

Vektorieller 100-MHz-Antennen-analysator für jedermann (2)

MICHAEL KNITTER – DG5MK

Im ersten Teil des Beitrags wurden Hardware und Leistungsmerkmale des portablen Antennenanalysators vorgestellt. Die nachstehende Beschreibung der Details der Signalverarbeitung soll helfen, die Arbeitsweise des Geräts besser zu verstehen. Sie wendet sich an Leser, die Interesse an Signaltheorie und digitaler Signalverarbeitung haben.

Ungeachtet des relativ geringen Bauelementeaufwands zeichnet sich der vorgestellte 100-MHz-Antennenanalysator durch eine hohe Messgenauigkeit aus, die im Wesentlichen in der leistungsfähigen Signalverarbeitung begründet ist. Ob die dem Konzept zugrunde liegende Theorie auch in der Praxis die erwarteten Ergebnisse liefert, ließ sich nur durch Tests ermitteln, die entsprechende Sachkenntnis und einen nicht unerheblichen Aufwand erforderten.

Anmerkung der Redaktion: Entgegen der Aussage im ersten Teil des Beitrags stammen die in Tabelle 2 aufgeführten Ergebnisse nicht von Vergleichsmessungen mit dem VNA nach DG8SAQ.

Vielmehr geht unser ausdrücklicher Dank an Rainer Müller, DM2CMB, der das Mustergerät einem fachkundigen und ausführlichen Praxistest unterzogen hat.

Die Ergebnisse seiner Vergleichsmessungen sind in besagter Tabelle 2 aufgeführt und bestätigen die Erwartungen an die Messgenauigkeit des Geräts. Die von ihm selbst hergestellten Referenzbauelemente und R-C- bzw. R-L-Kombinationen hatten sich schon zuvor beim Test ähnlicher Messgeräte, wie dem *miniVNA-Tiny* und dem *FA-VA3* bewährt. Somit standen bereits sorgfältig ausgemessene Bauteile und berechnete Werte zur Verfügung, die Fehlmessungen oder -interpretationen weitestgehend ausschlossen.

■ Vorbemerkungen

Unabhängig davon, dass die digitale Signalverarbeitung (noch) nicht zum notwendigen Grundlagenwissen eines Funkamateurs gehört, gewinnt sie doch zunehmend

an Bedeutung. Sie ist inzwischen in fast allen kommerziellen Amateurfunktransceivern anzutreffen und dort die Basis für viele Leistungsmerkmale, die ohne Digitalisierung im Signalweg undenkbar wären, man denke nur an DSP-Funktionen oder Wasserfalldarstellungen.

Obwohl die theoretischen Zusammenhänge alles andere als einfach sind, wird es sicher

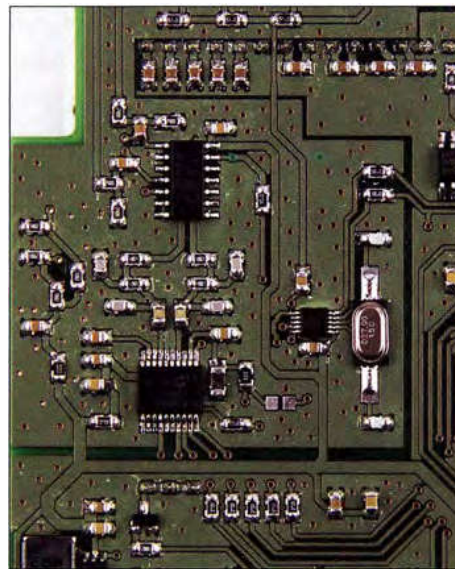


Bild 14: Neben der digitalen Signalverarbeitung sorgt auch das HF-gerechte Design der Platine speziell im Bereich des Messeingangs dafür, dass Messfehler gering bleiben und innerhalb einer Bausatzserie reproduzierbare Daten zu erwarten sind. Foto: Red. FA

viele Leser geben, die sich dafür interessieren, wie der Antennenanalysator im Detail funktioniert. Nachstehend werden deshalb die wichtigsten Eckpunkte des zugrunde liegenden technischen Konzepts erläutert.

