

УДК 621.372.512

DOI: 10.22213/2413-1172-2025-2-88-102

Метрологические требования к измерителю импеданса для дискретных согласующих антенных устройств вычислительного типа

А. А. Извольский, кандидат технических наук, 18-й Центральный научно-исследовательский институт Министерства обороны Российской Федерации, Москва, Россия

Одним из условий реализации измерительно-вычислительных способов настройки дискретных согласующих антенных устройств является установление зависимостей между точностью измерения параметров антенны на рабочей частоте и качеством ее согласования за предельно короткий промежуток времени. Приоритетная задача состоит в регламентации номенклатуры измеряемых величин, диапазонов их значений, алгоритмов обработки измерительной информации, выполняемой вычислительным компонентом измерительной системы, и разработке требований к точности измерения. Результаты анализа используемых методов измерения импедансов позволили выбрать для измерения в ДКМВ-диапазоне метод RFI-V (амперметра-вольтметра), обеспечивающий наилучшую точность в требуемом для практики широком диапазоне импедансов. В частности, этот метод применяется в перспективных измерительных устройствах компании Agilent, обеспечивая лучшие характеристики в сравнении с векторными анализаторами цепей. Детализировано измерительная система на основе метода RFI-V включает в себя прецизионный коаксиальный порт для точного измерения импеданса в заданном диапазоне частот. В статье описана процедура однопортовой калибровки измерителя для снижения систематических ошибок, и варианты включения в нем вольтметра и амперметра для измерений низких и высоких значений импеданса. Учтено влияние на точность измерения широкополосных трансформаторов с низкими потерями, которые ограничивают снизу диапазон рабочих частот и оказывают искажающее влияние на цепь, в которой проводится измерение. Представлена методика синтеза требований к двум схемам измерителя импеданса для согласующих антенных устройств вычислительного типа, получены соответствующие расчетные выражения, с помощью которых может быть определен динамический диапазон и допустимые значения погрешности. В частности, показано, что измеритель для согласующих антенных устройств должен измерять импедансы, соответствующие значениям коэффициента стоячей волны до 1000...2000. При построении измерителя параметров импеданса целесообразно перенести измерительные сигналы на промежуточную частоту звукового диапазона 2...10 кГц. Звуковые сигналы могут быть оцифрованы 24-битным аналого-цифровым преобразователем и прошлифованы цифровым фильтром с достаточно узкой полосой – порядка 100 Гц. Динамический диапазон неискаженного 20-битного квантования составляет 120 дБ; этой величины достаточно для обеспечения требуемой точности.

Ключевые слова: согласующее антенное устройство, измеритель импеданса антенны, метрологические требования, динамический диапазон измерения, допустимая погрешность измерения.

Введение

В настоящее время в связи с внедрением помехозащищенных видов связи в ДКМВ-диапазоне ставится задача повышения быстродействия согласующих антенных устройств (САУ). Самыми перспективными по скорости согласования являются алгоритмы настройки САУ вычислительного типа [1–3]. Использование цифровых технологий диктует построение силовых контуров на основе дискретных наборов реактивных элементов: индуктивных, емкостных или отрезков длинных линий, позволяющих быстро обеспечить требуемый уровень согласования усиленного тракта с антенной при их простом управлении. Несомненно, вычислительный способ может быть реализован только в случае точного измерения импеданса антенны на рабочей частоте.

Такие методы настройки САУ правильнее называть измерительно-вычислительными (Кот М. А., Катц А. А. Виды алгоритмов настройки антенно-согласующих устройств. 2017), [4].

В современных системах радиосвязи с большим числом частотных каналов, которое может достигать нескольких тысяч, переборный способ согласования становится неудобным в применении из-за длительного времени настройки, так как процедуру поиска необходимо повторить для каждой используемой частоты. В этой связи актуальной становится разработка альтернативных методов настройки, основанных, например, на быстром поиске геометрической близости точек [5].

В некоторых публикациях [6] ошибочно утверждается, что измерительно-вычислительные методы настройки САУ практически не нашли

применения в серийных устройствах. Причины – отсутствие высокоточных моделей силовых контуров и измерителей импеданса, обеспечивающих требуемую точность в широком диапазоне сопротивлений нагрузки.

Основной проблемой эксплуатации ДКМВ-радиостанций малой и средней мощности на подвижных объектах связи является то, что параметры используемых электрически коротких антенн сильно зависят от условий развертывания и имеют высокую степень изменчивости. Эта нестабильность требует неоднократного проведения процедуры согласования. К тому же в современных средствах ДКМВ-радиосвязи прослеживается тенденция к увеличению числа заранее подготовленных каналов за счет наличия режимов автоматической установки соединения и псевдослучайной перестройки рабочей частоты. В этом случае настройка антенны при изменении условий ее развертывания поисковым способом становится проблематичной. Помимо этого режим поискового согласования сопровождается множественными переключениями коммутационных элементов, что значительно снижает их ресурс, а чрезмерная продолжительность этого процесса является серьезным демаскирующим фактором.

Таким образом, отличительной особенностью современных быстродействующих САУ является наличие измерителя импеданса на входе силового контура или антенны, информация с которого поступает в решающее устройство, где принимается решение об установке таких комбинаций силового контура, при которых обеспечивается оптимальное решение задачи согласования [7]. Вопрос требований к измерителю в литературе, посвященной автоматическому согласованию антенн [8, 9], глубоко не исследовался по причине преобладания САУ поискового и комбинированного типа. Тем не менее множество вариантов технического построения измерителей можно найти в описаниях патентов, например, RU148205 U1 (16.06.2014); RU 2024107353C1 (18.03.2024); RU 2312367 C1 (01.08.2006); RU 181435 U1 (28.11.2017), и статьях [10–13].

Сделаем отступление в сторону САУ с комбинированным способом настройки. Эти способы широко применяются порядка двух десятилетий и лучшим образом подходят для двухэлементных Г-образных силовых контуров. Их отличительная особенность заключается в том, что один орган настраивается поисковым способом, а второй – вычислительным. При этом используются датчики-компараторы активного

сопротивления, активной проводимости и датчик модуля коэффициента отражения или коэффициента стоячей волны. Особенность, способствующая успеху, заключается в том, что по мере приближения сопротивления согласованной нагрузки к целевому номинальному значению сужается требуемый диапазон измерений и повышается точность, и главное – не требуется датчик фазы.

Оптимальным с точки зрения времени согласования ресурса коммутационных элементов и демаскирования передатчика является измерительно-вычислительный способ настройки САУ. При использовании современных процессоров время расчета номиналов силового контура будет на несколько порядков меньше, чем время коммутации электромагнитных реле. Однако широкое внедрение данного способа сдерживается в силу ряда причин. Главными из них являются низкая точность применяемых измерителей импеданса, наличие паразитных параметров, искажающих результаты измерения и вносящих систематическую погрешность, а также сложность определения знака реактивной составляющей импеданса нагрузки.

Основными задачами разработки автоматических измерительных систем для антенн ДКМВ-диапазона является повышение точности, объективности и скорости измерительного процесса и, как следствие, поиск новых методов обработки информации с применением микропроцессоров.

В рамках проводимых исследований сформулирована следующая гипотеза: существует возможность реализации процесса автоматического согласования передатчика (приемника) с антенной в беспереборном режиме за счет сочетания измерительно-вычислительного алгоритма с применением (по методу) быстрого поиска геометрической близости точек и адекватной физическим параметрам математической модели трансформирующих свойств дискретного силового контура САУ.

Цель исследования – разработать методику синтеза метрологических требований к измерителям импедансных характеристик антенн, необходимых для реализации измерительно-вычислительных способов настройки дискретных согласующих антенных устройств, в том числе установить зависимости между требуемой точностью измерения параметров антенн на рабочей частоте и заданным (достигаемым) качеством ее согласования, что делает проведение исследований востребованным и актуальным.

Исходные данные для измерительной задачи

Целью измерений является определение значений входного импеданса антенны с улучшенной скоростью и точностью для последующего поиска комбинации органов согласования силового контура. В данной системе измерения следует проводить в реальном времени в опорной плоскости тестируемой антенны либо во входной плоскости силового контура САУ.

