

Netzwerkanalyzer selbst gebaut (2)

# Vektorieller Netzwerkanalysator mit minimaler Hardware

Den Autor erreichen Sie unter:  
Prof. Thomas Baier,  
DG8SAQ  
Hermann-Köhl-Weg 12  
89075 Ulm  
dg8saq@dar.c.de

Prof. Thomas Baier, DG8SAQ

Der zweite Teil schließt mit den theoretischen Grundlagen ab und beginnt mit der Beschreibung des prinzipiellen Aufbaus des Netzwerkanalysators.

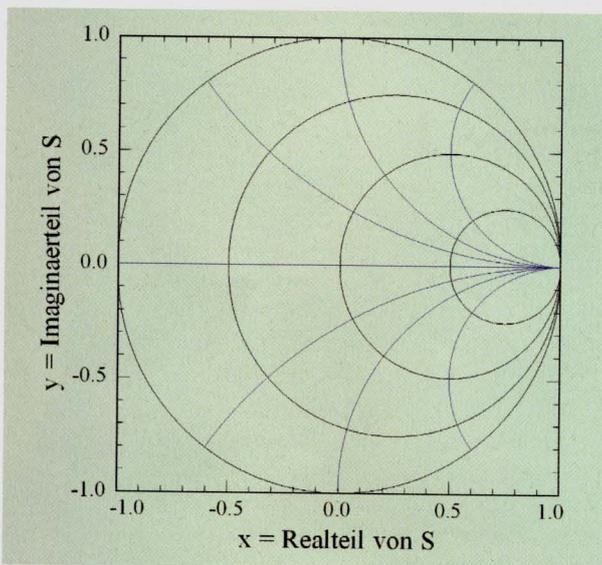


Bild 4: Prinzip des Smithdiagramms. Die blauen Linien erhält man bei Variation des Ohmschen Anteils der Abschlussimpedanz Z, die schwarzen erhält man bei Variation des Blindanteils von Z

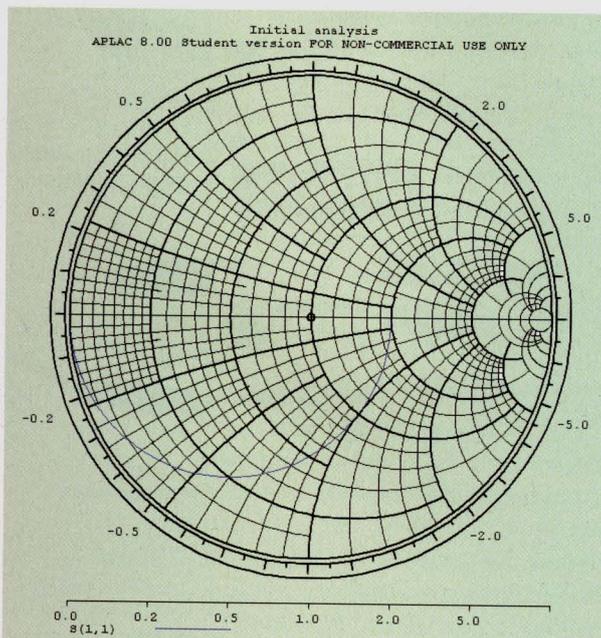


Bild 5: Simulierter Reflexionsfaktor eines 100-Ω-Widerstands, dem ein 100-pF-Kondensator parallel geschaltet ist, im Frequenzbereich von 100 kHz bis 1 GHz

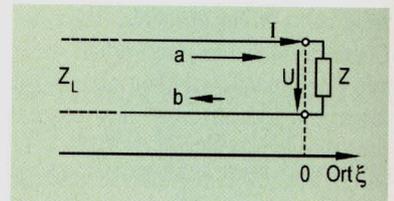


Bild 3: Eine HF-Leitung mit Leitungsimpedanz  $Z_L$  ist an ihrem Ende bei  $\xi = 0$  mit der Lastimpedanz  $Z$  abgeschlossen

Im Hochfrequenzbereich ist es üblich, an Stelle von komplexen Spannungen und Strömen mit komplexen Wellen zu arbeiten. Der Grund dafür ist ein ganz praktischer: Mit steigender Frequenz wird es zunehmend schwieriger, Ströme in eine Last hinein und Spannungen an einer Last zu messen.

