

УДК 621.317.846

## ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ГИЛЬБЕРТА В ВЕКТОРНЫХ АНАЛИЗАТОРАХ ЦЕПЕЙ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН

А.Б. ДЗИСЯК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 17 мая 2003*

Исследованы вычислительные особенности различных алгоритмов определения квадратурной составляющей измерительного сигнала, используемых при построении векторных анализаторов цепей миллиметрового диапазона длин волн с упрощенным измерительным СВЧ трактом.

*Ключевые слова:* векторный анализатор цепей, S-параметр, преобразование Гильберта, преобразование Фурье, определение квадратурной составляющей сигнала.

### Введение

Существующие подходы к измерению S-параметров СВЧ устройств можно условно разделить на две группы: гетеродинные и гомодинные [1–3].

Гетеродинные методы измерения базируются на выделении с помощью направленных ответвителей (или устройств, выполняющих их функции) падающей, отраженной (прошедшей) волн с последующим переносом СВЧ сигналов на низкую промежуточную частоту с сохранением информации о модуле и фазе [2]. Это происходит путем смещения частоты измерительного сигнала с помощью сигнала второго СВЧ генератора (гетеродина). Гетеродинные методы различаются способом и числом преобразований частоты сигнала до низкой частоты, на которой проводятся измерения, а также конфигурацией СВЧ тракта. Гетеродинные методы измерения характеризуется высокой схемотехнической сложностью СВЧ тракта (наличие двух и более преобразователей частоты, гетеродина, схемы фазовой автоподстройки частоты), высокими требованиями к параметрам отдельных компонентов этого тракта, и поэтому реализация их в диапазоне свыше 40 ГГц связана с большими техническими сложностями и экономическими затратами.

В гомодинных векторных анализаторах цепей (ВАЦ) [1] сложность решения большинства измерительных задач проявляется на уровне обработки данных, что приводит к использованию относительно простых СВЧ измерительных трактов, но более сложным алгоритмам калибровки и обработки измерительной информации. В гомодинных методах амплитуда и фаза измерительного сигнала определяется либо через интерференцию сигналов в многополюсном рефлектометре, либо через смещение на нелинейном элементе предварительно промодулированного измерительного сигнала с когерентным немодулированным опорным сигналом. При этом оба сигнала исходят из одного источника и являются поэтому одинаковыми по частоте (гомодинны). Соответственно этому гомодинные ВАЦ выполняются с использованием многополюсных (чаще всего двенадцатиполюсных) рефлектометров или гомодинных детекторов. Расширение динамического диапазона измеряемых ослаблений в гомодинном ВАЦ становится

возможным только в случае, если формирование сигналов измерительной информации будет реализовано не на квадратичном детектировании интерференционного СВЧ сигнала, а на линейном преобразовании измерительного сигнала.

Структура измерительных СВЧ трактов гомодинных ВАЦ должна обеспечивать получение двух сигналов, один из которых пропорционален вещественной, а второй — мнимой части измеряемого S-параметра. Кроме того, при автоматизации измерений всех S-параметров СВЧ тракт должен обеспечивать распространение измерительных сигналов во взаимно противоположных направлениях, т.е. иметь кольцевую структуру. В СВЧ трактах гомодинных ВАЦ могут быть осуществлены различные варианты одновременного или поочередного (с достаточной скоростью) формирования двух необходимых квадратурных сигналов измерительной информации. Эти варианты реализуют так называемый аппаратный принцип формирования сигналов измерительной информации [3].

Представляется перспективным аппаратно-программный принцип формирования квадратурных частей измерительного сигнала, где с помощью СВЧ тракта формируется только один сигнал измерительной информации, пропорциональный, например, вещественной части измеряемого S-параметра. Второй сигнал, пропорциональный уже мнимой части, формируется программным путем из первого сигнала [3]. При создании такого ВАЦ может быть применено преобразование Гильберта или обратное и прямое преобразование Фурье, которое, в свою очередь, может быть реализовано как аппаратно-программным, так и чисто программным путем. Второй путь не усложняет устройство обработки измерительной информации ВАЦ, а реализуется в персональной ЭВМ с помощью специальной подпрограммы.

В основу подпрограммы расчета второй квадратурной составляющей измерительного сигнала, пропорциональной мнимой части измеряемого S-параметра, может быть положен, например, алгоритм прямого решения интеграла Гильберта при дискретизации исходного сигнала с учетом требований теоремы Котельникова. Существует несколько алгоритмов решения дискретного преобразования Гильберта [4–13]. Выражения (1) и (2) реализуют два наиболее быстрых варианта преобразования Гильберта [11, 13]:

$$S_s(n) = \sum_{k=m}^{m+N-1} \alpha(n, k) S_c(k), \quad (1)$$

$$\alpha(n, k) = \frac{2}{\pi} \left( \frac{1}{n-k} + \frac{1}{n+k} \right),$$

$$m=1 \dots N; \alpha(n, k) = 0 \quad \text{ïðè} \quad |n-k| = 0,$$

где  $S_s(n)$  — рассчитываемая квадратурная составляющая для входного сигнала  $S_c(k)$ ;  $\alpha(n, k)$  — вспомогательные коэффициенты для расчета преобразования Гильберта.