Импедансы тестируемых антенн на рабочих частотах могут быть установлены в различных форматах: импеданс Z_{load} (состоящий из $R \pm jX$) и коэффициент отражения Γ_{load} (как комплексное число по величине и фазе).

Исходными данными для проектирования измерителя параметров импеданса являются антенны. Анализ позволяет выделить следующие основные виды мобильных антенн, используемых для работы в ДКМВ-диапазоне: штыревая типа наклонного луча, наклонный симметричный вибратор (диполь), Т-образная, наклонная V-образная, антенна зенитного излучения, бегущей волны, λ -образная и др. (Бабков В. Ю., Муравьев В. Ю. Основы построения устройств согласования антенн. 1980). Импедансные характеристики этих антенн определяют пределы, в которых должен функционировать измеритель, обеспечивая требуемую точность в диапазоне рабочих частот. Зависимости импеданса (действительной и мнимой частей) и коэффициента стоячей волны ($K_{c.b}$) от частоты для двух наиболее часто используемых антенн

(штыревой и типа наклонного луча) показаны на рисунках 1 и 2 [14]. Из графиков следует, что зависимости входного импеданса, а также $K_{c.b}$ от частоты имеют сложный вид, а значения $K_{c.b}$ достигают значений 2000...8000 на нижней частоте диапазона $f_n = 1,5$ МГц и 1000...2000 – на частоте $f_n = 3,0$ МГц. Измеритель, применяемый в САУ с вычислительным способом согласования, должен удовлетворять этим требованиям.

Мерой качества согласования служат коэффициент стоячей волны $K_{c.b}$, модуль коэффициента отражения, который связан с $K_{c.b}$ формулой $|\dot{\Gamma}| = (K_{c.b} - 1)/(K_{c.b} + 1)$, или возвратные потери (ReturnLoss) $RL(\text{дБ}) = 20 \log_{10}(1/|\dot{\Gamma}|)$. Заметим, что при $K_{c.b} = 1999$ модуль коэффициента отражения $|\dot{\Gamma}| = 0,999$, $RL = 0,0087$ дБ. Забегая вперед, отметим, что эти цифры достижимы на практике.

Практические рекомендации по построению измерителя

При практической реализации измерителя, построенного на мостовом датчике, в составе передающей радиостанции потребуется осуществлять коммутацию в фидерном тракте для его подключения. Это обстоятельство не является определяющим, тем не менее было бы удобнее, если бы измерительные датчики были установлены в сам фидер и не требовали дополнительной коммутации.

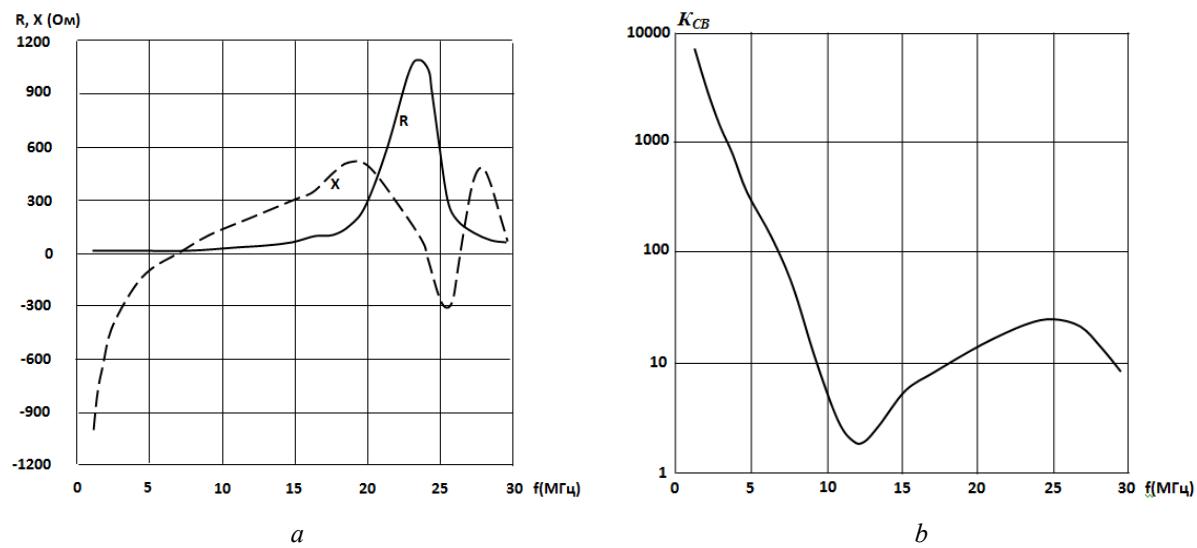


Рис. 1. Зависимость активного и реактивного сопротивлений (а) и коэффициента стоячей волны (б) штыревой антенны АШ-4 от частоты

Fig. 1. Dependence of the active and reactive resistances (a) and the Whip antenna ASh-4 standing wave ratio (b) on the frequency

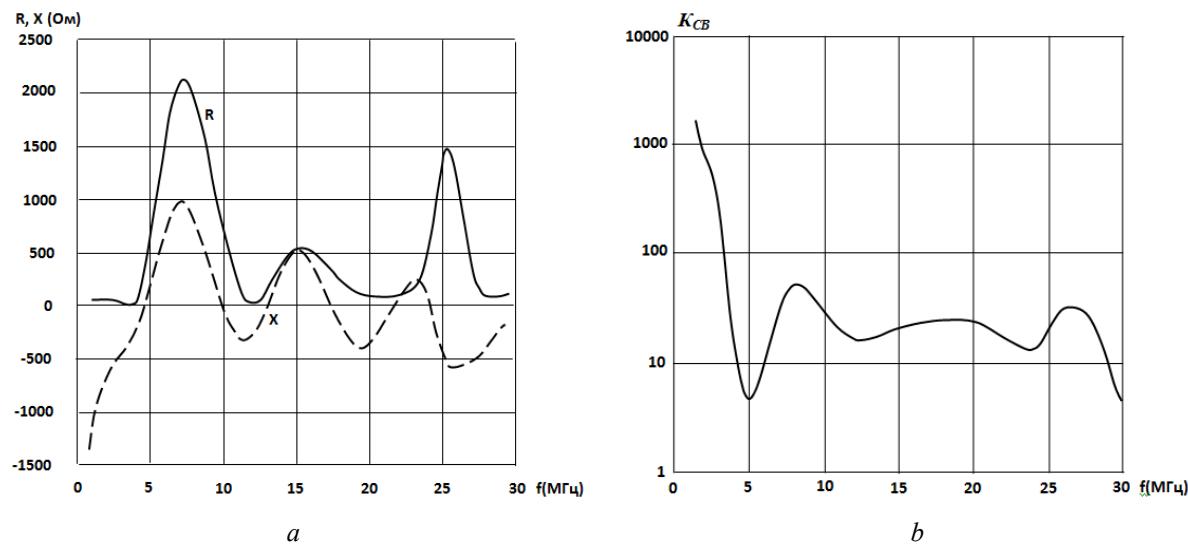


Рис. 2. Зависимость активного и реактивного сопротивлений (а) и коэффициента стоячей волны (б) антенны типа наклонного луча от частоты

Fig. 2. Dependence of the active and reactive resistances (a) and tilt beam antenna standing wave ratio (b) on the frequency

Основное преимущество мостового измерителя заключается в хорошей нескорректированной направленности, которая может быть лучше 40...50 дБ. После проведения векторной однопортовой калибровки направленность может быть повышена до 60...75 дБ.

Мостовые измерения проводятся при низком уровне сигнала – порядка 0 дБм. Резистивный мост имеет собственные потери 12 дБ. При этом нет возможности подавать на него сигналы большого уровня, и, следовательно, нет простого способа противодействия влиянию мешающих воздействий из эфира.

С помощью направленных ответвителей, а также мостов удобно измерять комплексный коэффициент отражения. При его измерениях уровень падающей волны практически не меняется, и, следовательно, динамический диапазон измерений в основном зависит от измерения уровня отраженной волны.

В случае согласованной нагрузки сигнал отраженной волны имеет низкий уровень (теоретически равен нулю), что затрудняет изменение его фазы. По этой причине в ДКМВ-диапазоне датчики тока и напряжения имеют небольшое преимущество.