Beim vorgestellten Messgerät wurde ebenfalls auf die Technologie der digitalen Signalverarbeitung gesetzt. Bezüglich der Hardware fiel die Wahl auf eine besondere Art des Testkopfs: eine Mischung aus Widerstandsbrücke und Strom-Spannungsmessanordnung. Es erfolgt die Mischung zweier Rechtecksignale, was in anderen Fällen kaum zu einem verwertbaren Mischergebnis führen würde. Schließlich ist die Phasenbestimmung in einem 360°-Bereich nicht unkritisch und bedarf deshalb näherer Betrachtung. Im Folgenden geht es um diese drei Besonderheiten des Antennenanalysators.

■ Auswahl des Testkopfs

Die Bedeutung dieser Baugruppe eines Antennenanalysators oder Impedanzmessgeräts wird vielfach unterschätzt. Zwar lassen sich in der Regel die erhaltenen Messwerte unterschiedlicher Konfigurationen mathematisch umrechnen bzw. überführen, jedoch kann ein von vornherein ungenauer Messwert nicht durch nachfolgende Berechnung verbessert werden.

Es gilt daher, den Messkopf so auszulegen, dass er für den vorgesehenen Messbereich eine hohe Genauigkeit sowie ein optimales Signal-Störspannungs-Verhältnis aufweist und sich in das Konzept der Signalverarbeitung einfügt.

Eine wichtige Zielgröße des Netzwerkanalysators ist beispielsweise eine hohe Empfindlichkeit im Bereich der Systemimpedanz (zumeist 50 Ω). Ein echtes Impedanzmessgerät erfordert hingegen hohe Genauigkeit über einen weiten Impedanzbereich von wenigen Ohm bis zu einigen Kiloohm.

In Bild 13 sind drei unterschiedliche Konfigurationen zu sehen. Bei der Widerstandsbrücke wird neben der eigentlichen Signalspannung U_2 auch der Wert U_1 zwischen den beiden Brückenzeigen gemessen.

In der Mitte von Bild 13 befindet sich die Schaltung eines Strom-Spannungsmesskopfs auf Widerstandsbasis. Genau genommen handelt es sich um einen Spannungs-Spannungsmesskopf, da man neben der Signalspannung U_2 auch U_1 am Messobjekt Z bestimmt. Die Differenz stellt die Spannung über dem bekannten Vorwiderstand R_6 dar und lässt damit nach dem ohmschen Gesetz auf den Strom durch das Messobjekt schließen.

Die letzte betrachtete Konfiguration beruht auf einer indirekten Ermittlung des Stroms durch das Messobjekt mithilfe eines Transformators (Bild 13, rechts). Der aufgeprägte Strom erzeugt eine proportionale Messspannung im Sekundärkreis.

Interessant wird nunmehr die Betrachtung des Spannungsverhältnisses von U_1 zu U_2 für unterschiedliche Impedanzen. Dieses

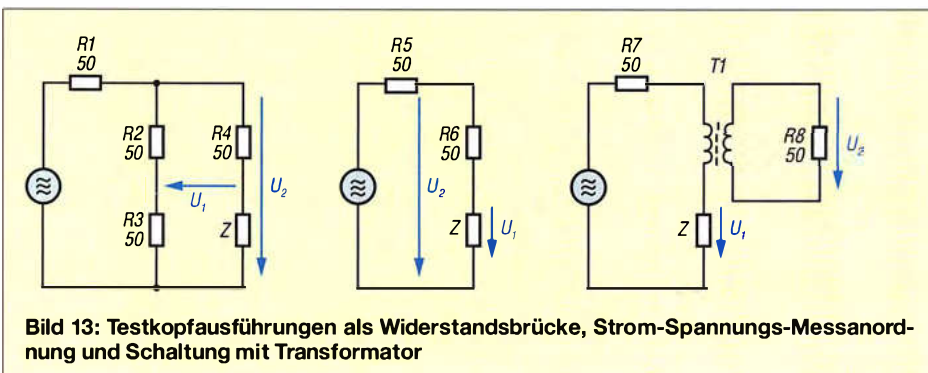


Bild 13: Testkopfausführungen als Widerstandsbrücke, Strom-Spannungsmessanordnung und Schaltung mit Transformator

spiegelt indirekt die zu erwartende Messgenauigkeit für einen Impedanzbereich wider.