$$S_s(n_1) = \sum_{k_1=2}^{N-2} \{ \alpha_1(n_1, k_1) + \alpha_2(n_1, k_1) \} S_c(k_1) + \frac{2}{\pi n_1} S_c(0), \quad (2)$$

$$\alpha_1(n_1, k_1) = \alpha \left( \frac{n_1 + k_1 + 1}{2} \right),$$

$$\alpha_2(n_1, k_1) = \alpha \left( \frac{n_1 - k_1 + 1}{2} \right) \quad \text{ïðè} \quad n_1 - k_1 > 0,$$

$$\alpha_2(n_1, k_1) = -\alpha \left( \frac{k_1 - n_1 + 1}{2} \right) \quad \text{ïðè} \quad n_1 - k_1 < 0,$$

$$n_1=1, 3, 5, \dots, N-1; k_1=2, 4, 6, \dots, N-2,$$

$$S_S(n_2) = \sum_{k_2=1}^{N-1} \{ \alpha_1(n_2, k_2) + \alpha_2(n_2, k_2) \} S_C(k_2),$$

$$\alpha_1(n_2, k_2) = \alpha\left(\frac{n_2 + k_2 + 1}{2}\right),$$

$$\alpha_2(n_2, k_2) = \alpha\left(\frac{n_2 - k_2 + 1}{2}\right) \text{ при } n_2 - k_2 > 0,$$

$$\alpha_2(n_2, k_2) = -\alpha\left(\frac{k_2 - n_2 + 1}{2}\right) \text{ при } n_2 - k_2 < 0,$$

$$n_2=0, 2, 4, \dots, N-2; k_2=1, 3, 4, \dots, N-1$$

$$\alpha(p) = \frac{2}{\pi(2p-1)}.$$

В силу дискретности представления измерительной информации все алгоритмы дискретной цифровой обработки информации (в том числе дискретное преобразование Гильберта, дискретное преобразование Фурье, дискретное преобразование Хартли, дискретное преобразование Вейвлетта и др. [4–13]) обладают рядом особенностей и методических погрешностей вычислений. Погрешность определения второй квадратурной составляющей измерительного сигнала однозначно влияет на точность измерения ослабления и фазы S-параметра ВАЦ. В данной работе исследуются практические пути повышения точности измерения S-параметров ВАЦ за счет уменьшения погрешности определения второй квадратурной составляющей измерительного сигнала.

### Применение преобразования Гильберта в ВАЦ

Первоначально необходимо исследовать поведение погрешности вычислений различных алгоритмов дискретных преобразований; далее определить факторы возникновения данной погрешности, выявить механизмы, влияющие на эти факторы и, следовательно, на уровень погрешности вычислений; выбрать и синтезировать необходимые практические условия для проведения измерений, определить приемлемые для практического использования в гомодинных ВАЦ алгоритмы коррекции погрешности. Особенности построения гомодинных ВАЦ, разрабатываемых испытательной лабораторией аппаратуры и устройств СВЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, а также принятые в мире стандарты на количество частотных точек в диапазоне качания СВЧ генераторов, ограничивают последовательность измерительных данных несколькими основными вариантами: 256 и 401 измерительная частотная точка. Для реализации преобразования Гильберта с минимальной погрешностью (и в сущности любой его дискретной разновидности) необходимо, чтобы входной сигнал, пропорциональный вещественной части исследуемого S-параметра, имел квазигармоническую форму. Выполнение этого условия в гомодинных ВАЦ, использующих данный принцип формирования измерительных сигналов, обеспечивается специально вводимой базовой разностью электрических длин канала измерения и опорного канала. Следовательно, за счет постоянного перестраивания частоты СВЧ генератора (при работе в режиме панорамного измерения S-параметров) осуществляется дисперсионный набег фаз сигналов на базовой разности длин каналов. Величина базовой разности электрических длин измерительного и опорного каналов выбирается таким образом, чтобы обеспечить необходимое количество периодов входного квазигармонического сигнала для дискретного преобразования Гильберта. Модель сигнала

с амплитудной модуляцией хорошо описывает измерительный сигнал ВАЦ, пропорциональный вещественной части  $S$ -параметра. При исследовании поведения погрешности вычислений квадратурной составляющей сигнала необходимо использовать ряд детерминированных тестовых сигналов, для которых известны теоретические идеальные квадратурные составляющие. В данной работе в качестве тестовых сигналов использовались следующие варианты: 1 — амплитудно-модулированный сигнал, моделирующий реальный измерительный сигнал ВАЦ (рис. 1); 2 — сумма пяти — семи гармонических сигналов различных частот, начальных фаз и амплитуд (моделирование ситуации с далеко расположенной по частоте помехой большой интенсивности); 3 — сумма пяти — семи гармонических сигналов близких частот, различных начальных фаз и амплитуд (моделирование ситуации с близко расположенной по частоте помехой различной интенсивности).