В реальных усилительных трактах выходное сопротивление меняется в зависимости от рабочей частоты, напряжения питания и входного сопротивления фильтра гармоник. Для обеспечения постоянства внутреннего сопротивления источника сигнала W при осуществлении измерений параметров антенны между выходом передатчика и выходом САУ следует включить ре-

зистивный аттенюатор с достаточно значительным затуханием. Это обеспечит устойчивое функционирование передатчика при произвольном сопротивлении нагрузки в процессе изменения ее параметров и исключит необходимость понижения уровня выходной мощности до допустимого значения по условиям безопасной коммутации элементов дискретного силового контура.

При построении датчиков, включаемых в фидерную линию, возможны два подхода: либо это должен быть направленный ответвитель, измеряемый уровня падающей и отраженной волны, либо датчики тока и напряжения в линии. В ДКМВ-диапазоне датчики подобного рода могут быть построены на широкополосных трансформаторах. Для обеспечения возможности качественной калибровки эти устройства должны иметь достаточно высокую нескорректированную направленность – порядка 40 дБ.

Целью измерений является определение значений входного импеданса антенны с улучшенной скоростью и точностью для последующего поиска комбинации органов согласования силового контура. В данной системе измерения следует проводить в реальном времени в опорной плоскости тестируемой антенны либо во входной плоскости силового контура САУ.

При измерениях параметров антенн также стоит учитывать возможные помехи, которые могут влиять на точность измерения. Для устранения мешающих воздействий следует, по возможности, применять дополнительную фильт-

рацию и перенос измерительных сигналов на промежуточную частоту.

При проектировании подобных устройств целесообразно использовать такие датчики, которые обеспечивают возможность определения параметров антенны во всем рабочем диапазоне частот САУ с уже известной погрешностью. Эта погрешность, в свою очередь, неразрывно связана с диапазоном измеряемых значений: чем шире диапазон, тем сложнее обеспечить точность измерений.

Задача синтеза требований к измерителю параметров импеданса для САУ вычислительного типа состоит в определении его динамического диапазона и допустимой погрешности измерений для обеспечения требуемого качества согласования, задаваемого допустимым значением коэффициента стоячей волны $K_{\text{с.в. доп.}}$.

Способы измерения импеданса

В настоящее время существует ряд методов измерения импеданса. Достаточно подробное изложение экспериментальных методик измерения импеданса и их реализации можно найти в многочисленных литературных источниках, например, *The Impedance Measurement Handbook. A Guide to Measurement Technology and Techniques*: Agilent Technologies Co. Ltd, 2006 и др. Каждый из методов обладает рядом достоинств и недостатков. Выбор зависит от конкретных требований к измерителям, в частности, от частотного диапазона, точности измерения и присторы проведения эксперимента. Разработчику приходится искать компромисс, поскольку в одном методе невозможно совместить все возможности. С развитием цифровых корреляционных измерительных систем, таких как анализаторы частотного спектра, стало возможным проводить измерения импеданса с хорошей точностью в очень широком частотном интервале – от долей герца до десятков мегагерц.

Можно выделить шесть наиболее часто используемых методов измерения импеданса:

- мостовые (мост Уитстона, мост Шеринга и др.);
- резонансный метод (метод подстройки);
- метод $I-V$ – неизвестный импеданс Z_x рассчитывается из известных величин напряжения и силы тока. Сила тока определяется по показаниям вольтметра, подключенного параллельно с резистором с точно известным малым сопротивлением;
- метод $RFI-V$ – методы $RFI-V$ и $I-V$ основаны на одном принципе, но практически осуществляются по-разному. При реализации метода

$RFI-V$ используется измерительная цепь с подобранными сопротивлениями $W = 50 \Omega$ и прецизионный коаксиальный порт для работы на высоких частотах. Различают два типа расположения вольтметра и амперметра, которые применяются для измерений низких и высоких значений импеданса;

• метод векторного анализатора цепей – предполагает измерение коэффициента отражения, который определяется путем измерения отношения падающего сигнала к отраженному. Для сепарации сигналов применяется направленный ответвитель (в ДКМВ-диапазоне трансформаторный) или мост. Метод пригоден для использования в диапазоне более высоких частот, предполагает проведение векторной калибровки;

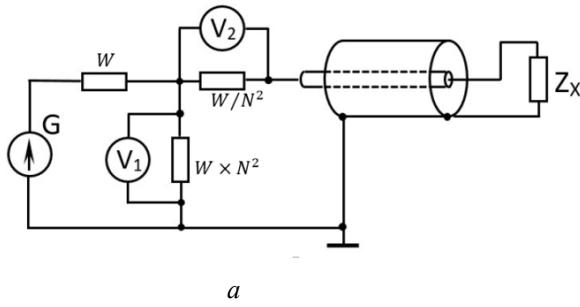
• метод моста с компенсационной схемой (*autobalancing bridge*), который позволяет уменьшить нижнюю границу частотного диапазона до величины около 10 Гц. Этот метод не предполагает проведение векторной калибровки измерителя, обладает хорошей точностью.

Для приложений, связанных с измерением импеданса электрически коротких антенн ДКМВ-диапазона можно выделить три метода: $RFI-V$, $I-V$ и векторного анализа цепей. Отмеченные методы обладают хорошей точностью и предполагают проведение векторной калибровки, что позволит исключить систематическую погрешность. Метод векторного анализатора цепей имеет несколько меньшие пределы измерения по модулю сопротивления – до $1,5\dots 2,5 \text{ к}\Omega$. Методы $RFI-V$ и $I-V$ основаны на одном принципе, но практически осуществляются по-разному.

Принцип измерения этих измерителей импеданса основан на анализе прохождения тестового сигнала с заданной частотой через antennу, обладающую комплексным сопротивлением, и последующем фазочувствительном сравнении с опорным напряжением. Напряжение рабочей частоты с внутреннего генератора подается на antennу и на ней измеряется. Ток, протекающий через antennу, с помощью внутреннего преобразователя преобразуется в напряжение. Измерение отношения этих двух напряжений дает полное входное сопротивление antennы.

При реализации метода $RFI-V$ используется измерительная цепь с подобранным сопротивлением (50Ω) и прецизионный коаксиальный порт для работы на высоких частотах. Известны два варианта построения измерителей с различ-

ным типом расположения вольтметра и амперметра, которые применяются для измерений низких и высоких значений импеданса. На практике измерительные резисторы заменяют



a

*Рис. 3. Схемы измерителей, реализующие радиочастотный метод RFI-V:
a - для измерения высоких значений импеданса; b - для измерения низких значений импеданса*

Fig. 3. Measuring circuits implementing the RFI-V method: a - high impedance type; b - low impedance type

При анализе схемы *a* легко заметить, что амперметр будет измерять истинный ток в тестируемом устройстве, а вольтметр покажет сумму падения напряжения на измеряемом сопротивлении и на амперметре: $U_{\text{изм}} = U_{ZX} + U_{PI}$.

Относительная ошибка будет тем меньше, чем больше модуль измеряемого сопротивления. Если значение измеряемого импеданса соизмеримо с сопротивлением амперметра, ошибка может быть значительной. Таким образом, данная схема применима для измерения больших модулей импеданса (в сравнении с сопротивлением амперметра). Импеданс определяется по формуле $Z_x = W \left(\frac{PV_1}{PV_2} - \frac{1}{N^2} \right)$, где N – соотношение витков обмоток трансформатора; PV_1 и PV_2 – показания вольтметров с учетом наличия трансформаторов.

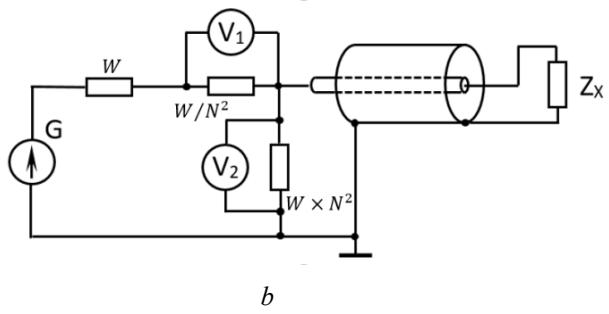
В схеме *b* вольтметр покажет истинное напряжение на измеряемом сопротивлении, а амперметр покажет сумму токов, проходящих через измеряемое сопротивление и через вольтметр: $I_{\text{изм}} = I_{ZX} + I_{RV}$.