Für die drei Varianten analog Bild 13 ergibt sich:

$$\frac{\vec{U}_2}{\vec{U}_1} = 2 \frac{\vec{Z} + 50 \Omega}{\vec{Z} - 50 \Omega} \quad (1a)$$

$$\frac{\vec{U}_2}{\vec{U}_1} = \frac{\vec{Z}}{\vec{Z} + 50 \Omega} \quad (1b)$$

$$\frac{\vec{U}_1}{\vec{U}_2} = \frac{\vec{Z}}{c} \quad (1c)$$

Dabei ist c in Gleichung (1c) eine Konstante, deren Wert vom eingesetzten Transformator abhängt.

Der Brückenmesskopf zeigt ausgeprägte Veränderungen des Spannungsverhältnisses im Bereich um die Systemimpedanz 50Ω . Dies deutet auf eine hohe Empfindlichkeit innerhalb dieses Bereichs hin. Allerdings erfordert die nachfolgende Signalverarbeitung eine sehr hohe Dynamikbandbreite. Weiterhin muss die Brückenspannung differenziell gemessen werden, da sie massefrei ist.

Beim Strom-Spannungs-Testkopf auf der Basis von Widerständen zeigt sich eine ausgeprägte Messwertänderung bei niedrigeren Impedanzen, jedoch eine geringe zu höheren Impedanzen hin. Dieses Verhalten stellt für analoge Messwerke sicherlich einen Nachteil dar. Bei Mischern mit nachfolgendem hochauflösenden Analog-Digital-Umsetzer sieht die Situation jedoch anders aus. Die Signale verbleiben über weite Impedanzbereiche auf definiertem hohem Niveau mit einem ausreichenden Signal-Störspannungs-Abstand. Anstatt eines weiten Dynamikbereichs ist eine hohe Auflösung erforderlich.

Der Transformator-Testkopf weist schließlich ein für ein Impedanzmessgerät opti-

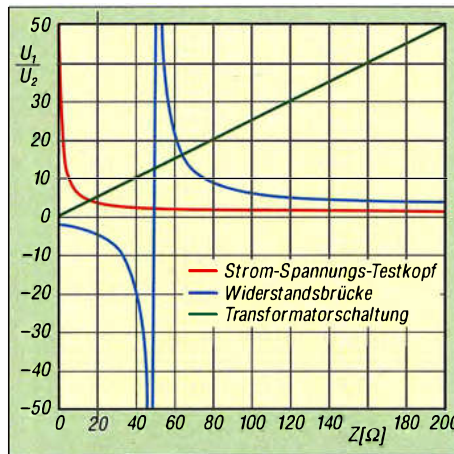


Bild 15: Spannungsverhältnis U_1/U_2 bei den in Bild 13 dargestellten unterschiedlichen Testköpfen in Abhängigkeit vom Betrag der Impedanz

males lineares Verhalten auf. Allerdings bedeuten transformatorbehaftete Lösungen auch besondere Herausforderungen. Das Bauteil muss einen weiten Frequenzbereich abdecken und hervorragend gegen Einstreuungen geschirmt sein. Bei einem portablen Messgerät ist dies schwierig zu realisieren.

Nach umfangreichen Tests aller Konfigurationsmöglichkeiten erwies sich die zweite Variante, also der aus Widerständen aufgebaute Strom-Spannungs-Testkopf, als bester Kompromiss. Über einen Impedanzbereich von 5Ω bis 1000Ω ließ sich damit die höchste Genauigkeit erzielen.

Letzlich wird die Signalspannung U_2 im Antennenanalysator nicht direkt, sondern über einen Spannungsteiler gemessen. Diese symmetrische Auslegung der Messung beider Spannungen kompensiert parasitäre Einflüsse im Mischbereich.

■ Mischung von Rechtecksignalen

In Antennenanalysatoren sind Testsignale in der Regel sinusförmig. Dies bedingt jedoch die Verwendung von relativ teuren und „stromhungrigen“ DDS-ICs oder aber

eine umfangreiche Filterung von Signalen, die ursprünglich in anderer Form vorliegen. Eine grundlegende Idee des hier beschriebenen Geräts ist die Verwendung von rechteckförmigen Test- und Mischsignalen. Dadurch kann ein preiswerter programmierbarer Quarzoszillator verwendet werden.

Um zu verstehen, wie das Ganze funktioniert, bedarf es ein klein wenig Mathematik:

Es ist bekannt, dass sich alle periodischen Signale als eine Überlagerung von Sinus- und Kosinussignalen unterschiedlicher Frequenz und Amplitude darstellen lassen. Diese sogenannte *Fourier-Synthese* gilt auch für die Rechtecksignale im Antennenanalysator.