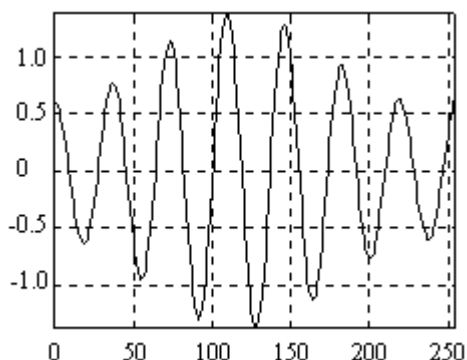


Рис. 1. Входной тестовый сигнал при  $P=7,0$ , где  $P$  — количество периодов тест-сигнала

Исследовалось влияние параметров тест-сигналов на погрешность вычисления квадратурной составляющей с помощью четырех различных алгоритмов дискретного преобразования Гильберта. Качественного изменения поведения погрешности различных алгоритмов не наблюдалось, менялась форма зависимости и положение ее минимумов. Дальнейшие результаты исследования погрешности приведены для алгоритма быстрого преобразования Гильберта, реализованного по выражению (2). Погрешность определялась как относительная разница в процентах между вычисленным сигналом и идеальным расчетным квадратурным сигналом от входного тест-сигнала. На рис. 2 приведены зависимости погрешности вычисления преобразования Гильберта при разных значениях количества периодов входного тест-сигнала  $P$ .

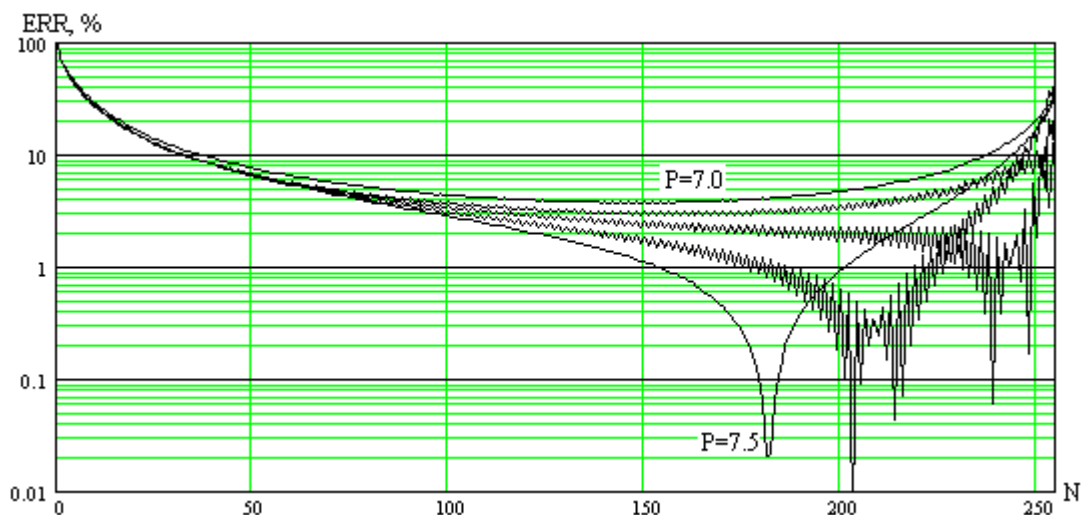


Рис. 2. Погрешность вычисления преобразования Гильберта при различных  $P$

Изменение количества периодов входного сигнала  $P$  происходит при изменении пользователем ВАЦ диапазона СВЧ перестройки частот. Следовательно, при измерении  $S$ -параметров с помощью подобного ВАЦ число периодов входного сигнала, пропорционально-

го вещественной составляющей исследуемого  $S$ -параметра, может принимать произвольные значения. Как показали исследования погрешности определения мнимой составляющей исследуемого  $S$ -параметра, при целых значениях  $P$  от 3,0 до 13,0 получается худший вариант зависимости погрешности: в середине диапазона погрешность достигает значения 3,8%, а на краях диапазона стремится к 100 %. Изменение количества периодов входного тест-сигнала  $P$  с малым шагом между двумя целыми значениями приводит к изменению формы зависимости погрешности в середине диапазона: погрешность уменьшается вплоть до значений 0,001%, характер зависимости становится пилообразным. На краях диапазона погрешность стремится к 100 %, при этом положение точек пересечения зависимостью уровня 10 % существенно не изменяется. Погрешность преобразования практически не зависит от количества точек входного сигнала (исследовалось поведение погрешности при  $N=64, 128, 256, 401, 501, 512, 1024$ ); лишь увеличивается время, необходимое для вычисления алгоритма преобразования Гильберта. При изменении начальной фазы тест-сигнала увеличивается перепад значений пилообразной зависимости погрешности, и при начальной фазе тест-сигнала, кратной  $\pi/2$ , наблюдался максимальный перепад значений погрешности для соседних точек последовательности (от 100 до 0,001%). При этом "огibaющая" зависимости погрешности для определенного значения  $P$  практически не изменялась.

Из результатов исследования различных алгоритмов вычисления преобразования Гильберта следует, что для обеспечения уровня погрешности определения квадратурной составляющей измерительного сигнала меньше 10 % необходимо в начале входной последовательности исключить 36 измерительных точек (14 % от длины входной последовательности), а в конце — 19 измерительных точек (7,5%) (или наоборот, при обратной последовательности расчета квадратурной составляющей). Таким образом, необходимо исключить 21,5% длины входной информационной последовательности, т.е. сузить диапазон частот измерения  $S$ -параметров на 21,5%. Компенсировать данные потери частотного диапазона можно следующим образом: необходимо проводить измерения в более широком диапазоне частот (121,5% от требуемого диапазона частот анализа), а информационными оставлять только точки с малой величиной погрешности в требуемом частотном диапазоне (при отбрасывании 21,5 % информационных точек). Для определения запаса по перекрытию частотного диапазона генераторов миллиметрового диапазона длин волн, используемых при построении гомодинных ВАЦ, были исследованы их максимальные диапазоны перестройки. Результаты исследований показали, что генераторы не имеют требуемого запаса по перекрытию частотного диапазона.