Wesentlich einfacher ist es, die von einem 50-Ω-Kabel der Last zugeführte Leistung und die von der Last wieder zurück ins Kabel reflektierte Leistung zu messen. Dies kann einfach mit einem Richtkoppler geschehen. Bei sehr hohen Frequenzen macht das Spannungs-/Strom-Konzept auch keinen Sinn mehr (z.B. im Hohlleiter oder im Lichtwellenleiter). Mit Wellen kann man dagegen auch noch im extrem hochfrequenten Röntgenbereich des elektromagnetischen Spektrums arbeiten.

### Reflexionsfaktor

Basis der Streuparameter-Theorie (kurz S-Parameter-Theorie) sind komplexe spektralreine Spannungswellen mit Frequenz  $f$  und Wellenlänge  $\lambda$  auf einer Leitung mit fest vorgegebenem Wellenwiderstand  $Z_L$ . Üblicherweise ist  $Z_L = 50 \Omega$  entsprechend der Kabelausstattung unserer Messlabors.  $Z_L$  wird auch als Referenzimpedanz bezeichnet. Man unterscheidet auf dem Kabel vorwärts (= zum Leitungsabschluss hin = in  $\xi$ -Richtung, siehe Bild 3) und rückwärts (= vom Leitungsabschluss weg) laufenden Wellen:

Die komplexe Spannung  $U$  an einem bestimmten Ort auf der Leitung ergibt sich als Summe von vorlaufender und rücklaufender Spannungswelle:

$$U = U_{\text{vor}} + U_{\text{rück}} = a + b$$

Die Leitungstheorie [8] liefert uns auch den zugehörigen Strom durch die Leitung an der entsprechenden Stelle:

$$I = \frac{U_{\text{vor}}}{Z_L} - \frac{U_{\text{rück}}}{Z_L} = \frac{a}{Z_L} - \frac{b}{Z_L}$$

Schließt man eine solche Leitung am Ende (bei uns der Einfachheit halber bei  $\xi = 0$ ) mit einer Impedanz  $Z$  ab, so reflektiert diese im Allgemeinen einen Teil der einlaufenden (= vorlaufenden) Welle. Die Amplitude der reflektierten Welle  $b$  können wir leicht berechnen. Am Ort des Abschlusses muss das komplexe Ohmsche Gesetz gelten:

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{a+b}{a-b} \cdot Z_L \text{ und somit } b = a \frac{Z_L - Z}{Z_L + Z}$$

Das Verhältnis von reflektierter Spannung zu einlaufender Spannung

$$S = \frac{b}{a} = \frac{Z_L - Z}{Z_L + Z}$$

wird Reflexionsfaktor  $S$  genannt.  $S$  ist bereits der Streufaktor oder S-Parameter eines Eintores.  $S$  stellt den Zusammenhang zwischen einlaufender und reflektierter Welle her:  $b = S \cdot a$ .

Für  $Z = Z_L$  ist  $S = 0$ . Hier wird offensichtlich nichts reflektiert, es herrscht

$$U_{\text{vor}} = a = \hat{a} \cdot e^{i2\pi \left( \frac{\xi}{\lambda} + f \cdot t \right)} \quad \text{vorlaufende Spannungswelle}$$

$$U_{\text{rück}} = b = \hat{b} \cdot e^{i2\pi \left( -\frac{\xi}{\lambda} + f \cdot t \right)} \quad \text{rücklaufende Spannungswelle}$$

Anpassung zwischen Kabel und Kabelabschluss. Für das offene Kabelende  $Z = \infty$  wird  $S = 1$ . Es findet Reflexion ohne Phasenänderung statt. Ein Kurzschluss am Kabelende ( $Z = 0$ ) reflektiert eine Spannungswelle mit  $180^\circ$  Phasenverschiebung ( $180^\circ = \pi$  im Bogenmaß,  $e^{i\pi} = -1 = S_{\text{Kurzschluss}}$ ).