Das Testsignal (Rechteckform, unipolar) mit der Amplitude A_0 und der Grundschwingung $\omega = 2\pi f$ lässt sich als

$$s(\omega t + \varphi_1) = \frac{1}{2} A_0 + \frac{2A_0}{\pi} \left(\cos(\omega t + \varphi_1) - \frac{1}{3} \cos(3\omega t + \varphi_2) + \frac{1}{5} \cos(5\omega t + \varphi_3) \dots \right) \quad (2)$$

darstellen. Es handelt sich somit um eine Überlagerung von Kosinusschwingungen aller ungeradzahigen Harmonischen der Grundfrequenz mit abnehmender Amplitude.

Dieses Testsignal gelangt an das Testobjekt, z. B. die Antenne. Die elektrischen Eigenschaften des Einspeisepunkts verändern dieses Signal bei der Grundfrequenz f hinsichtlich Amplitude und Phase. Dies geschieht auch beim Dreifachen der Grundfrequenz, beim Fünffachen usw. Die Erregung des Testobjekt erfolgt somit auf unterschiedlichen Frequenzen.

Solange es sich um ein sogenanntes *lineares System* handelt, kann man diese Frequenzen getrennt behandeln. Dies ist bei der geringen Ausgangsspannung des Antennenanalysators praktisch immer der Fall. Es

Multiplikationsergebnisse des Mixers (Auszug)

$\frac{1}{2} U_b$	$+\frac{2A_0}{\pi} c_1 \cos(\omega_s t + \varphi_{U1})$	$-\frac{2A_0}{\pi} \frac{1}{3} c_2 \cos(3\omega_s t + \varphi_{U2})$	$+\frac{2A_0}{\pi} \frac{1}{5} c_3 \cos(5\omega_s t + \varphi_{U3})$
$\frac{1}{2} U_b$	$\frac{1}{4} U_b^2$	$+\frac{2A_0}{2\pi} U_b c_1 \cos(\omega_s t + \varphi_{U1})$	$\dots 3\omega_s t$
$+\frac{2}{\pi} \cos(\omega_0 t + \varphi_{L1})$	$\dots \omega_0 t$	$+\frac{4A_0}{2\pi^2} c_1 [\cos((\omega_s + \omega_0)t + \varphi_{U1} + \varphi_{L1}) + \cos((\omega_s - \omega_0)t + \varphi_{U1} - \varphi_{L1})]$	$\dots (3\omega_s + \omega_0)t$ $\dots (3\omega_s - \omega_0)t$
$-\frac{2}{\pi} \frac{1}{3} \cos(3\omega_0 t + \varphi_{L2})$	$\dots 3\omega_0 t$	$\dots (\omega_s + 3\omega_0)t$ $\dots (\omega_s - 3\omega_0)t$	$+\frac{4A_0}{2 \cdot 3^2 \pi^2} c_2 [\cos((3\omega_s + 3\omega_0)t + \varphi_{U2} + \varphi_{L2}) + \cos((3\omega_s - 3\omega_0)t + \varphi_{U2} - \varphi_{L2})]$
$+\frac{2}{\pi} \frac{1}{5} \cos(5\omega_0 t + \varphi_{L3})$	$\dots 5\omega_0 t$	$\dots (\omega_s + 5\omega_0)t$ $\dots (\omega_s - 5\omega_0)t$	$\dots (3\omega_s + 5\omega_0)t$ $\dots (3\omega_s - 5\omega_0)t$

treten weder frequenzverändernde Verzerrungen noch irgendwelche Mischungen auf. Jede Signalkomponente wird für sich möglicherweise unterschiedlich in Amplitude und Phase verändert, aber es findet keine gegenseitige Beeinflussung statt. Die Komponenten bleiben erhalten, selbst wenn die Form des Signals auf dem Oszilloskop anschließend komplett anders aussieht. Mathematisch drückt sich diese Änderung durch zusätzliche Konstanten c und veränderte Phasen aus. Das an den Mischer gelangende Signal lässt sich mit der Gleichung

$$u(\omega_s t) = \frac{1}{2} U_b + \frac{2A_0}{\pi} \left(c_1 \cos(\omega_s t + \varphi_{u1}) - \frac{1}{3} c_2 \cos(3\omega_s t + \varphi_{u2}) + \frac{1}{5} c_3 \cos(5\omega_s t + \varphi_{u3}) \dots \right) \quad (3)$$

beschreiben. Der Mischer erhält nun einerseits dieses durch das Messobjekt veränderte Signal, andererseits aber auch ein zweites, um 1 kHz verschobenes, rechteckförmiges Mischsignal.