Относительная ошибка измерения будет тем меньше, чем меньше измеряемое сопротивление (по отношению к сопротивлению вольтметра). Таким образом, для измерения малых сопротивлений необходимо включать вольтметр после амперметра. Импеданс в этой схеме определяется по формуле $Z_x = W \left(\frac{PV_1}{PV_2} - \frac{1}{N^2} \right)$.

Важно понимать, что, имея очень точные амперметр и вольтметр, можно получить большую погрешность измерения, если неправильно вы-

одинаковыми широкополосными трансформаторами с низкими потерями.

Рассмотрим эти два варианта измерителей, схемы которых представлены на рисунке 3.



b

брать схему включения приборов. Этую погрешность называют погрешностью метода измерения. Для измерения импеданса электрически коротких антенн лучшим образом подходит вариант схемы *b*.

Структурное построение измерителя параметров импеданса

Структурно измеритель параметров импеданса (или комплексного коэффициента отражения) включает две основные части: датчики (первичные преобразователи) и детекторы или аналого-цифровые преобразователи (АЦП) (измерительные преобразователи). В качестве датчиков могут быть применены различные решения:

- преобразователи тока, напряжения и угла фазового сдвига между ними;
- преобразователи падающей и отраженной волн.

Для определения параметров импеданса антенны в составе САУ могут быть использованы различные комбинации этих датчиков, позволяющие рассчитать комплексное сопротивление (проводимость) антennы на рабочей частоте. Вне зависимости от выбранного решения детекторная часть измерителя будет содержать не менее двух детекторов переменного напряжения или АЦП. К дальнейшему рассмотрению предлагается наиболее качественный с точки зрения реализации способ измерения тока и напряжения в фидерной линии подключения антennы, а также сдвига фазы между ними, основанный на методе векторного вольтметра [15]. При этом отношения амплитуд и разностей фаз измеряются на низких частотах. В низкочастотный диапазон зондирующие сигналы переносятся после гетеродинирования с помощью смесителей.

Данный метод измерения используют стандартный способ гетеродинного понижения частоты зондирующего сигнала. Структурная схема измерителя на основе векторного вольтметра

представлена на рисунке 4 (Анализ современных автоматических методов измерения на СВЧ / А. Ю. Николаенко, А. А. Львов, П. А. Львов, Н. И. Мельникова. 2017).

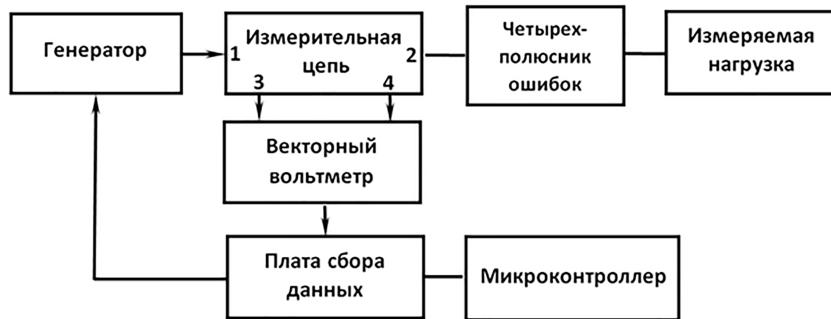


Рис. 4. Структурная схема измерителя на основе векторного вольтметра

Fig. 4. Block diagram of a meter based on a vector voltmeter

Параметры импеданса антенны или комплексного коэффициента отражения определяются с помощью векторного измерителя комплексных отношений: напряжения к току или уровня отраженной волны к уровню падающей, выделенных с помощью направленных ответвителей. Как показали исследования, векторная калибровка таких датчиков устраняет алгоритмическую составляющую неопределенности измерения, связанную с неидеальностью датчиков, однако при этом присутствует зависимость погрешности измерения и диапазона измеряемых величин от параметров датчиков. Связано это с некоторой методологической особенностью такого способа измерения [16].

Краткое описание метода векторной калибровки

В работах Дж. Дансмора, В. Г. Губы, А. А. Шаумэрамана, А. А. Ладура описывается метод измерения комплексного коэффициента отражения на основе векторного измерителя отношений сигналов, в качестве которого использован логарифмический индикатор. В схеме, представленной на рисунке 3, генератор подключен к первому полюсу измерителя, объект измерения – ко второму, а третий и четвертый полюсы используются в качестве индикаторных каналов.

Показание индикатора может быть выражено следующим образом [17, 18]:

$$\dot{N} = \frac{\dot{A} + \dot{B} \times \dot{\Gamma}_x}{1 + \dot{C} \times \dot{\Gamma}_x}, \quad (1)$$

где $\dot{\Gamma}_x$ – комплексный коэффициент отражения от измеряемой нагрузки, подключенной ко второму

порту измерителя; \dot{A} , \dot{B} , \dot{C} – некоторые эквивалентные параметры, характеризующие измеритель.

Эквивалентные параметры находятся на этапе калибровки путем подключения трех мер с известными значениями измеряемого параметра $(\dot{\Gamma}_1, \dot{\Gamma}_2, \dot{\Gamma}_3)$ и формирования системы уравнений

$$\begin{cases} \dot{A} + \dot{B}\dot{\Gamma}_1 - \dot{N}_1\dot{\Gamma}_1\dot{C} = \dot{N}_1 \\ \dot{A} + \dot{B}\dot{\Gamma}_2 - \dot{N}_2\dot{\Gamma}_2\dot{C} = \dot{N}_2 \\ \dot{A} + \dot{B}\dot{\Gamma}_3 - \dot{N}_3\dot{\Gamma}_3\dot{C} = \dot{N}_3 \end{cases}. \quad (2)$$

Решение этой системы позволяет определить эквивалентные параметры \dot{A} , \dot{B} , \dot{C} . Из выражения (1) по показанию индикатора определяется значение измеряемой нагрузки, подключенной ко второму порту 8-полюсника, с учетом калибровки:

$$\dot{\Gamma}_x = \frac{\dot{N} - \dot{A}}{\dot{B} - \dot{N}\dot{C}} = \frac{\dot{\Delta}\dot{N} - \dot{\Delta}_1}{\dot{\Delta}_2 - \dot{\Delta}_3\dot{N}}, \quad (3)$$

где $\dot{\Delta}$ – определитель системы уравнений (2); $\dot{\Delta}_i$ ($i=1, 2, 3$) – определители, полученные из $\dot{\Delta}$ заменой i -го столбца на столбец свободных членов (2).

Очевидно, что значения и соотношение параметров измерителя должны быть такими, чтобы система измерительных уравнений не была вырожденной или плохо обусловленной. В случае вырожденной системы ($\Delta = 0$) эквивалентные параметры не могут быть определены однозначно, и в целом система будет иметь множество решений, а измеритель не будет подходить

для измерений комплексного коэффициента отражения. В случае плохо обусловленной системы определитель не равен нулю, но число обусловленности Δ^{-1} достаточно велико. Несмотря на то, что такие системы имеют единственное решение, на практике искать это решение часто не имеет смысла. При погрешности входных данных, что всегда имеет место при практической реализации, решение плохо обусловленной системы будет иметь колоссальный разброс, то есть малые ошибки входных данных приведут к большим ошибкам решения. Из практики известно, что при высокой направленности измерителя калибровка дает приблизительно в шесть раз более низкую оценку погрешности.

Однако аналитически сформулировать критерий корректности использования той или иной структуры измерительного преобразователя не представляется возможным, так как при различных значениях измеряемых величин допустимы различные неопределенности измерения. Кроме того, использование логарифмического индикатора в качестве комплексного измерителя отношений приводит к зависимости погрешности измерения модуля и фазы отношений \dot{N} от абсолютного значения измеряемой величины $\dot{\Gamma}_x$.

Требования к динамическому диапазону измерителя

В измерительных системах под динамическим диапазоном понимается величина отношения наибольшего измеряемого сигнала к наименьшему в рассматриваемом канале измерения. Традиционно динамический диапазон выражается в децибелах. Если прибор измеряет среднее значение постоянного сигнала, то динамический диапазон этого измерительного прибора равен отношению величины диапазона прибора к величине минимального изменения сигнала, который сможет «почувствовать» прибор.