Für kapazitive und induktive Lasten wird  $S$  komplex. Aus  $S$  kann man auch das Stehwellenverhältnis VSWR berechnen:

$$\text{VSWR} = \frac{1 + |S|}{1 - |S|}$$

## Smith-Diagramm

Wenn man sich nur dafür interessiert, ob eine Last (z.B. eine Antenne) gut oder schlecht an eine Leitung angepasst ist, so genügt es den Betrag von  $S =$  die Reflexionsdämpfung oder das VSWR zu betrachten. Möchte man eine schlechte Anpassung allerdings systematisch verbessern, so ist es wichtig zu wissen, ob die Last zu induktiv, zu kapazitiv, zu niederohmig oder zu hochohmig ist. Diese Informationen können dem komplexen Reflexionsfaktor entnommen werden.

Es hat sich dabei als besonders nützlich erwiesen,  $S$  im so genannten Smith-Diagramm darzustellen (Bild 4). Dabei wird der Imaginärteil von  $S$  über dem Realteil aufgetragen. Mit Lineal und Winkelskala kann man aber genauso gut Betrag und Phase von  $S$  aus dem Smith-Diagramm bestimmen. Für nicht verstärkende Abschlüsse ist  $|S|$  maximal 1, entsprechend dem Einheitskreis im Smithdiagramm. Zusätzliche Hilfslinien zeigen an, wie sich  $S$  verändert, wenn der Abschluss  $Z$  kapazitiver, induktiver, niederohmiger oder hochohmiger wird. Die blauen Linien erhält man, wenn der Imaginärteil der Abschlussimpedanz  $Z$  konstant gehalten wird (d.h., nur der ohmsche Anteil des Abschlusses variiert).

Die schwarzen Linien ergeben sich, wenn der Realteil von  $Z$  festgehalten wird und nur der Imaginärteil (die Kapazität bzw. Induktivität) variiert. Bild 5 zeigt beispielhaft den mit APLAC simulierten frequenzabhängigen Reflexionsfaktor eines 100- $\Omega$ -Widerstands mit einem parallel geschalteten 100-pF-Kondensator im Frequenzbereich 100 kHz...1000 MHz. Am unteren Frequenzende (100 kHz) wirkt der Kondensator wie eine Unterbrechung. Der Reflexionsfaktor  $S$  ist näherungsweise der des 100- $\Omega$ -Widerstandes:

$$S = \frac{\frac{100\Omega}{50\Omega} - 1}{\frac{100\Omega}{50\Omega} + 1} = \frac{2 - 1}{2 + 1} = \frac{1}{3}$$

Am oberen Frequenzende wirkt der Kondensator wie ein Kurzschluss. Der Reflexionsfaktor beträgt somit  $-1$ . Dazwischen ist der Reflexionsfaktor durch die phasenverschiebende Wirkung des Kondensators kapazitiv komplex. Die Kurve verläuft also durch die untere kapazitive Hälfte des Smith-Diagramms.

## Zweitor-S-Parameter

Schließt man an ein Zweitor (z.B. ein Filter) zwei Kabel an, so kann man in beide Tore Spannungswellen  $a_1$  und  $a_2$  einlaufen lassen (Bild 6). Ein Teil der einlaufenden Leistung wird im Allgemeinen vom Zweitor in Wärme umgewandelt. Der Rest wird von den Toren reflektiert oder gelangt durch das Zweitor hindurch zum gegenüberliegenden Tor. Die beiden letzteren Teile addieren sich zu den auslaufenden Wellen  $b_1$  und  $b_2$ . Die auslaufende Welle  $b_1$  hängt jetzt offenbar nicht mehr nur vom Eingangsreflexionsfaktor  $S = S_{11}$  ab, sondern auch vom Transmissionsanteil  $S_{12} \cdot a_2$  von rechts. Zusammengefasst ergibt sich:

$$b_1 = S_{11} \cdot a_1 + S_{12} \cdot a_2$$

$$b_2 = S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2$$

Die vier komplexen Zahlen

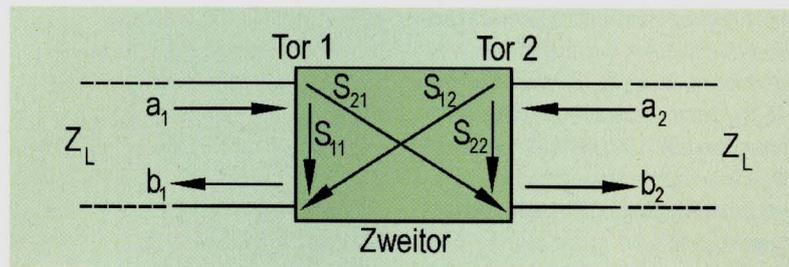
$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix}$$