### Применение преобразований Фурье в ВАЦ

Известны также подходы к определению квадратурной составляющей сигнала — с помощью прямого и обратного преобразований Фурье [4, 5, 13], с помощью преобразования Хартли [11, 12], с помощью преобразования Вейвлетта [6, 7, 10]. Каждый вариант имеет свои особенности реализации, достоинства и недостатки.

В данной работе проводились исследования алгоритмов определения квадратурной составляющей сигнала с помощью прямого и обратного преобразования Фурье. Условия проведения исследований погрешности определения квадратурной составляющей измерительного сигнала, входные тест-сигналы и диапазоны изменения влияющих факторов ( $N, P$ , начальная фаза тест-сигнала) были те же, что и при исследовании алгоритмов преобразования Гильберта. Исследовались три различных алгоритма дискретных прямого и обратного преобразований Фурье. Качественного изменения поведения погрешности вычисления квадратурной составляющей тест-сигналов при использовании различных вариантов реализации преобразований Фурье, как и в случае исследования алгоритмов преобразования Гильберта, не наблюдалось, менялись форма зависимости и положение ее минимумов. Дальнейшие результаты исследования погрешности приведены для алгоритма быстрого прямого и обратного преобразований Фурье, реализованных в пакете *MatLab 6.0*. Погрешность также определялась как относительная разница в процентах между вычисленным квадратурным сигналом и идеальным теоретическим квадратурным сигналом от входного тест-сигнала. На рис. 3 приведены зависимости погрешно-

сти вычисления квадратурной составляющей сигнала с помощью преобразований Фурье при разных значениях количества периодов входного тест-сигнала  $P$ .

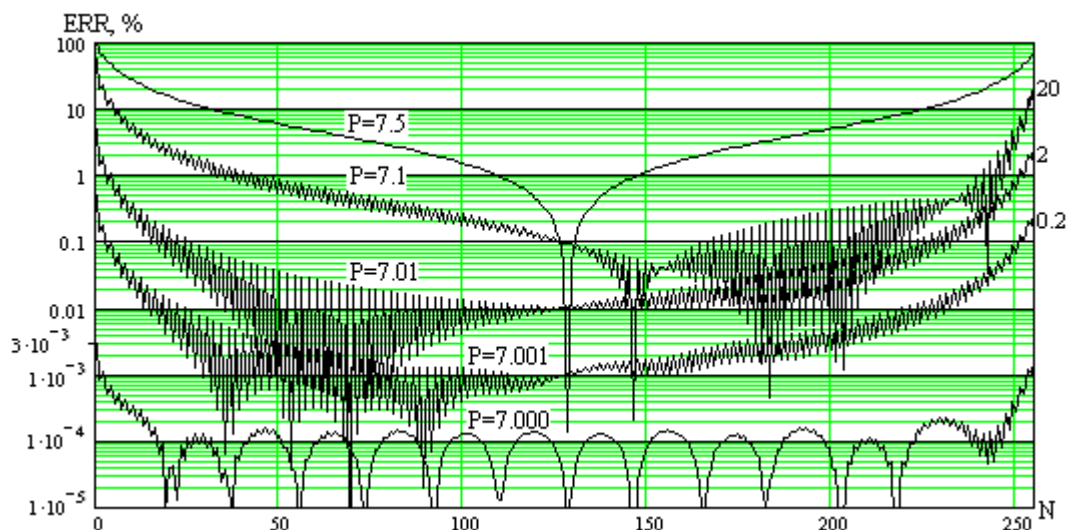


Рис. 3. Погрешность вычисления квадратурной составляющей сигнала с помощью прямого и обратного преобразований Фурье при различных  $P$

В отличие от погрешности вычисления квадратурной составляющей сигнала с помощью преобразования Гильберта, при использовании преобразований Фурье и целых значениях  $P$  от 3,0 до 13,0 получается наиболее точное вычисление квадратурной составляющей сигнала: максимальное значение погрешности вычисления в начальной точке соответствует 0,003 %, а в середине диапазона погрешность понижается до значений  $10^{-4}$ – $10^{-5}$  %. Максимальное значение погрешности соответствует нечетному числу полупериодов входного сигнала (на рис. 3 —  $P=7,5$ ): на краях диапазона погрешность стремится к значению 100 %. Изменение количества периодов входного тест-сигнала  $P$  с малым шагом между значениями 7,0–7,5 приводит к следующей зависимости: пропорционально близости количества периодов входного сигнала  $P$  к ближайшему целому числу, вся зависимость погрешности вычисления уменьшается и стремится в пределе к зависимости при  $P$ , равном целому числу (на рис. 3 —  $P=7,0$ ). Так значение погрешности вычисления квадратурной составляющей сигнала для последней точки последовательности при  $P=7,1$  составляет 20 %, при  $P=7,01$  составляет 2 %, при  $P=7,001$  составляет 0,2 %, и в пределе при  $P=7,0$  составляет  $1,1 \times 10^{-3}$  %.

