линии, и производится измерение коэффициента отражения при обратном зондировании (из второго порта в первый). Порядок измерений схематично показан на рис. 2.

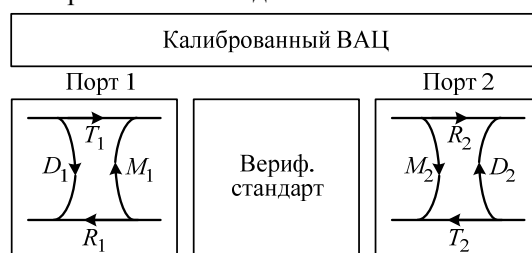


Рис. 1. Модель двухпортового ВАЦ

Определим математические модели верификационных измерений. В частотно-панорамном приборе измерения поступают последовательно во времени при перестройке частоты зондирующего сигнала (обычно при увеличении частоты). Обозначим через k номер частотной точки, а общее число измерение – K . Тогда измеренное значение коэффициента отражения на первом шаге верификации в соответствии с моделью калиброванного ВАЦ (см. рис. 1) можно записать в виде

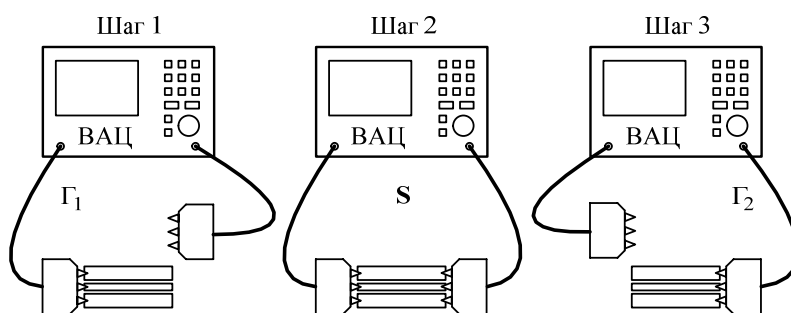


Рис. 2. Последовательность действий при верификации

$$\Gamma_1(k) = D_1(k) + T_1(k)R_1(k) \cdot [L^2(k)G(k)] + M_1(k) \cdot T_1(k)R_1(k) \cdot [L^2(k)G(k)]^2 + n_1(k), \quad (1)$$

где L – коэффициент передачи линии в одном направлении; G – коэффициент отражения открытого порта линии; здесь и далее с помощью n обозначаем шум соответствующих измерений. Выражение (1) записано без учета многократных отражений, уровень которых ввиду малости эффективных параметров соизмерим с уровнем шума измерительной установки. Параметры линии L и G можно записать в виде: $L = L_C \cdot \Delta L$ и $G = G_C \cdot \Delta G$, причем L_C и G_C – известные расчетные значения, ΔL и ΔG – погрешности расчета. Выражение для Γ_2 при реализации третьего шага верификации аналогично (1), в котором следует заменить индекс 1 на 2. Таким образом, за счет распространения сигнала в линии с коэффициентом L_C и отражения с коэффициентом G_C оказываются разделенными во временной области следующие неизвестные сигналы: D , $TR \cdot (\Delta L^2 \Delta G)$ и $M \cdot TR \cdot (\Delta L^2 \Delta G)^2$ (для обоих портов). При выполнении второго шага верификации производятся измерения матрицы S -параметров:

$$\mathbf{S}(k) = \begin{bmatrix} S_{11}(k) & S_{12}(k) \\ S_{21}(k) & S_{22}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1(k) + M_2(k) \cdot T_1(k) R_1(k) \cdot L^2(k) & T_2(k) R_1(k) \cdot L(k) \\ T_1(k) R_2(k) \cdot L(k) & D_2(k) + M_1(k) \cdot T_2(k) R_2(k) \cdot L^2(k) \end{bmatrix} + \mathbf{n}(k). \quad (2)$$