werden zur so genannten Streumatrix zusammengefasst und auch Streuparameter oder kurz S-Parameter des Zweitores genannt. Sie hängen von der Frequenz  $f$  ab und beschreiben die linearen Eigenschaften des Zweitores vollständig, da die Wellenamplituden ja ohne weiteres wieder in Spannungen und Ströme umgerechnet werden können. Simulationsprogramme wie APLAC oder ADS [4, 5] können mit Hilfe dieser S-Parameter das Zweitor in einer beliebigen Schaltungsumgebung simulieren.

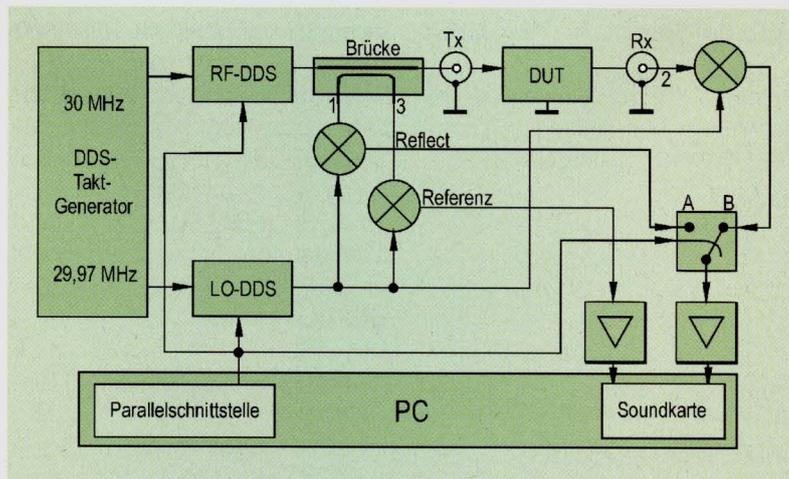
Was kann man sich konkret unter den vier Zahlen  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{12}$  und  $S_{22}$  vorstellen und wie kann man sie messen?

Lässt man nur von links einlaufende Wellen zu, d.h., setzt  $a_2 = 0$ , so gilt  $S_{11} = b_1/a_1$  und  $S_{21} = b_2/a_1$ . Man muss also eine Welle  $a_1$  bekannter Amplitude und Phase in den Eingang des Zweitores einlaufen lassen und die reflektierte Welle  $b_1$  und die durchgehende Welle  $b_2$  messen. Dabei muss man verhindern, dass am Ausgang eine Welle  $a_2$  entsteht, welche zum Zweitor zurückläuft, d.h., der Messkopf, mit welchem man die Ausgangswelle  $b_2$  detektiert, muss an das Kabel reflexionsfrei angepasst sein, also Impedanz  $Z_L$  besitzen. Auch die Signalquelle muss reflexionsfrei an das Kabel angepasst sein, weil andernfalls ein Teil der reflektierten Welle  $b_1$  an der Signalquelle erneut reflektiert wird und die vorlaufende Welle  $a_1$  verfälscht.

Der Betrag von  $S_{11}$  ist offensichtlich die Reflexionsdämpfung, der Betrag von  $S_{21}$



**Bild 6:** Ein- und auslaufende Wellen an einem elektrischen Zweitor



**Bild 7:** Prinzipieller Aufbau des Vektor-Netzwerkanalysators

ist die Durchgangsdämpfung des Zweites.