Погрешность вычисления квадратурной составляющей сигнала с помощью преобразований Фурье, также как и в случае использования преобразования Гильберта, практически не зависит от количества точек входного сигнала (исследовалось поведение погрешности при  $N=64, 128, 256, 401, 501, 512, 1024$ ); лишь увеличивается время, необходимое для выполнения алгоритма расчета квадратурной составляющей сигнала. При изменении начальной фазы тест-сигнала увеличивается перепад значений погрешности в соседних точках, изменяется форма зависимости в середине диапазона, но края диапазона, определяющие максимальное значение погрешности вычисления, практически не изменяются.

На практике обеспечить целое число периодов измерительного сигнала ВАЦ с точностью  $\pm 0,01$  периода крайне трудно. Тем более при существовании возможности изменения количества периодов сигнала пользователем в любых пределах. Кроме того, отдельную сложную задачу представляет собой задача математического нахождения целого числа периодов сложного много-гармонического сигнала.

В общем случае возможно вычисление мнимой составляющей  $S$ -параметра по измеренной вещественной части как с использованием преобразования Гильберта, так и с использованием преобразований Фурье. Во-первых, необходимо определить аналитическое выражение, описывающее с требуемой точностью входной сигнал, пропорциональный вещественной части  $S$ -параметра. В частном случае применительно к задачам ВАЦ эта проблема была решена с помощью функций нелинейной многопараметрической минимизации суммы квадра-

тов ошибок результатов подбора коэффициентов модели входного сигнала. Для входных сигналов, имеющих место в гомодинных ВАЦ (рис. 1), модель задавалась в виде произведения (для ускорения процесса вычислений) двух сумм синусоид различных амплитуд, частот и начальных фаз. Общее количество параметров оптимизации в среднем составляло 180 штук. В 7% случаев алгоритм решение не находил. Среднее время вычисления аналитического выражения для входного сигнала составляло 11 с. Во-вторых, по известному аналитическому выражению необходимо сформировать достаточной длины начало и конец новой входной последовательности, в которой реально измеренные значения располагаются в середине. Затем необходимо провести вычисление квадратурной составляющей любым удобным методом для новой входной последовательности. В-третьих, отбросить точки, соответствующие вычисленным и добавленным значениям новой входной последовательности с большим уровнем погрешности вычисления квадратурной составляющей сигнала. Для сигналов гомодинного ВАЦ удалось получить уровень погрешности вычисления квадратурной составляющей по предложенной методике в пределах  $\pm 5\%$ . Из-за большого времени вычислений (порядка 12 с) данная методика не нашла практического применения. При проведении измерений S-параметров в режиме реального времени необходимо, чтобы время измерения параметров в заданном частотном диапазоне составляло порядка 1–2 с.

### **Методы коррекции погрешности определения квадратурной составляющей сигнала ВАЦ**

Механизмы образования ошибок вычисления квадратурной составляющей сигнала с использованием прямого и обратного дискретных преобразований Фурье те же, что и при вычислении спектров сигналов. Основной источник погрешности дискретного преобразования Фурье носит название "утечка мощности" [6, 13]. Утечка может происходить в двух направлениях. При вычислении мощности можно столкнуться с "вытеканием мощности" в спектральной полосе, что приведет к смещению оценок мощности в сторону уменьшения. Спектральная оценка может сместиться в сторону увеличения в результате "втекания мощности" от соседних гармоник сигнала. Так, для случая целого числа периодов входной синусоиды спектр сигнала представляет собой две гармоники в двух частотных точках  $f = \pm n \times b$ . Если к целому числу периодов синусоиды той же частоты добавить еще половину периода, то, спектральные составляющие синусоиды должны быть в точках  $f = \pm (n + 1/2) \times b$ , но вследствие дискретности представления информации происходит "вытекание" мощности из точки  $f_i = +(n + 1/2) \times b$  в две соседние точки  $f_i' = +n \times b$  и  $f_i'' = +(n + 1) \times b$ . Если бы имелась рядом другая синусоида с другой частотой, то мощность, которая "вытекла", и частоты  $f_i = +(n + 1/2) \times b$  добавились бы к мощности второй синусоиды — эффект "втекания мощности". Но при интегрировании по частотам среднеквадратичное значение остается неизменным [6]. Таким образом, утечки не будет происходить, если данные имеют только целые числа периодов. В случае измерительного сигнала ВАЦ частотные компоненты имеют случайные числа периодов и, следовательно, целое число периодов будет встречаться редко, т.е. утечка будет неизбежной. Конечность длины данных накладывает свои особенности на результаты преобразования Фурье. Ограничение длины данных равносильно наблюдению прямоугольного импульса с сигнальным наполнением, что приводит к временным разрывам. Вычисление преобразования Фурье равносильно приближению линейной комбинации синусов и косинусов к исследуемому сигналу. Явление Гиббса отражает тот факт, что при такой подгонке из-за разрывов всегда возникают паразитные колебания вида  $\sin(x)/x$ . Если разрывы предварительно сгладить или отфильтровать, то при подгонке ошибка, обусловленная конечностью входных данных, уменьшится. Существует множество коррекций преобразований Фурье и различных методов вычисления спектров сигналов, позволяющих изменить преобразование Фурье таким образом, что утечка сокращается до минимума во всех случаях. При этом происходит ухудшение разрешающей способности алгоритма по частоте и потеря ортогональности, что приводит к уменьшению степеней свободы [6]. Наиболее распространенными коррекциями преобразований Фурье являются следующие: фильтрация во временной области с помощью спектральных окон [4, 5, 8, 9], фильтрация в частотной области [4, 5, 13], усреднение по доменам для длинных рядов данных, при котором ряд данных разбивается на отрезки-