Da es sich im vorliegenden Fall um einen Ein-Aus-Schaltermischer handelt, lässt sich der Mischvorgang nach [4] als Multiplikation des Signals nach Gleichung (3) mit dem Signal

$$v(\omega_0 t) = \frac{1}{2} U_b + \frac{2}{\pi} \left(\cos(\omega_0 t + \varphi_{L1}) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_0 t + \varphi_{L2}) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_0 t + \varphi_{L3}) \dots \right) \quad (4)$$

auffassen. Ein anschaulicheres Ergebnis dieser Multiplikation zweier Rechtecksignale ergibt sich, wenn die Komponenten einzeln multipliziert und in einem übersichtlichen Schema dargestellt werden (siehe Kasten auf S. 361).

Bei der Multiplikation ist zu beachten, dass das Produkt zweier Kosinussignale unterschiedlicher Frequenz stets einen halben Anteil mit Summenfrequenz und einen halben mit Differenzfrequenz ergibt. Den meisten Funkamateuren ist dies sicher aus Spiegelfrequenzbetrachtungen geläufig.

Beim Mischergebnis fällt zunächst auf, dass alle im Kasten dargestellten Komponenten außerhalb der von oben links nach unten rechts verlaufenden Diagonalen hochfrequente Anteile aufweisen. Eine im Signalweg liegende Tiefpassfilterung unterdrückt diese Komponenten.

Auch in der Diagonalen befinden sich hochfrequente Anteile, die in der praktisch ausgeführten Schaltung ebenfalls durch ein Tiefpassfilter ausgesiebt werden. Die Wech-

selnungskopplung blockt die im Signal enthaltene Gleichspannungskomponente ab (das erste Element der Diagonalen). Das verbleibende Mischsignal nach Tiefpassfilterung berechnet sich damit wie folgt:

$$u(\omega_s t) v(\omega_0 t)_{low\ pass} = \frac{2A_0}{\pi^2} \left[c_1 \cos((\omega_s - \omega_0)t + \varphi_{u1} - \varphi_{L1}) + \frac{1}{3^2} c_2 \cos((3\omega_s - 3\omega_0)t + \varphi_{u2} - \varphi_{L2}) + \dots \right] \quad (5)$$

Wenn also Test- und Mischsignal um eine Zwischenfrequenz von 1 kHz auseinanderliegen, verbleibt lediglich ein Signal mit Komponenten bei 1 kHz, 3 kHz, 5 kHz usw. Mittels digitaler Signalverarbeitung ist es relativ einfach, die 1-kHz-Komponente herauszufiltern. Das Resultat enthält ausschließlich die Amplituden- und Phaseninformation der Grundschwingungen der beiden gemischten Signale.

An dieser Stelle handelt es sich um ein sehr bemerkenswertes Ergebnis: Ein wenig Filterung vorausgesetzt, lassen sich hier für eine Mischung zwei Rechtecksignale anstatt eines Sinus- und eines Rechtecksignals oder zweier Sinussignale nutzen.

Was passiert, wenn lediglich die Komponente mit 3 kHz herausgefiltert wird? Das Signal enthält dann nur die Amplituden- und Phaseninformationen der dritten Harmonischen. Für einen Antennenanalysator bedeutet dies, dass die Impedanz eines Testobjekts bei der dritten Harmonischen lediglich durch Auswahl einer gezielten ZF-Komponente in der digitalen Signalverarbeitung zu ermitteln ist. Die Bandbreite des Mixers und der Signalkette setzen einem solchen Verfahren Grenzen.

Was geschieht jedoch, wenn Test- und Mischsignal die gleiche Frequenz haben? Dann findet eine Basisbandmischung statt und alle Komponenten überlagern sich. In diesem Fall funktioniert das Verfahren mit zwei Rechtecksignalen nicht.