В записи матрицы (2) можно выделить еще несколько сигналов, которые разделены во временной области: D_1 , D_2 , $M_2 \cdot T_1 R_1 \cdot \Delta L^2$, $M_1 \cdot T_2 R_2 \cdot \Delta L^2$, $T_1 R_2 \cdot \Delta L$, $T_2 R_1 \cdot \Delta L$. Формулы (1) и (2) получены в предположении, что коэффициенты передачи линии в прямом и обратном направлении равны, а также при равенстве коэффициентов отражения портов линии при работе в режиме холостого хода. Это предположение подтверждается на практике. Отметим три важных обстоятельства. Во-первых, информация о направленности портов содержится и в (1), и в (2). Поэтому точность определения направленности должна быть выше и число неизвестных парциальных сигналов снижается с 12 (общее количество информативных слагаемых из (1) для двух портов и (2)) до 10. Во-вторых, согласование каждого порта можно определить двумя способами: из третьего слагаемого в (1) или из второго слагаемого диагональных элементов в (2). Экспериментальные исследования показали, что на точность определения M при обработке (1) существенно влияет боковой лепесток во временной области от сигнала высокого уровня (второе слагаемое в (1)). По этой причине в качестве основной оценки согласования будем использовать оценку, полученную при обработке измерений (2). В-третьих, трекинги передачи и отражения присутствуют только в виде произведения. В результате раздельное определение составляющих T и R невозможно. Введем обозначения всех информативных сигналов:

$$\begin{aligned} x_1 = D_1; \quad x_2 = T_1 R_1 \cdot (\Delta L^2 \Delta G); \quad x_3 = M_1 \cdot T_1 R_1 \cdot (\Delta L^2 \Delta G)^2; \quad x_4 = M_2 \cdot T_1 R_1 \cdot \Delta L^2; \quad x_5 = T_1 R_2 \cdot \Delta L; \\ x_6 = D_2; \quad x_7 = T_2 R_2 \cdot (\Delta L^2 \Delta G); \quad x_8 = M_2 \cdot T_2 R_2 \cdot (\Delta L^2 \Delta G)^2; \quad x_9 = M_1 \cdot T_2 R_2 \cdot \Delta L^2; \quad x_{10} = T_2 R_1 \cdot \Delta L. \end{aligned} \quad (3)$$

Определение неизвестных из (3) выполняется с помощью технологии фильтрации, которая разработана в [4–10] и предполагает совместную оценку сигналов. Для построения алгоритма необходимо определить векторы состояния и наблюдения. Компоненты вектора наблюдений заданы (1) и (2). Важным этапом синтеза алгоритма является определение взаимосвязи наблюдения и состояния. Для формирования этой связи в работах [4–10] использована специальная модель измерительной системы со спектрально-селективными компонентами. Основная особенность модели в том, что каждый парциальный сигнал в наблюдаемой сумме локализован в окрестности известного значения параметра (при верификации ВАЦ – задержка) и его спектральные свойства заданы ограниченным набором опорных отсчетов. Количество точек измерений K в полосе работы ВАЦ может быть достаточно большим. Число опорных отсчетов для представления эффективных параметров может быть существенно ниже K . Так, например, экспериментальные исследования в коаксиальном тракте выполнены в диапазоне частот от 10 МГц до 32 ГГц при выполнении измерений с шагом 10 МГц. Общее число точек измерений равно 3200. При использовании линии длиной 75 мм оптимальный шаг при размещении опорных точек равен 2 ГГц. В результате опорные точки располагаются на частотах 10 МГц, 2 ГГц, 4 ГГц, ..., 32 ГГц, т.е. опорные точки следуют через 200 измерительных. Для расчета оптимального шага по частоте использована следующая приближенная формула [5]:

$$\Delta f \approx 3 \cdot 10^8 / (2 \cdot l \sqrt{\epsilon}). \quad (4)$$

В соответствии с формулой (4) для линии длиной $l = 8,25$ мм на пластине с эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 5,1$ шаг составит 8 ГГц. Первая опорная точка размещается в первой измерительной точке либо в 0. Далее частоты опорных точек равны 7, 15, 23, ..., 103 и 110 ГГц. Для обеспечения постоянного шага по частоте крайние опорные точки могут располагаться вне диапазона измерения.