домены и по ним определяется спектр с коррекцией во временной или частотной областях [6, 7]. Известны также алгоритмы вычисления спектров сигналов, базирующиеся на построении модели, аппроксимирующей входной сигнал. Такие алгоритмы позволяют принимать более реалистичные допущения о данных вне окна наблюдения (в классических методах вычисления спектров данные вне окна наблюдения полагаются равными нулю). В результате устраняются искажения, связанные с эффектом утечки и явлением Гиббса. Степень улучшения спектрального разрешения и повышения достоверности спектральных оценок определяется соответствием выбранной модели анализируемому процессу, точностью аппроксимации входных данных параметрами моделей. К наиболее разработанным алгоритмам спектрального оценивания, базирующимся на модели входного сигнала, можно отнести следующие: авторегрессионное спектральное оценивание — алгоритмы блочной обработки данных — алгоритм Юла–Уолкера; алгоритм Берга; алгоритмы обработки последовательных данных — градиентные адаптивные алгоритмы; рекурсивные авторегрессионные алгоритмы наименьших квадратов; алгоритмы на основе решетчатых фильтров; спектральное оценивание на основе моделей авторегрессионскользящего среднего; спектральное оценивание по методу Прони; спектральное оценивание по методу Писаренко; спектральное оценивание по методу минимума дисперсии; спектральное оценивание, основанное на анализе собственных значений [7, 10, 11, 13].

В данной работе проводилось исследование метода коррекции преобразования Фурье с помощью временной фильтрации спектральным окном. Исследовался ряд спектральных окон, основные характеристики которых приведены в таблице.

**Характеристики окон**

№ п/п	Окно	Уровень боковых лепестков, дБ	Эквивалентная ширина полосы, точек
1	Прямоугольное	-13	1,00
2	Треугольное	-27	1,33
3	Хэннинга $\alpha=3$	-39	1,73
4	Хэмминга	-43	1,36
5	Хэннинга $\alpha=4$	-47	1,94
6	Валле-Пуссена	-53	1,92
7	Гаусса $\alpha=3$	-55	1,64
8	Гаусса $\alpha=3,5$	-64	1,90
9	Кайзера–Бесселя $\alpha=3,5$	-82	1,93
10	Блэкмана–Хэрриса	-92	2,00
11	Натголла $\alpha=3$	-98	1,80
12	Чебышева $\beta=150$	-150	1,39

Вследствие того что для определения квадратурной составляющей измерительного сигнала используются прямое и затем обратное преобразования Фурье и так как при интегрировании по частотам спектра Фурье среднеквадратичное значение сигнала остается неизменным [6], расширение основного лепестка фильтрующего окна намного в меньшей степени влияет на точность вычислений, чем уровень боковых лепестков окна. В общем случае стратегия выбора фильтрующего окна диктуется компромиссом между смещением из-за помех в области близких боковых лепестков и смещением из-за помех в области дальних лепестков окна. Например, если достаточно сильные компоненты сигнала расположены вблизи и на отдалении от слабой компоненты сигнала, следует выбирать окно с одинаковым уровнем боковых лепестков около главного лепестка. Если же имеется одна компонента с большим уровнем, удаленная от компоненты сигнала с более низким уровнем, следует использовать окно с быстро спадающим уровнем боковых лепестков, причем их уровень вблизи главного лепестка в данном случае не имеет большого значения. В случае существования только очень близких компонент сигнала необходимо выбирать окно с очень узким главным лепестком.

Исследования показали, что для измерительных сигналов гомодинного ВАЦ оптимальной корректирующей функцией спектрального окна является функция Кайзера–Бесселя порядка  $\alpha=3,5$ :



$$f(n) = \frac{I_0 \left[ 3.5\pi \sqrt{1 - \left( \frac{2n}{N} \right)^2} \right]}{I_0[3.5\pi]}, \quad (3)$$

где  $I_0(x)$  — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;  $N$  — число отсчетов преобразования Фурье.

Зависимость погрешности вычисления квадратурной составляющей измерительного сигнала с помощью скорректированного прямого и обратного преобразований Фурье исследовалась при тех же условиях, что и в предыдущих случаях. На рис. 4 приведены аппроксимированные "огibaющие" зависимости погрешности вычисления квадратурной составляющей сигнала при разных значениях количества периодов входного тест-сигнала  $P$ .