Данные о динамическом диапазоне сигнала крайне важны при выборе оборудования системы сбора данных, поскольку они влияют на выбор необходимой эффективной разрядности АЦП. Величина динамического сигнала тесно связана с физикой измеряемого процесса и характеристиками датчика. Снизу динамический диапазон измеряемого полезного сигнала обычно ограничен шумом физического процесса, собственным шумом датчика. Сверху динамический диапазон ограничен максимально возможной энергией физического процесса, диапазоном измерения датчика.

Практический опыт показал, что при построении измерителя параметров импеданса целесообразно перенести измерительные сигналы на промежуточную частоту звукового диапазона 12...20 кГц. Звуковые сигналы могут быть оцифрованы 24-битным аналого-цифровым преобразователем (АЦП) и профильтрованы цифровым фильтром с достаточно узкой полосой, порядка 100 Гц. Время измерения при этом не превысит 5 мс.

Теоретически динамический диапазон 24-битного цифрового аудио обеспечивает 144 дБ динамического диапазона. На практике динамический диапазон неискаженного 20-битного квантования составляет 120 дБ; этой величины достаточно для обеспечения требуемой точности [19].

Основная причина использования 24 бит для оцифровки зондирующих сигналов – это избежание ошибок. Вместо того чтобы осторожничать, выравнивая 14...16 бит по центру диапазона, рискуя ограничить сигнал или добавить шума, 24 бита позволяют установить примерный уровень и более не думать об этом. Промах на пару бит не влечет за собой никаких последствий.

Усилительный ВЧ-тракт передатчика проектируется с учетом обеспечения заданного уровня выходной мощности на стандартной резистивной нагрузке, например, $W = 50 \text{ Ом}$. В составе радиосредств САУ подключается к выходу передатчика с помощью фидерной линии с волновым сопротивлением W . Само устройство располагается в непосредственной близости от антенны. Наибольшее напряжение и наибольший ток на выходе передатчика в этом случае не может превысить номинальное значение более чем в два раза при любых сопротивлениях нагрузки, включая холостой ход и короткое замыкание. Поэтому при оценке динамического диапазона измерителя параметров импеданса максимально возможные значения тока и напряжения при осуществлении измерений следует определять с учетом возможных аварийных режимов в нагрузке. Это позволит САУ обнаружить неисправность в процессе настройки.

Требования к динамическому диапазону детекторов измерителей по схемам, изображенным на рисунке 3, *a*, *b*, можно определить, задаваясь максимальным модулем сопротивления антенны в рабочем диапазоне частот. Методику определения динамического диапазона можно сформулировать следующим образом:

• определить максимальное сопротивление антенны на некотором множестве частот из рабочего диапазона;

• определить экстремальные значения напряжений измерительных сигналов V_1 и V_2 по формулам:

– для схемы на рисунке 3, а,

$$V_1 = W \left[1 - 1 \left/ \left(\frac{(R_I + Z_X) R_V}{R_I + Z_X + R_V} + W \right) \right. \right], \quad V_2 = \frac{V_1 R_I}{R_I + Z_X};$$

учитывая, что $R_V = W \times N^2$, $R_I = W / N^2$, минимальное напряжение датчика U_{1_min} , максимальное напряжение датчика U_{2_max} при нагрузке $Z_X = 0$ (короткое замыкание) и максимальное U_{1_max} , минимальное U_{2_min} при нагрузке Z_{X_max} (максимально возможная нагрузка);

• рассчитать динамические диапазоны измерительных сигналов датчиков по формулам $D_U = U_{2_max} / U_{2_min}$; $D_I = U_{1_max} / U_{1_min}$; к примеру, для $Z_{X_max} = 20$ кОм получим цифры $D_U \approx 400$, $D_I \approx 49$;

– для схемы на рисунке 3, б,

$$V_1 = E R_I N / (W + R_I + R_V Z_X / (R_V + Z_X)),$$

$$V_2 = \frac{E}{N} \left(1 - (W + R_I) / (W + R_I + R_V Z_X / (R_V + Z_X)) \right);$$

учитывая, что $R_V = W \times N^2$, $R_I = W / N^2$, минимальное напряжение датчика U_{1_min} , максимальное напряжение датчика U_{2_max} при нагрузке $Z_X \rightarrow 0$ (короткое замыкание) и максимальное U_{1_max} , минимальное U_{2_min} при нагрузке Z_{X_max} (максимально возможная нагрузка).

Требования к точности измерений

Выведем зависимость допустимой погрешности измерителя комплексного коэффициента отражения от модуля коэффициента отражения измеряемой нагрузки $|\Gamma|$. Требования к точности измерения можно определить, опираясь на формулы, приведенные в [20], связывающие параметры окружности допустимого коэффициента отражения на входе САУ $|K_{U_доп}|$ с параметрами окружности. Все точки, лежащие внутри этой окружности, могут быть трансформированы с помощью некоторого четырехполюсника

САУ $\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$

с качеством не хуже $|\dot{K}_{U_доп}|$:

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_o = \frac{S_{11}\Delta S - \bar{S}_{22} |K_{U_доп}|^2}{|\Delta S|^2 - |S_{22}|^2 |K_{U_доп}|^2} - \text{координаты} \\ \qquad \qquad \qquad \text{центра окружности;} \\ r = \frac{|K_{U_доп}| \times |S_{12} S_{21}|}{|\Delta S|^2 - |S_{22}|^2 |K_{U_доп}|^2} - \text{радиус окружности}, \end{array} \right.$$

где $\Delta S = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$.

Для анализа можно прибегнуть к правой половине комплексной плоскости импедансов нагрузки или обратиться к диаграмме Вольперта – Смита. Обе комплексные плоскости связаны конформным преобразованием $\omega = (z - Z_o) / (z + Z_o)$, где Z_o – некоторая положительная действительная постоянная (опорный импеданс). Преобразование обладает свойством отображать бесконечно протяженную правую полуплоскость на внутренность круга с радиусом, равным единице, на так называемый единичный круг, то есть на ограниченную плоскость. Этот факт имеет важное значение, поскольку на практике приходится иметь дело с сопротивлениями и проводимостями, которые изображаются точками на бесконечно протяженной правой полуплоскости; внутри единичного круга они изображаются точками, которым соответствуют конечные значения. В силу этого рассчитывать допустимую погрешность удобнее опираясь на диаграмму Вольперта – Смита. Различные геометрические построения в единичном круге выполняются проще и являются более наглядными.

Механизм трансформации двух одинаковых круговых зон нагрузки с одинаковым удалением от начала координат в область допустимых значений по коэффициенту отражения $K_{U_доп}$ (или коэффициенту стоячей волны $K_{c.v_доп}$) показан на рисунке 5. Трансформация в обоих случаях выполняется контурами без потерь (в соответствии с приведенными формулами). Область № 1 трансформируется с помощью индуктивного элемента, а область № 2 – Г-образным звеном с параллельной емкостью и продольной индуктивностью.

Без потери точности можно полагать, что при больших значениях модуля отражения от

нагрузки $|\dot{\Gamma}| \geq 0,8$ диаметры кругов, все точки которых после трансформации попадают внутрь круга допустимого значения коэффициента отражения $K_{U_{\text{доп}}}$, близки между собой.

Заметим, что с ростом значения $|\dot{\Gamma}|$ диаметр круга № 1 убывает быстрее. По этой причине вариант № 1 наиболее предпочтителен для оп-

ределения требуемой точности измерения импеданса антенны.

На рисунке 6 выполнены соответствующие построения с целью определения зависимости уменьшения радиуса окружности r при заданном допустимом значении $K_{U_{\text{доп}}}$ и возрастании значения $|\dot{\Gamma}|$.