Очевидно, что при таком подходе для получения комплексного значения эффективного параметра в произвольной k -й измерительной точке необходимо использовать интерполяцию. Вектор состояния \mathbf{x} необходимо составить из наборов неизвестных, но постоянных в процессе верификации величин, которые характеризуют значения всех информативных сигналов (3), зависящих от эффективных параметров прибора. Размерность вектора состояния равна произведению количества опорных точек по частоте и числа неизвестных информативных сигналов. Вектор наблюдения \mathbf{z} можно выразить через вектор состояния в общем виде как $\mathbf{z} = \mathbf{h}[\mathbf{x}]$. В зависимости от выбранного типа интерполяции вектор-функция \mathbf{h} может быть линейной или нелинейной. В выполненных ранее исследованиях использованы два основных типа интерполяции: с помощью кубических сплайнов [7] и с помощью функции отсчетов [8]. При использовании сплайнов, из-за сложности и громоздкости

процедуры нахождения коэффициентов интерполяции, полагаем функцию \mathbf{h} нелинейной. В задачах с большой размерностью состояния и при сложной связи состояния и наблюдения удобно использовать алгоритм UKF [4]. Данный алгоритм не требует расчета матрицы частных производных, так как реализует численные процедуры всех необходимых вычислений в структуре фильтра Калмана. Для полностью нелинейных задач алгоритм UKF реализует более высокую точность в сравнении с расширенным фильтром Калмана, так как позволяет учесть члены выше первого при разложении нелинейной функции в ряд Тейлора. Для линейных задач алгоритм реализует точность линейного фильтра Калмана, т.е. оптимальную по критерию минимума среднего квадрата ошибки. При использовании функции отсчетов для интерполяции частотных характеристик сигналов (3), наблюдения \mathbf{z} можно представить в виде произведения $\mathbf{C} \cdot \mathbf{x}$, где \mathbf{C} – матрица наблюдений [8]. В итоге решение относительно \mathbf{x} может быть найдено с помощью алгоритма МНК для комплексных величин. Алгоритм МНК производит расчеты существенно быстрее алгоритма UKF, однако интерполяция функциями отсчетов приводит к характерным искажениям получаемых оценок частотных характеристик эффективных параметров, что особенно заметно для параметров высокого уровня (см. рис. 5 и 6 в [8]). Для устранения наблюдаемого эффекта в данной работе кроме интерполяции функциями отсчетов впервые была использована линейная интерполяция при расчете значений эффективных параметров между опорными комплексными отсчетами. В этом случае коэффициенты интерполяции, составляющие матрицу \mathbf{C} , линейно изменяются от 1 до 0 для левой опорной точки и от 0 до 1 для правой при возрастании k .

Итак, после получения оценки вектора состояния \mathbf{x} , которая содержит оценки опорных значений для каждого парциального сигнала (3), следует выполнить интерполяцию частотных характеристик этих сигналов, т.е. использовать кубические сплайны (после UKF), функции отсчетов или прямые (после МНК). Тогда сформированные оценки x_1 и x_6 будут определять частотные характеристики эффективных направленностей портов ВАЦ D_1 и D_2 соответственно. Оценки x_5 и x_{10} будут определять частотные характеристики трекингов передачи сигнала из одного порта ВАЦ в другой T_1R_2 и T_2R_1 с погрешностью ΔL . Комбинируя ряд оценок, можно получить:

$$\Delta L \Delta G = \sqrt{\frac{\hat{x}_2 \cdot \hat{x}_7}{\hat{x}_5 \cdot \hat{x}_{10}}}. \quad (5)$$

Полагая, что априорная информация о параметрах линии и холостого хода открытого порта линии может быть достаточно точной, значения ΔL и ΔG близки к 1. Это обеспечивает возможность правильного определения знака перед квадратным корнем в (5). Далее, комбинируя x_2 , x_7 с (5), получим:

$$T_1 R_1 \cdot \Delta L = x_2 / \Delta L \Delta G; \quad (6)$$

$$T_2 R_2 \cdot \Delta L = x_7 / \Delta L \Delta G. \quad (7)$$

Следовательно, все трекинговые составляющие ВАЦ могут быть получены только с точностью до ΔL . И, наконец, эффективные согласования следует определить из x_4 и x_9 :

$$M_2 \approx M_2 \cdot \Delta L = x_4 / x_2 \cdot \Delta L \Delta G; \quad (8)$$

$$M_1 \approx M_1 \cdot \Delta L = x_9 / x_7 \cdot \Delta L \Delta G. \quad (9)$$

При записи (8) и (9) учтено, что влияние ΔL на значениях, характерных эффективным параметрам низкого уровня, пренебрежимо мало.