Gleichung (5) enthält die Konstanten c , welche unterschiedliche Amplituden für die jeweiligen Frequenzkomponenten ausdrücken. Falls das Messobjekt aus einer rein ohmschen Last besteht, sind alle c -Werte gleich und einige Leser werden die entstandene Funktion sicher sofort als Dreiecksschwingung identifizieren. Dass es sich hier nicht nur um graue Theorie handelt, belegt der in Bild 16 abgebildete Oszilloskop-Graph.

Hinzuzufügen bleibt an dieser Stelle noch, dass die besprochene Mischung sowohl für das Testsignal selbst als auch für das über das Messobjekt veränderte Signal stattfindet. Die Darstellung bleibt in beiden Fällen identisch. Wenn es bei einem Signal funktioniert, klappt es auch beim anderen.

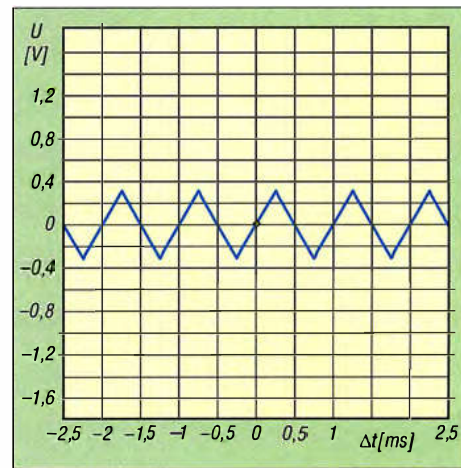


Bild 16: ZF-Signal des Mixers nach Tiefpassfilterung am Eingang des A/D-Umsetzers bei einem 50-Ω-Testobjekt

Bestimmung von Phasendifferenz und Impedanz

Aus dem ersten Teil des Beitrags stammt die Erkenntnis, dass sich die Impedanz und damit das SWV auf die Bestimmung des Amplitudenverhältnisses und der Phasendifferenz zweier Signale zurückführen lässt.

Allerdings wird im vorliegenden Fall nicht direkt die Spannung über dem Vorwiderstand R (R_6 in Bild 13) gemessen, sondern stattdessen das Testsignal selbst. Daher ergibt sich die folgende allgemeine Gleichung zur Ermittlung der Impedanz aus den Signalen des Testkopfs:

$$Z = R \frac{\vec{U}_1}{\vec{U}_1 - \vec{U}_2} = R \frac{\vec{U}_1}{\vec{U}_{1-2}} = R \frac{|U_1|}{|U_{1-2}|} (\cos \Delta\varphi + j \sin \Delta\varphi) \quad (6)$$

Die vorherigen Abschnitte haben aufgezeigt, wie U_1 und U_2 mit einem Testkopf erfasst werden und nach der Mischung als 1-kHz-ZF-Signale vorliegen. Amplituden- und Phaseninformationen blieben trotz Mischung unverändert. Wie geschieht aber nun die weitere Verarbeitung dieser beiden Signale U_1 und $U_d = U_1 - U_2$?

Die Bestimmung der Spannungswerte und deren Phasenverschiebung sind mit Methoden möglich, die man auch beim softwaredefinierten Radio verwendet.

Dazu erstellt man zunächst aus den Signalen jeweils um 90° verschobene In-Phase- und Quadratur-Signale, abgekürzt mit I und Q . Vereinfacht gesagt geschieht dies mit einem speziellen digitalen Filter (Hilbert-Transformation). Dieses Filter ist so ausgelegt, dass gleichzeitig das benötigte 1-kHz-ZF-Signal isoliert wird. Näheres zu diesem Verfahren ist [5] zu entnehmen.

In Bild 17 ist dargestellt, wie dies bei einem der Signale geschieht. Es handelt sich um exportierte Datenwerte des Mikrocontrol-