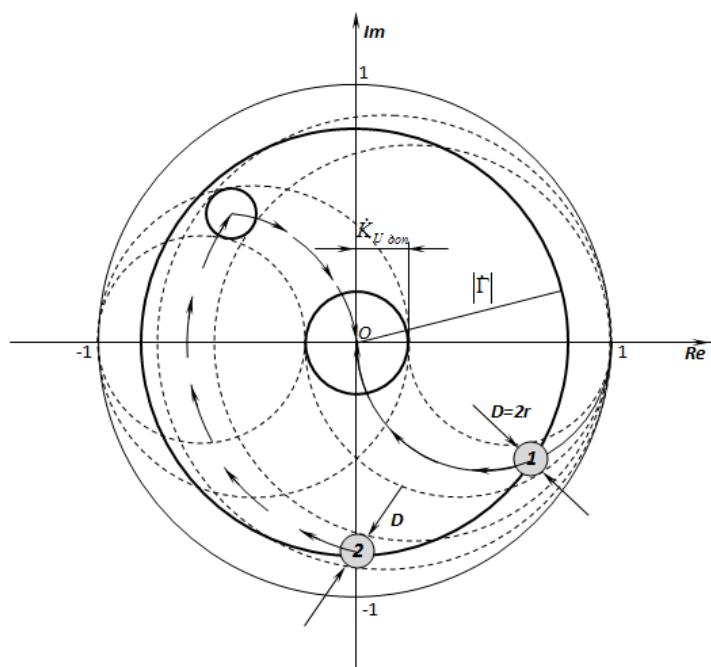


Рис. 5. Упрощение задачи по оценке погрешности измерения коэффициента отражения
Fig. 5. Simplification of the problem of estimating the error in measuring the reflection factor

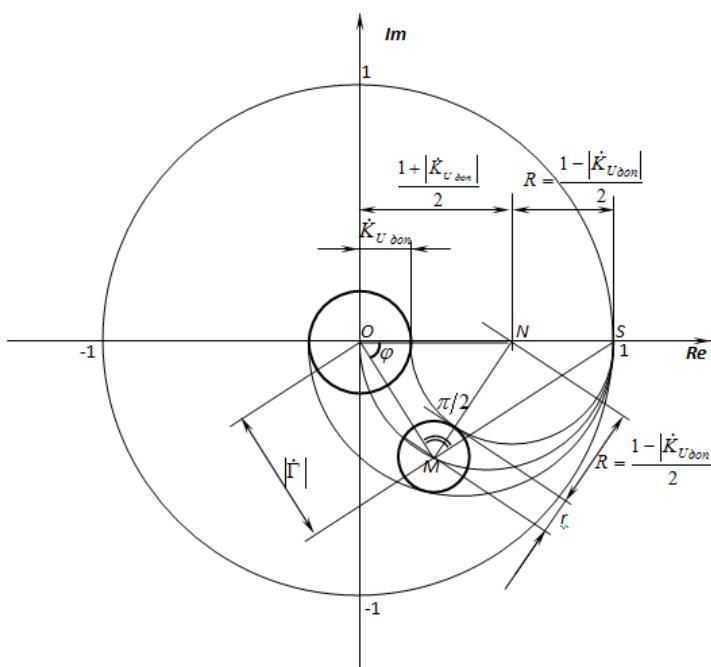


Рис. 6. Траектория движения окружности допустимого значения модуля коэффициента отражения
Fig. 6. Trajectory of the circle of the permissible value of the complex reflection factor

Из анализа прямоугольного треугольника OMS следует, что $\cos\varphi = |\dot{\Gamma}|$. Применяя теорему косинусов к треугольнику NOM , несложно найти длину стороны MN и определить радиус окружности r путем вычитания из MN радиуса NS . В результате получим следующее выражение:

$$r = \sqrt{|\dot{\Gamma}|^2 + \left(\frac{1+|\dot{K}_{U_{\text{доп}}}|}{2}\right)^2 - |\dot{\Gamma}|^2(1+|\dot{K}_{U_{\text{доп}}}|)} - \frac{1-|\dot{K}_{U_{\text{доп}}}|}{2}.$$

Для вычисления погрешности измерения фазы коэффициента отражения выполним построения, показанные на рисунке 7. Учитывая, что $\sin(\delta/2) = r/|\dot{\Gamma}|$, погрешность измерения фазы (в градусах) может быть определена по формуле $\varepsilon_\delta = (180/\pi)\arcsin(r/|\dot{\Gamma}|)$.

Предельно допустимая погрешность измерения – это максимально допустимое отклонение результата измерения от истинного значения.

Она является критически важной характеристикой любого измерительного прибора и процесса, определяющей его точность и пригодность для конкретной задачи. Превышение допустимой погрешности может привести к неправильным выводам и ошибкам.

В связи с отмеченным выше далее необходимо:

- задаться относительным отклонением модуля коэффициента отражения $\Delta|\dot{\Gamma}|$, которое не противоречит необходимым условиям по допустимому отклонению;
- определить координаты точек пересечения окружности допустимых модулей с окружностями радиусами $|\dot{\Gamma}| - \Delta|\dot{\Gamma}|$ и $|\dot{\Gamma}| + \Delta|\dot{\Gamma}|$;
- определить углы векторов, соединяющих начало координат и найденные точки;
- найти угол, менее всего отличный от номинального;
- принять разность между этими углами за допустимое отклонение по фазе.

В результате этих действий получится фигура, изображенная на рисунке 8.

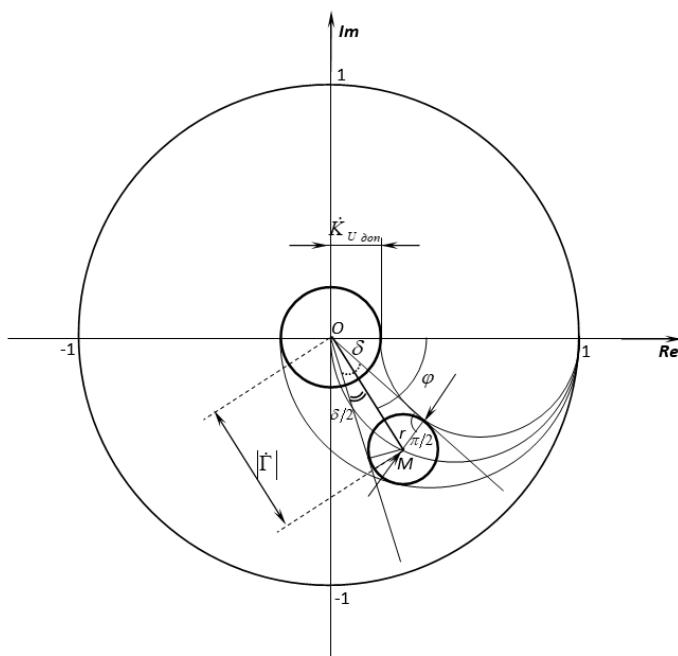


Рис. 7. К определению допустимой погрешности измерения фазы коэффициента отражения

Fig. 7. To determine the measurement error of the reflection factor phase

С целью упрощения задачи в первом приближении можно считать эту фигуру вписанной в окружность квадратом. Сторона этого квадрата в $\sqrt{2}$ раз меньше диаметра окружности. Значит, следует внести в формулы для погрешностей модуля и фазы коэффициента отражения поправку:

$$\varepsilon_r = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|\dot{\Gamma}|^2 + \left(\frac{1+|\dot{K}_{U_{\text{доп}}}|}{2}\right)^2 - |\dot{\Gamma}|^2(1+|\dot{K}_{U_{\text{доп}}}|)} - \frac{1-|\dot{K}_{U_{\text{доп}}}|}{2\sqrt{2}},$$

$$\varepsilon_{\delta} = \left(180/\pi\sqrt{2}\right) \arcsin\left(r/|\dot{\Gamma}|\right).$$

Для перехода к выражениям по предельной погрешности измерения импеданса антенны следует провести замену в соответствии с выражением $\dot{\Gamma} = (\dot{Z}_A - W)/(\dot{Z}_A + W)$.

На рисунке 9 представлены графики предельных значений допускаемой погрешности измерения модуля и фазы комплексного коэффициента отражения при различных значениях $K_{U_доп}$.

В случае измерения разности фаз между напряжениями падающей и отраженной волны с помощью квадратурного преобразования сигналов на нулевой промежуточной частоте значительно упрощается фильтрация сигналов за счет использования одного фильтра низких частот вместо пары фильтров низких и высоких частот. Тем не менее должен быть учтен динамический диапазон исследуемых входных сигналов. Диапазон изменения фазы ограничен следующими значениями: $-\pi \leq \varphi \leq \pi$.