Таким образом, рассмотренный адаптивный подход позволяет полностью исключить влияние неизвестного коэффициента отражения открытого порта линии. Получить точное значение коэффициента передачи гораздо более простая задача, чем определение коэффициента отражения открытого порта. В качестве L_C можно использовать результаты измерений, которые для некоторых специальных алгоритмов калибровки обеспечивают пренебрежимо малое отклонение ΔL от 1. Поэтому основная проблема моделирования при проведении статистического анализа алгоритмов состоит в правильной генерации реализаций эффективных параметров ВАЦ.

Подход к моделированию эффективных параметров ВАЦ. Анализ экспериментальных измерений во временной области показывает их локализацию в окрестности задержки, которая определяется длиной верификационной линии. Данный результат следует из причин появления эффективных параметров, а именно из-за неточностей калибровочных мер. Размеры мер, как правило, существенно меньше длины используемой верификационной линии. Таким образом, локальный характер эффективных параметров во временной области означает, что их частотные характеристики являются коррелированными случайными процессами. Интервал частотной корреляции может составлять 10–20 ГГц.

Для моделирования случайных частотных характеристик эффективных параметров ВАЦ воспользуемся понятием формирующего фильтра (ФФ) и методом с использованием преобразования Фурье. Традиционно при моделировании коррелированных процессов во временной области выполняют расчет амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ФФ в соответствии с требуемыми корреляционными свойствами. Далее, формируя на входе фильтра белый шум, выполняют расчет выходного спектра на выходе путем произведения спектра входного сигнала и АЧХ фильтра. Временная реализация выходного коррелированного случайного процесса является результатом обратного преобразования Фурье от указанного произведения.

Однако в рассматриваемом случае, в отличие от традиционного метода, необходимо получить случайный процесс в частотной области. Некоторый аналог привычной АЧХ ФФ должен быть реализован во временной области. То есть непосредственно временную реализацию белого шума необходимо умножить на некоторую формирующую характеристику и затем с помощью прямого преобразования Фурье получить частотную характеристику. Важно отметить, что при моделировании эффективных параметров высокого уровня нулевой отсчет во временной области должен быть принят равным 1. В качестве формирующей характеристики будем использовать прямоугольную оконную функцию. Интервал корреляции по частоте определяется шириной окна во временной области. Схема алгоритма моделирования приведена на рис. 3. Каналы моделирования не связаны между собой, так как моделируемые эффективные параметры не коррелированы. Дисперсия формирующего шума определяет максимальные значения амплитуды эффективных параметров.

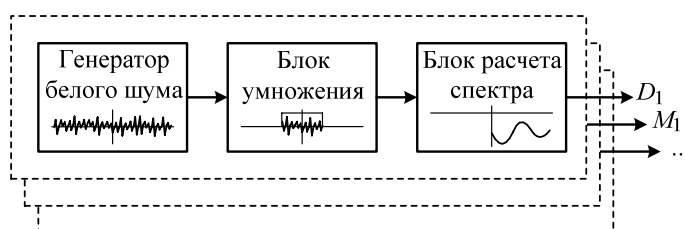


Рис. 3. Обобщенная схема моделирования эффективных параметров

Отметим, что описанный алгоритм формирования случайных процессов не обладает максимальным быстродействием. В задачи исследования не входила разработка быстродействующих алгоритмов моделирования случайных процессов в частотной области. Статистические испытания с целью получения характеристик алгоритмов содержат следующие операции: 1) формирование истинных значений эффективных параметров; 2) моделирование измерений с помощью (1) и (2); 3) расчет оценок десяти парциальных сигналов $x_1 \dots x_{10}$ с помощью алгоритмов UKF и МНК; 4) комбинирование этих оценок с целью получения окончательных оценок эффективных параметров по приведенным в данной статье формулам; 5) сравнение полученных оценок с истинными значениями и накопление статистических результатов. Рассмотрим результаты моделирования.