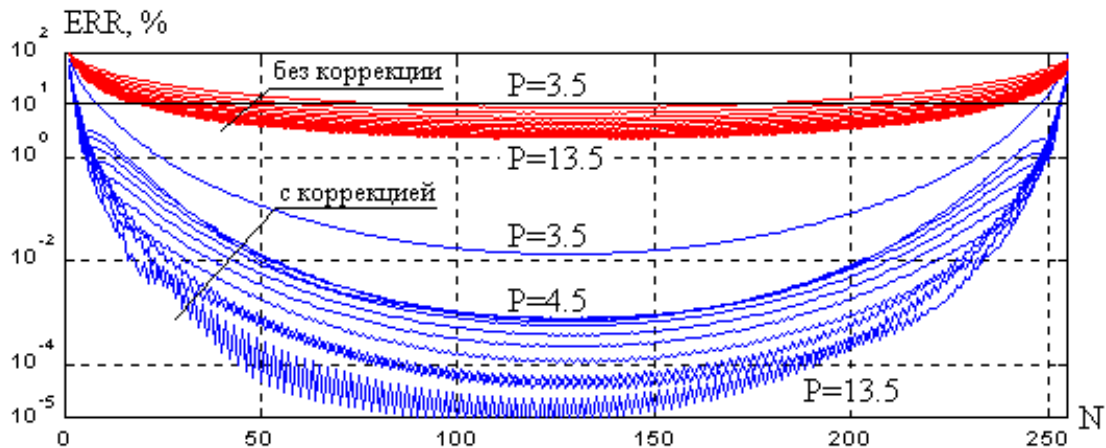


Рис. 4. Погрешность вычисления квадратурной составляющей сигнала с помощью скорректированных прямого и обратного преобразований Фурье при различных  $P$

Для преобразования Фурье без коррекции и с коррекцией окном Кайзера–Бесселя погрешность определялась для худших случаев:  $P$ , кратное нечетному числу полупериодов входного сигнала от 3,5 до 13,5. Введение коррекции практически исключило эффект минимизации погрешности определения квадратурной составляющей при целом числе периодов входного сигнала и эффект зависимости уровня погрешности от степени близости числа периодов входного сигнала к ближайшему целому значению, имевших место в некорректированном алгоритме с использованием преобразований Фурье. С использованием коррекции при любом значении количества периодов входного сигнала на краях диапазона погрешность стремится к 100%. Коррекция существенным образом изменила поведение погрешности в середине диапазона и резко увеличила крутизну изменения погрешности на краях диапазона. В результате уменьшилось количество точек  $K$ , которые необходимо отбросить для обеспечения уровня погрешности меньше заданного значения. На рис. 5. приводятся зависимости количества отбрасываемых точек  $K$  для уровня заданной погрешности 10% в зависимости от количества периодов входного сигнала для алгоритма вычисления квадратурной составляющей сигнала с использованием преобразований Фурье с коррекцией спектральным окном Кайзера–Бесселя и без коррекции.

При отсутствии коррекции преобразования Фурье, используемые для определения квадратурной составляющей сигнала, позволяют получить практически нулевую погрешность вычислений только для  $P$ , кратных целым значениям; при  $P$ , кратных нечетному количеству полупериодов входного сигнала возникает максимум зависимости погрешности. При использовании коррекции преобразований Фурье спектральным окном Кайзера–Бесселя, исчезают точки нулевой погрешности вычисления; существенно уменьшается вся зависимость погрешности от  $P$ . Для двух случаев характерно увеличение погрешности при малых значениях  $P$ . Использование коррекции Кайзера–Бесселя позволяет отбрасывать только 4–5 точек в начале и в конце входной последовательности при обеспечении уровня погрешности менее 10%. Причем погрешность 10% будет присуща только первым крайним точкам, далее погрешность уменьшается, для вторых точек на краях погрешность составляет 7%, для третьих — 3,5%, и уже для пя-

тых точек — менее 1 %. Уровень погрешности вычисления практически не зависит от количества точек входного сигнала (исследовалось поведение погрешности при  $N=64, 128, 256, 401, 501, 512, 1024$ ). Изменение начальной фазы тест-сигнала увеличивает перепад уровней погрешности соседних точек, изменяет форму зависимости в середине диапазона, но на краях диапазона, определяющих максимальное значение погрешности вычисления, практически не изменяют форму зависимости погрешности вычисления квадратурной составляющей сигнала. Таким образом, выполняется условие применимости коррекции для построения гомодинных ВАЦ коротковолновой части миллиметрового диапазона длин волн с вычислением мнимой составляющей измерительного сигнала.