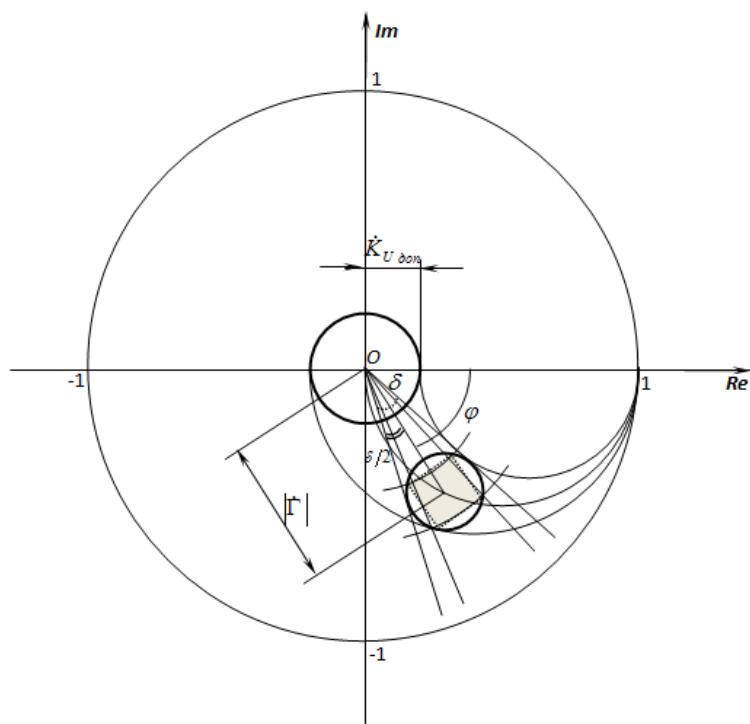


Рис. 8. Область допустимых значений коэффициента отражения от нагрузки

Fig. 8. The range of permissible values of the reflection factor from the load

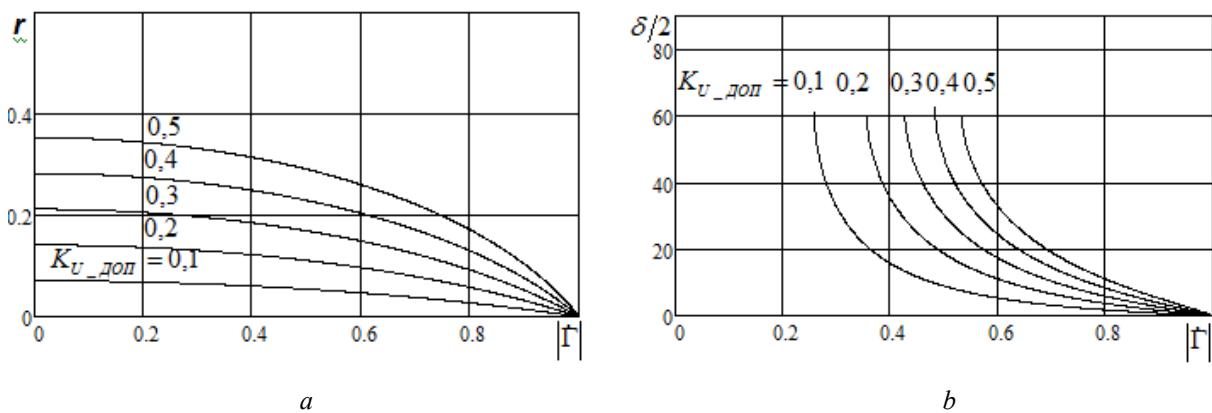


Рис. 9. Графики предела допускаемой погрешности измерения комплексного коэффициента отражения:
a – радиуса окружности; b – угла фазового сдвига

Fig. 9. Graphs of the permissible error limit for measuring the complex reflection factor:
a - error of the circle radius; b - phase shift angle error

Выводы

Проведенный анализ наиболее часто используемых электрических коротких антенн показал, что их коэффициент стоячей волны достигает на частотах ДКМВ-диапазона высоких значений – $K_{c.b} \approx 1000...2000$. Измеритель должен быть способен измерять такие импедансные характеристики.

Разработан ряд практических рекомендаций по построению измерителей. Из существующих способов измерения импеданса обоснованно выбран метод амперметра-вольтметра *RFI-V*. Из двух возможных вариантов построения измерителя рекомендовано использовать схему для измерения высоких значений импедансов, обеспечивающую наилучшую точность в требуемом для практики широком диапазоне импедансов.

Разработаны предложения по структурному построению измерителя. Предложено решение на основе векторного вольтметра с гетеродинным понижением частоты зондирующего сигнала. Для уменьшения погрешности рассогласования необходимо использовать метод векторной калибровки, снижающий приблизительно в шесть раз оценку погрешности.

Показано, что динамический диапазон измерительных величин может достигать 120 дБ. Для обеспечения требуемой точности следует использовать 24-битные аналого-цифровые преобразователи. При промежуточной частоте порядка 12...20 кГц время измерения импеданса с учетом коррекции ошибки на одной частоте составляет 5 мс.

Разработана методика синтеза метрологических требований к измерителю импедансных характеристик антенн для реализации беспоисковых режимов настройки САУ. Предложены соответствующие расчетные выражения, с помощью которых может быть определен динамический диапазон и допустимые значения погрешностей измерителя. Приведены графики предела допускаемой погрешности измерения радиуса окружности и угла фазового сдвига комплексного коэффициента отражения антенны.

Библиографические ссылки

1. Павлов А. П., Бахмутская А. В., Кащенко И. Е. Согласование антенно-фидерного тракта коротковолнового диапазона радиоволн с применением коммутационного антенно-согласующего устройства на базе нейронной сети // Электромагнитные волны и электронные системы. 2021. Т. 26, № 5. С. 67–74.

2. Извольский А. А. Адаптация дискретных согласующих устройств ДКМВ-диапазона к изменяющемуся импедансу нагрузки // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2024. Т. 27, № 2. С. 58–69.

3. Листопад Н. И., Ковалевич Д. А. Методика синтеза согласующих устройств для мобильных систем связи КВ-диапазона // Новости науки и технологий. 2020. № 4. С. 17–25.

4. Патент на полезную модель RU 148205 U1. Антенно-согласующее устройство с измерительно-вычислительным методом настройки. 2014.

5. Извольский А. А. Эффективные алгоритмы настройки дискретных согласующих антенных устройств ДКМВ-диапазона с использованием быстрого поиска геометрической близости точек // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2024. Т. 27, № 1. С. 89–101.

6. Ковалевич Д. А. Способ автоматического согласования антенны и выходных каскадов передатчика // БГУИР. 2021. Т. 19, № 3. С. 31–39.

7. Патент на изобретение RU 2710666K1. Устройство и способ для измерения импеданса и адаптивной настройки антенны. 2019.

8. Ком М. А., Зиновьев Н. В. Обзор способов сокращения времени настройки автоматических антенно-согласующих устройств КВ-диапазона // Современные научные исследования и разработки. 2018. Т. 2, № 11 (28). С. 365–368.

9. Ковалевич Д. А. Синтез требований к измерителю иммитанса для согласующих устройств расчетного типа // Новости науки и технологий. 2021. № 3. С. 29–38.

10. Ковалевич Д. А. Использование расчетного способа согласования антенны с учетом конечной точности измерителя иммитанса // Известия Гомельского государственного университета имени Ф. Скорины. 2021. № 6. С. 134–140.

11. Зиборов И. А., Луканов А. В. Способ измерения комплексного сопротивления антенно-согласующего устройства с помощью коэффициента отражения и разности фаз // Теория и техника радиосвязи. 2024. № 1. С. 37–43.

12. Бучельников А. В., Агарков Н. Е., Жусупов Т. К. Моделирование входного импеданса проволочной антенны с учетом элементов трансформации // Техника радиосвязи. 2024. № 1 (60). С. 29–40.

13. Патент на изобретение RU 2710666C1. Устройство и способ для измерения импеданса и адаптивной настройки антенны. 2019.

14. Листопад Н. И., Ковалевич Д. А. Оптимизация параметров мобильных антенн ВЧ диапазона / БГУИР. 2018. № 6. с. 73–79.

15. Хибелль М. (*Hiebel Michael*) Основы векторного анализа цепей : пер. с англ. профессора С. М. Смольского ; под ред. Уте Филипп (Ute Philipp). 2-е изд., испр. и доп. М., Изд. дом МЭИ, 2019. 500 с. : ил.