Статистические характеристики оценок эффективных параметров. С учетом выполненного ранее анализа условий работы ВАЦ в составе зондовой станции и рассмотренного адаптивного алгоритма можно сделать ряд замечаний, актуальных для проведения моделирования. Во-первых, для получения оценок не требуется точная информация о коэффициенте отражения открытого порта линии. Поэтому при моделировании удобно использовать следующие параметры $G_C = 1$ и $\Delta G = 1$. Во-вторых, за исключением направленностей все оценки искажаются множителем ΔL . Если при моделировании использовать $\Delta L = 1$, то дисперсию полученных оценок легко пересчитать путем ее увеличения на ΔL^2 . По этой же причине для моделирования коэффициента передачи линии на частоте f_k можно использовать простую формулу:

$$L_c(k) = \exp[-j2\pi f_k \cdot l \sqrt{\epsilon} / (3 \cdot 10^8)]. \quad (10)$$

Моделирование проведено методом Монте-Карло при статистическом усреднении ансамбля из 50 реализаций. Основные параметры моделирования:

- диапазон частот от 500 МГц до 110 ГГц с шагом 500 МГц ($K = 220$ измерительных точек);
- длина линии 8,25 мм и эффективная диэлектрическая проницаемость 5,1 (задержка в линии при распространении сигнала в одном направлении составляет примерно 62 пс);
- шаг по частоте при размещении опорных точек 8 ГГц, количество опорных точек 15;
- среднеквадратическое значение аддитивного шума измерений 10^{-3} ;
- способ моделирования эффективных параметров приведен в предыдущем разделе; окно во временной области фильтрует отсчеты до 50 пс для всех параметров; дисперсия формирующего

шума выбрана таким образом, чтобы обеспечить амплитуду параметров низкого уровня не более минус 30–35 дБ и амплитуду параметров высокого уровня в пределах от минус 0,15 до 0,15 дБ;

– алгоритмы расчета оценок UKF и МНК с двумя типами интерполяции.

Для заданных условий примеры реализаций частотных характеристик эффективных параметров при моделировании низкого и высокого уровней приведены на рис. 4, где показаны амплитуды всех восьми параметров в одном эксперименте.

Результаты моделирования измерений удобно анализировать во временной области. Наиболее наглядными являются результаты во временной области для коэффициента отражения линии, которая подключена на проход. В этом случае два сигнала близкого уровня определяют суммарный результат измерения. На рис. 5 приведено сравнение результатов моделирования и реального эксперимента, выполненного при аналогичных настройках прибора. На оси абсцисс приведено однократное расстояние до неоднородности. Отметим достаточно близкое совпадение характера моделированных кривых и экспериментальной кривой. Второй пик на экспериментальной кривой ниже первого, что обусловлено наличием затухания в линии. Отсутствие этого эффекта при моделировании не снижает информативность моделирования и не является принципиальным моментом для исследования среднеквадратических погрешностей оценок эффективных параметров.

Среднеквадратические погрешности (СКП) оценок эффективных параметров низкого и высокого уровней показаны на рис. 6 и 7 соответственно. Для удобства статистические характеристики разности истинных значений и оценок приведены в логарифмическом масштабе. Подписи на рис. 6 и 7 указывают на тип алгоритма, который использовался для получения оценок. Индексы при МНК означают вариант интерполяции: 1 – функцией отсчетов; 2 – линейная. Приведены результаты для прямого зондирования. Для обратного зондирования точности аналогичные. Напомним, что трекинговые составляющие анализируются в виде произведений: T_1R_1 и T_1R_2 для прямого зондирования и T_2R_2 и T_2R_1 для обратного.