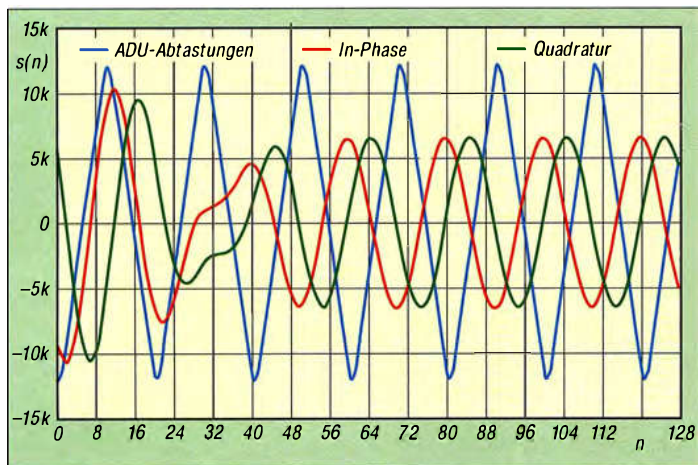


Bild 17: Zwischenfrequenzsignal aus Bild 16, abgetastet, gefiltert und phasenverschoben (Speicherauszug mit anschließender Darstellung in Excel); die x-Achse stellt den Abtastzeitpunkt n dar und die y-Achse den dazugehörigen numerischen Wert $s(n)$.

lers, aus denen mittels Tabellenkalkulation eine grafische Darstellung entstand.

Die blaue Dreieckskurve spiegelt das abgetastete Zwischenfrequenzsignal wider. Statt um 90° ist dieses Signal nun um $+45^\circ$ und um -45° in der Phase verschoben. Dies stellt sicher, dass sich die entstehenden Signale I und Q um 90° unterscheiden, aber aufgrund der Filterung nicht unterschiedlich stark verzögert sind. Zusätzlich wird die 1-kHz-Komponente herausgefiltert. Resultat sind erwartungsgemäß zwei um 90° verschobene Sinussignale. Die „seltsamen“ Kurvenverläufe in der linken Hälfte sind durch das Einschwingverhalten des digitalen Filters bedingt. Diese Werte bleiben unberücksichtigt.

U_1 dient exemplarisch für beide Signale zur Darstellung der weiteren Berechnung. Alle weiteren Formeln sind zur Vereinfachung als analoge Signale dargestellt. Diese Quadratur-signale lassen sich durch die Gleichungen

$$u_{1I}(\omega_{if}t) = \frac{2A_0}{\pi^2} c_I \cos(\omega_{if}t + \varphi_I) \quad (7)$$

$$u_{1Q}(\omega_{if}t) = \frac{2A_0}{\pi^2} c_I \sin(\omega_{if}t + \varphi_I) \quad (8)$$

beschreiben. Der Betrag des Signals lässt sich nach dem Satz des Pythagoras gemäß

$$|u_I| = \sqrt{u_{1I}(\omega_{if}t)^2 + u_{1Q}(\omega_{if}t)^2} \quad (9)$$

berechnen. Die Gleichungen (7) bis (9) sind auch für das zweite Signal U_d anzuwenden.

Was nun noch fehlt, ist die Phasendifferenz zwischen U_1 und U_d . Allerdings kann man nicht davon ausgehen, dass sie innerhalb eines ganz bestimmten Bereichs liegt. Stecker, Kabel und andere Messeinflüsse führen zu einem beliebigen Wert des absoluten Phasenbetrags. Die Methode muss daher so robust sein, dass unabhängig von der tatsächlichen absoluten Phase stets die Differenz berechnet wird. In Bild 18 sind die Verhältnisse veranschaulicht.

Aus dem linken Teil des Bildes ist ersichtlich, dass man die jeweils zwei Quadratur-signale auch als Komponenten zweier neuer, real nicht existierender Vektoren auffassen kann (u_I und u_d). Die Phasendifferenz dieser neuen Vektoren zu einer Referenzachse entspricht nun genau der Phasendifferenz der ursprünglichen Signale vor der $\pm 45^\circ$ -Verschiebung.

Mit ein wenig Trigonometrie ergeben sich die beiden folgenden Phasen dieser Vektoren zur Bezugsachse:

$$\varphi_I = \arctan\left(\frac{u_{1Q}(\omega_{if}t)}{u_{1I}(\omega_{if}t)}\right) \quad (10)$$

$$\varphi_d = \arctan\left(\frac{u_{dQ}(\omega_{if}t)}{u_{dI}(\omega_{if}t)}\right) \quad (11)$$

Dabei ist noch zu unterscheiden, in welchem Quadranten die Vektoren gerade liegen. Glücklicherweise findet sich in fast jeder Programmiersprache für diesen Fall eine spezielle Arcustangens-Funktion.