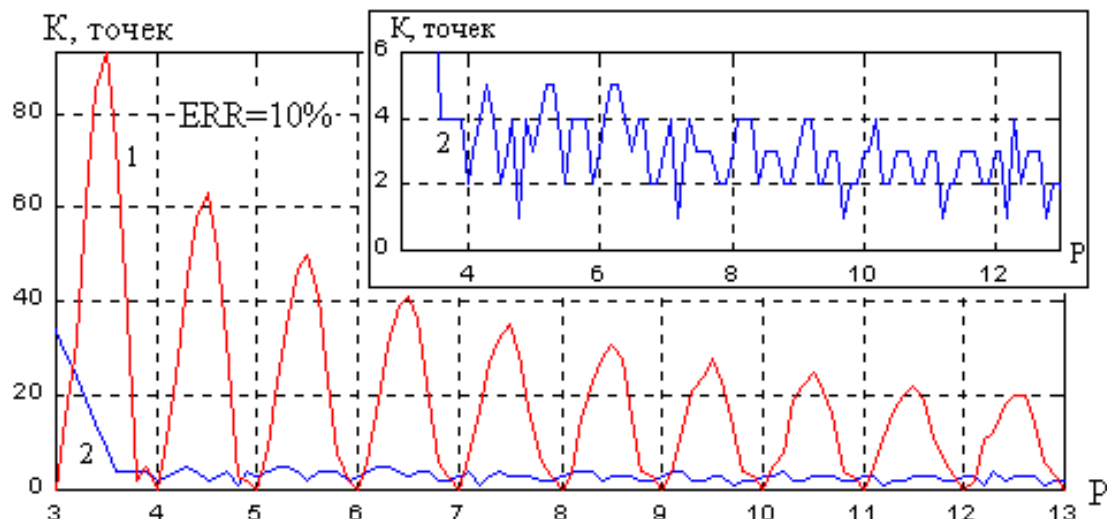


Рис. 5. Зависимость количества отбрасываемых точек  $K$  от количества периодов входного сигнала  $P$  при уровне ошибки  $ERR=10\%$ : 1 — не скорректированные преобразования Фурье, 2 — скорректированные преобразования Фурье

Использование других корректирующих спектральных окон (с меньшим уровнем боковых лепестков) позволяет еще уменьшить количество отбрасываемых точек  $K$ . Например, использование окна Чебышева при контрольном уровне погрешности  $ERR=1\%$  позволяет обеспечить  $K=7$  точкам, а рассмотренное окно Кайзера–Бесселя только  $K=15$  точек. Но при уменьшении количества периодов входного сигнала  $P$  резкий рост погрешности вычисления для окна Кайзера–Бесселя начинается при  $P_{\text{MIN}}=3,6$ , а для окна Чебышева — при  $P_{\text{MIN}}=5,6$ , что неприемлемо для использования в ВАЦ, так как при этом уменьшается минимальный диапазон анализа  $S$ -параметра для заданной разности электрических длин измерительного и опорного каналов СВЧ тракта ВАЦ. Ограничение максимального количества периодов входного сигнала  $P_{\text{MAX}}=12-14$  периодов связано с тем, что при общем количестве точек  $N=256$  на каждый период приходится порядка 20 информационных точек; при уменьшении количества информационных точек на период входного сигнала увеличивается погрешность вычислений модуля и фазы исследуемого  $S$ -параметра за счет потери информационных составляющих при дискретном представлении измерительного сигнала.

Применение корректирующих механизмов с алгоритмами вычисления мнимой составляющей  $S$ -параметра позволило создать простые (с точки зрения СВЧ измерительного тракта) гомодинные ВАЦ со следующими метрологическими характеристиками:

- диапазон измерения модуля  $S_{21}$  и  $S_{12}$  от +30 до -60 дБ;
- диапазон измерения фазы  $S_{21}$  и  $S_{12}$  от  $0^\circ$  до  $360^\circ$  или от  $-180^\circ$  до  $+180^\circ$ ;
- основная погрешность измерения модуля  $S_{21}$  и  $S_{12}$  составляет  $\delta=\pm(0,1+0,03|S_{21(12)}|)$ , дБ;
- основная погрешность измерения фазы  $S_{21}$  и  $S_{12}$  составляет  $\delta=\pm(2,5+0,1|S_{21(12)}|)$ ,  $^\circ$ дБ.

## Заклучение

Исследование возможностей методов коррекции поведения погрешности вычисления квадратурной составляющей сигнала показало, что с помощью коррекции спектральным окном удастся уменьшить ошибку вычисления. Рассмотрены другие подходы к коррекции вычислений для классических методов и специализированные алгоритмы определения квадратурной составляющей сигнала.

## FEATURES OF HILBERT TRANSFORMATION USAGE IN VECTOR NETWORK ANALYZERS OF MILLIMETER-WAVE BAND

A.B. DZISIAK

### Abstract

Computing features of various algorithms of definition of a quadrature component of a measuring signal, that are used at the creation of vector network analyzers for millimeter-wave band with the simplified measuring microwave section are investigated.

### Литература

1. Гусинский А.В., Кострикин А.М., Дзисяк А.Б., Хруц П.С. // Изв. Белорус. инж. акад. 1999. № 1 (7)/1. С. 41–44.
2. Гусинский А.В., Дзисяк А.Б., Хруц П.С., Белошицкий А.П., Кострикин А.М., Ворошень А.В. // Материалы XI МНТК "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии". Крым, сентябрь, 2001, С. 345–348.
3. Кострикин А.М., Дзисяк А.Б., Хруц П.С., Гусинский А.В. // Материалы XI МНТК "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии". Крым, сентябрь, 2001, С. 749–753.
4. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Ч. 1. М., 1971.
5. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Ч. 2. М., 1972.
6. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. Ч. 1. М., 1982.
7. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. Ч. 2. М., 1983.
8. Наттолл А.Х., Картер Дж.К. // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9. С. 243–255.
9. Хэррис Ф.Дж. // ТИИЭР. 1978. Т. 66, № 1. С. 60–96.
10. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. М., 1979.
11. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М., 1978.
12. Брейсуэлл Р. Преобразование Хартли. Теория и приложения. М., 1990.
13. Марпл–мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М., 1990.