16. Цыбульский О. А. Основы проектной теории измерений : монография. Димитровград : ДИТИ НИЯУ МИФИ, 2022. 156 с.

17. Шаурман А. А., Жариков М. С., Борисов А. В. Автоматизированный измеритель комплексного коэффициента отражения на основе логарифмического усилителя // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева. Математика, механика, информатика. 2010. С. 258–263.

18. Сурдю М. Н. Вариационный метод калибровки измерителей импеданса. Ч. 2. Реализация метода // Метрология. 2019. № 2. С. 44–60.
19. Чувыкин Б. В., Никифоров М. М. Увеличение динамического диапазона АЦП в информационно-измерительных системах методами цифровой обработки сигналов // Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы. Омский научный вестник. 2020. № 1 (169). С. 58–61.
20. Извольский А. А. Некоторые практические применения матричной модели дискретно перестраиваемых согласующих антенных устройств // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2023. Т. 26, № 3. С. 82–95

References

- Pavlov A.P., Bakhmutskaya A.V., Kashchenko I.E. (2021) [Matching the antenna-feeder path of the short-wave radio wave range using a switching antenna-matching device based on a neural network]. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, vol. 26, no. 5, pp. 67-74 (in Russ.).
- Izvolsky A.A. (2024) [Adaptive Matching of Discrete Antenna Tuning Units of High Frequency Band to Varying Load Impedance]. *Vestnik IzhGTU imeni M. T. Kalashnikova*, vol. 27, no. 2, pp. 58-69 (in Russ.).
- Listopad N.I., Kovalevich D.A. (2020) [Methodology for synthesizing matching devices for mobile communication systems in the HF range]. *Novosti nauki i tekhnologii*, no 4, pp. 17-25 (in Russ.).
- Patent for utility model RU 148205U1 [Antenna matching device with a measuring and computing tuning method], 2014 (in Russ.).
- Kovalevich D.A. (2021) [Method of automatic matching of antenna and transmitter output stages]. *BGIR*, vol. 19, no. 3, pp. 31-39 (in Russ.).
- Izvolsky A.A. (2024) [Advanced Algorithms for Configuring Discrete Antenna Tuning Units of High Frequency Band Using a Quick Search Method for the Points' Geometric Proximity]. *Vestnik IzhGTU imeni M. T. Kalashnikova*, vol. 27, no. 1, pp. 89-101 (in Russ.).
- Patent for invention RU 2710666K1 [Device and method for measuring impedance and adaptive tuning of antennas], 2019 (in Russ.).
- Kot M.A., Zinov'ev N.V. (2018) [Review of methods for reducing the tuning time of automatic antenna tuning units in the HF range]. *Sovremennye nauchnye issledovaniya i razrabotki*, vol. 2, no. 11 (28), pp. 365-368 (in Russ.).
- Kovalevich D.A. (2021) [Synthesis of requirements for immittance meter for matching devices of calculation type]. *Novosti nauki i tekhnologii*, no. 3, pp. 29-38 (in Russ.).
- Kovalevich D.A. (2021) [Using the calculation method of antenna matching taking into account the finite accuracy of the immittance meter]. *Izvestiya Gomel'skogo gosudarstvennogo universiteta imeni F. Skoriny*, no. 6, pp. 134-140 (in Russ.).
- Ziborov I.A., Lukonov A.V. (2024) [Method for measuring the complex impedance of an antenna matching device using the reflection coefficient and phase difference]. *Teoriya i tekhnika radiosvyazi*, no. 1, pp. 37-43 (in Russ.).
- Buchel'nikov A.V., Agarkov N.E., Zhusupov T.K. (2024) [Modeling the input impedance of a wire antenna taking into account transformation elements]. *Tekhnika radiosvyazi*, no. 1 (60), pp. 29-40 (in Russ.).
- Patent for invention RU 2710666K1 [Device and method for measuring impedance and adaptive antenna tuning], 2019 (in Russ.).
- Listopad N.I., Kovalevich D.A. (2018) [Optimization of parameters of mobile antennas of high-frequency range]. *BGIR*, no. 6, pp. 73-79 (in Russ.).
- Khibel' M. (Hiebel Michael) (2019) [Fundamentals of Vector Network Analysis]. Moscow: MEI, 500 p. (in Russ.).
- Tsybul'skii O.A. (2022) [Fundamentals of Projective Measurement Theory]. Dimitrovgrad: DITI NIYaU MIFI, p. 156 (in Russ.).
- Shauerman A.A., Zharikov M.S., Borisov A.V. (2010) [Automated complex reflection coefficient meter based on logarithmic amplifier]. *Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta imeni akademika M. F. Reshetneva: matematika, mehanika, informatika*, pp. 258-263 (in Russ.).
- Surdum M.N. (2019) [Variational method for calibrating impedance meters. Part 2. Implementation of the method]. *Metrologiya*, no. 2, pp. 44-60 (in Russ.).
- Chuvykin B.V., Nikiforov M.M. (2020) [Increasing the dynamic range of ADC in information-measuring systems using digital signal processing methods]. *Pribo-rostroenie, metrologiya i informatsionno-izmeritel'nye pribory i sistemy. Omskii nauchnyi vestnik*, no. 1(169), pp. 58-61 (in Russ.).
- Izvolsky A.A. (2023) [Some Practical Applications of Discretely Tunable Couplers Matrix Model]. *Vestnik IzhGTU imeni M. T. Kalashnikova*, vol. 26, no. 32, pp. 82-95 (in Russ.).

Metrological Requirements for an Impedance Meter for Computational Automatic Antenna Tuning Units

A.A. Izvolsky, PhD in Engineering, 18th Central Research Institute of the Ministry of Defense of the Russian Federation, Moscow, Russia

One of the conditions to implement measuring and computing methods for discrete Antenna Tuning Units (ATU) configuring is to establish dependencies between the accuracy of measuring antenna parameters at the operating frequency and the matching quality in an extremely short period of time. The priority task is to regulate the nomenclature of measured quantities, ranges of their values, algorithms for processing measurement information performed by the computational component of the measuring system, and to develop requirements for measurement accuracy. The anal-

ysis results of the applied impedance measurement methods made it possible to choose the approach for measurement in the RF I-V range of decametric waves (ammeter-voltmeter). Such a technique provides the best accuracy in the wide range of impedances required for practical application. In particular, this method is used in advanced measuring devices produced by Agilent Company, ensuring better performance compared to vector network analyzers.

The detailed measuring system based on the RF I-V method includes a high-precision coaxial port for accurate impedance measurement in a given frequency range. The article describes the procedure for meter single-port calibration to reduce systematic errors, and options for including a voltmeter and an ammeter for measuring low and high impedance values. The measurement accuracy effect on broadband transformers with low losses, limiting the operating frequency range from below, and showing a distorting effect on the circuit being measured, is taken into account. A method to synthesize the requirements for two circuits of an impedance meter for computational Automatic Tuning Units (ATU) is presented, and corresponding calculation expressions are obtained that can be used to determine the dynamic range and permissible error values. In particular, it is shown that the ATU meter should measure impedances corresponding to the values of the standing wave coefficient up to 1,000...2,000. When constructing an impedance parameter meter, it is advisable to transfer the measuring signals to an intermediate frequency of the sound range of 2...10 kHz. Audio signals can be digitized with a 24-bit analog-to-digital converter and filtered with a digital filter with a narrow band, about 100 Hz. The dynamic range of undistorted 20-bit quantization is 120 dB, which is sufficient to ensure the required accuracy.

Keywords: antenna tuning units, antenna impedance meter, metrological requirements, dynamic range of measurement, permissible measurement error.

Получено 06.05.2025

Образец цитирования

Извольский А. А. Метрологические требования к измерителю импеданса для дискретных согласующих антенных устройств вычислительного типа // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2025. Т. 28, № 2. С. 88–102. DOI: 10.22213/2413-1172-2025-2-88-102

For Citation

Izvolsky A.A. (2025) [Metrological Requirements for an Impedance Meter for Computational Automatic Antenna Tuning Units]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, vol. 28, no. 2, pp. 88-102. DOI: 10.22213/2413-1172-2025-2-88-102 (in Russ.)