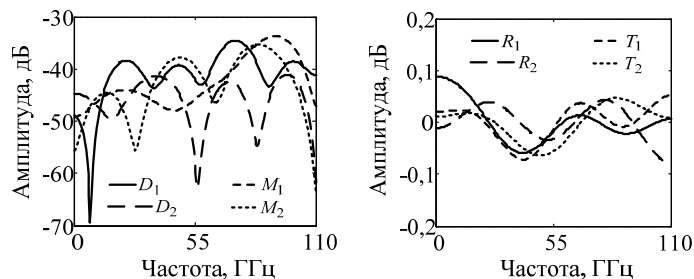


Рис. 4. Ансамбль реализаций эффективных параметров: низкого уровня (слева) и высокого уровня (справа)

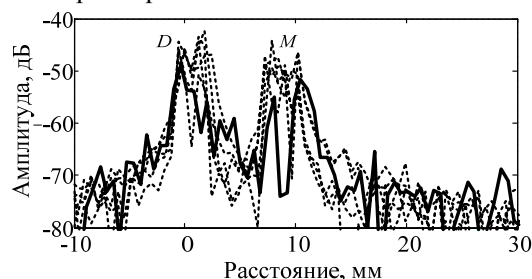


Рис. 5. Диаграмма во временной области для сигнала коэффициента отражения линии на проход: сплошная линия – реальный эксперимент; несколько пунктирных линий – результаты моделирования

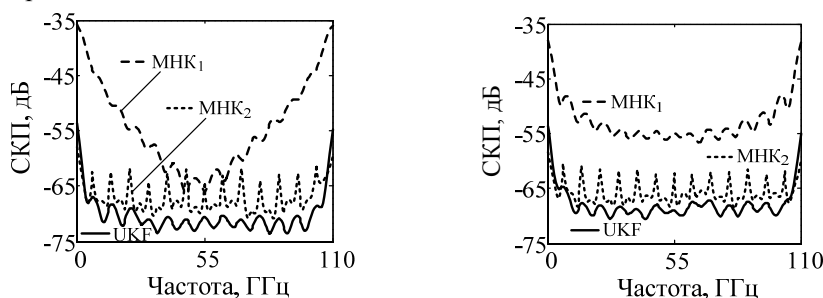


Рис. 6. СКП оценок низкого уровня: направленности первого порта (слева) и согласования второго порта (справа)

Проведем краткий анализ полученных результатов моделирования, выполненного при уровне шума минус 60 дБ, что соответствует стандартному режиму измерений ВАЦ. Эффективная направленность и согласование порта на пластине, как правило, не лучше (не ниже) минус 50 дБ. Точность оценок этих параметров составляет минус 65 дБ и даже лучше. Алгоритм МНК с интерполяцией функциями отсчетов обладает большой методической составляющей погрешности, приводящей к

увеличению среднего значения погрешности оценок. Увеличение погрешности на краях диапазона присуще всем алгоритмам и обусловлено снижением количества измерений, участвующих в формировании оценок опорных значений.

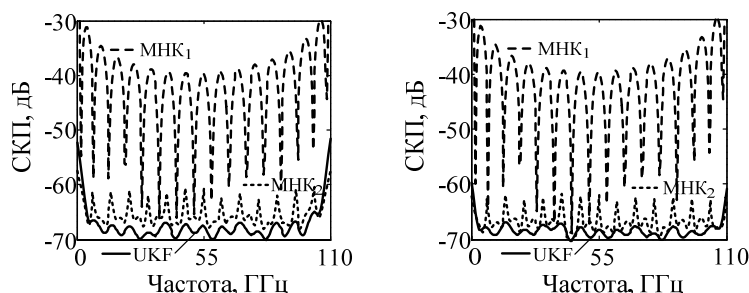


Рис. 7. СКП оценок высокого уровня: трекинга отражения (слева) и трекинга передачи (справа) для прямого зондирования

Характерные локальные уменьшения СКП оценок трекингов на кривой MNK_1 и увеличения на кривой MNK_2 обусловлены спецификой интерполяции и происходят на частотах, определяемых частотами размещения опорных отсчетов. Алгоритмы UKF и MNK_2 обеспечивают вполне приемлемую точность оценок трекинговых составляющих. Среднее значение погрешности оценок трекинга при использовании алгоритма MNK_1 является чрезмерно большим.