Allerdings wird ein Spezialfall durch diese Funktionen nicht abgedeckt (Bild 18,

rechts). Die Phasendifferenz ist periodisch. Es kann sein, dass ein Vektor bereits die Referenzachse passiert hat, der andere aber noch nicht. Diese Fälle sind zusätzlich zu unterscheiden. Insgesamt lässt sich die Phasendifferenz damit wie folgt bestimmen:

$$|\varphi_I - \varphi_d| \leq \pi: \quad \Delta\varphi = \varphi_I - \varphi_d \quad (12)$$

$$(\varphi_I - \varphi_d) > \pi: \quad \Delta\varphi = -2\pi + \varphi_I - \varphi_d \quad (13)$$

$$(\varphi_I - \varphi_d) < -\pi: \quad \Delta\varphi = 2\pi + \varphi_I - \varphi_d \quad (14)$$

Das Resultat dieser ganzen Anstrengungen ist nun, dass Gleichung (9) und die entsprechende Gleichung für das zweite Signal die Amplitude ergeben. Aus Gleichungen (12) bis (14) lässt sich die Phasendifferenz bestimmen. Das Einsetzen der Werte von Amplitude und Phasendifferenz in Gleichung (6) liefert die gesuchte Impedanz Z des Messobjekts.

Diese Berechnung führt man nun für alle Abtastwerte durch, um anschließend einen Mittelwert der Impedanz zu bilden. In Bild 17 betrifft dies die rechten 64 Abtastwerte.

Schließlich werden der Reflexionskoeffizient Γ und das Stehwellenverhältnis s zu guter Letzt aus der gemessenen Impedanz und der $50\text{-}\Omega$ -Systemimpedanz mithilfe der folgenden Gleichungen bestimmt:

$$\vec{\Gamma} = \frac{\vec{Z} - Z_0}{\vec{Z} + Z_0} \quad (15) \quad s = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (16)$$

Fazit

Zugegeben – dies war etwas schwerverdauliche Kost. Es bedarf schon einer gewissen Nähe zur Mathematik, Signaltheorie und digitalen Signalverarbeitung, um sofort alle Aspekte im Detail nachvollziehen zu können. Ziel war es aber darzustellen, wie der Antennenanalysator intern funktioniert, vom Anschluss der Signalquelle bis zur Anzeige des Stehwellenverhältnisses. Dies ist hoffentlich trotz der relativ kurzgefassten Beschreibung auf verständliche Weise gelungen. Eventuell hat der eine oder andere Leser auch Lust auf mehr bekommen. Im Internet sind z. B. in [5] sehr gute und ausführliche Einführungen in die genannten Themenkomplexe zu finden.

Es soll nicht unerwähnt bleiben, dass auch das vorliegende Projekt nicht aus dem Stand heraus, sondern in einem (nicht nur) für den Hobbybereich typischen Stil entstanden ist: überlegen – berechnen – ausprobieren – messen und zurück zum Anfang ...

mkh01@t-online.de

Literatur und Bezugsquelle

- [4] Tietze, U.; Schenk, C.: Halbleiter-Schaltungstechnik. 12. Aufl., Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg 2002; S. 1420 ff.
- [5] Smith, S. W.: The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. www.dspguide.com

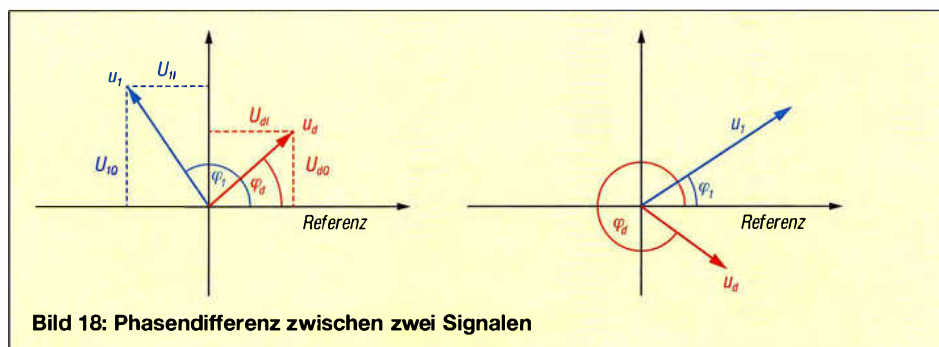


Bild 18: Phasendifferenz zwischen zwei Signalen