Важно отметить, что по результатам моделирования, время для расчета оценок алгоритмом UKF больше аналогичного времени для MNK в 10^3 раз. Приведенная относительная характеристика требуемых вычислительных затрат практически не зависит от типа и конфигурации вычислителя.

Заключение. Рассмотрены особенности верификации ВАЦ при работе в составе зондовой станции. Определен наиболее эффективный порядок проведения верификационных измерений. На основе специальной модели системы разработан адаптивный алгоритм формирования комплексных оценок эффективных параметров ВАЦ при обработке верификационных измерений. С учетом специфики зондовых измерений и возможностей разработанного алгоритма проведено математическое моделирование и получены статистические характеристики точности оценок эффективных параметров прибора. В условиях, приближенных к реальным, погрешность определения эффективных параметров не превышает минус 60 дБ для двух из трех исследованных алгоритмов. Наибольшей точностью обладает алгоритм UKF, но его вычислительная сложность существенно выше.

Работа выполнена в рамках реализации проекта РФФИ № 14-07-31312 и гранта Президента РФ № МК-3107.2015.8.

Литература

1. Добуш И.М. Программное обеспечение для автоматизации измерений, деэмбеддинга и построения линейных моделей СВЧ полевых транзисторов / И.М. Добуш, А.В. Степачева, А.А. Кокотов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 99–105.
2. Губа В.Г. Классификация и анализ методов калибровки векторных анализаторов цепей / В.Г. Губа, А.А. Ладур, А.А. Савин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 1. – С. 149–155.
3. Guba V.G. An Automated Method for VNA Accuracy Verification Using the Modified Calibration Comparison Technique / V.G. Guba, A.A. Savin, O.N. Bykova et al. // Proceedings of the 82nd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Columbus, USA, 2013. – P. 164–167.
4. Savin A.A. A Novel Factor Verification Technique for One-Port Vector Network Analyzer // Proceedings of the 43rd European Microwave Conference. – Nuremberg, Germany, 2013. – P. 60–63.
5. Савин А.А. Дополнительная коррекция измерений двухпортовых векторных анализаторов цепей / А.А. Савин, В.Г. Губа // 24-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014): матер. конф.: в 2 т. – Севастополь: Вебер, 2014. – Т. 2. – С. 900–901.
6. Savin A.A. Residual Errors Determinations for Vector Network Analyzer at a Low Resolution in the Time Domain / A.A. Savin, V.G. Guba, B.D. Maxson // Proceedings of the 82nd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Columbus, USA, 2013. – P. 15–19.

7. Savin A.A. Estimation of Complex Residual Errors of Calibrated Two-Port Vector Network Analyzer / A.A. Savin, V.G. Guba, A. Rumiantsev, B.D. Maxson // Proceedings of the 83rd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Tampa, USA, 2014. – P. 1–4.

8. Савин А.А. Линейная обработка верификационных измерений векторного анализатора цепей в составе зондовой станции // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 3(33). – С. 53–57.

9. Savin A.A. Determination of the Complex Residual Errors of a Calibrated One-Port Vector Network Analyzer Using the Ripple Test / A.A. Savin, V.G. Guba // Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference (APMC-2014). – Sendai, Japan, 2014. – P. 1–3.

10. Savin A.A. Adaptive Estimation of Complex Calibration Residual Errors of Wafer-Level S-Parameters Measurement System / A.A. Savin, V.G. Guba, A. Rumiantsev et al. // Proceedings of the 84th ARFTG Microwave Measurement Conference. – Boulder, USA, 2014. – P. 1–4.

11. Marks R.B. A multi-line method of network analyzer calibration // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Vol. 39, issue 7. – P. 1205–1215.

Савин Александр Александрович

Канд. техн. наук, начальник научного управления ТУСУРа

Тел.: +7-952-806-20-96

Эл. почта: savin@tusur.ru

Savin A.A.

Analysis of vector network analyzer verification algorithms for wafer-level application

The paper presents the verification algorithms for vector network analyzers using a special distance-frequency system model. Modeling was conducted for the 110 GHz frequency band at the wafer-level conditions.

Keywords: Vector network analyzer, S-parameters, calibration, residual errors, verification, systematic error.