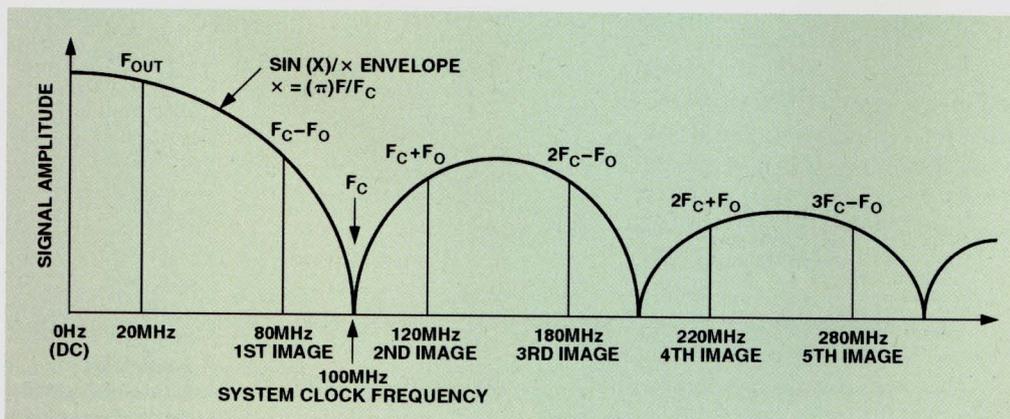
Die beiden anderen S-Parameter  $S_{12}$  und  $S_{22}$  lassen sich auf genau dieselbe Weise messen. Dazu muss man das Zweite lediglich umdrehen, d.h., Eingang und Ausgang miteinander vertauschen.

Diese Vertauschung erreicht man in der Praxis durch einfaches umstecken. Kommerzielle Vektor-Netzwerkanalysatoren der 100-k€-Klasse besitzen allerdings einen eingebauten Schalter, der die Signalrichtung ohne Umstecken umdrehen kann.

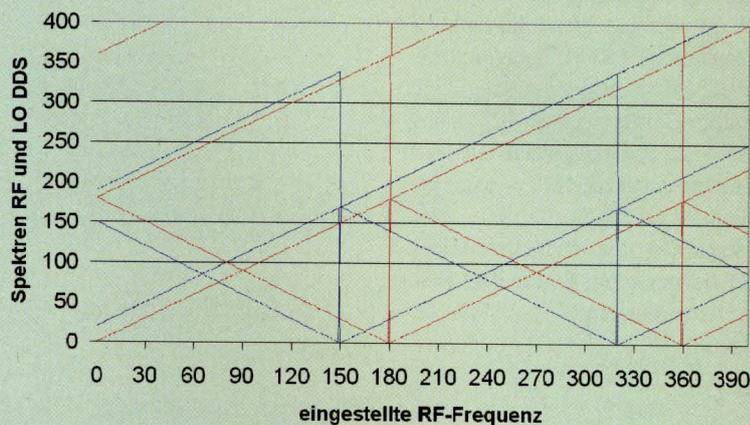
## Prinzipieller Aufbau

Der nahe liegende prinzipielle Aufbau eines VNWA ist in **Bild 7** dargestellt. Man benötigt einen abstimmbaren RF-Oszillator, der die einlaufende Welle  $a_1$  erzeugt. Dieser ist hier als DDS (Direct Digital Synthesizer) ausgeführt. Zwischen ihm und dem Messobjekt (DUT = Device Under Test) trennt eine Messbrücke oder ein Richtkoppler die reflektierte Welle von der einlaufenden Welle ab (Signal 1) und koppelt einen Teil der vorlaufenden Welle als Referenzsignal (Signal 3) aus. Signal 2 ist die am Ausgang des DUT auslaufende Welle. Die Signale 1–3 werden anschließend in drei Mischern mit Hilfe des LO-Oszillators auf eine feste Zwischenfrequenz gemischt. So funktioniert prinzipiell jeder Vektor-NWA. Die Besonderheit des hier beschriebenen Konzepts liegt in der nachfolgenden Signalverarbeitung. Während andere Selbstbauprojekte [2, 3] auf Zwischenfrequenz Null abmischen und die IQ-Signale mit speziellen Analog-Digital-Wandlern weiterverarbeiten, liegt hier die ZF im Niederfrequenzbereich von ca. 1...10 kHz und wird von der handelsüblichen Soundkarte eines PCs weiterverarbeitet. Dadurch können der externe Analog/Digital-Wandler und die zugehörigen

**Bild 8:** Ausgangsspektrum eines DDS-Oszillators (aus [12])



## DDS Aliasfrequenzen



**Bild 9:** Ausblendung und Ausnutzung der DDS Aliasfrequenzen. Das RF-Spektrum ist rot dargestellt, das LO-Spektrum blau. Hier wurde zwecks besserer Sichtbarkeit eine ZF von 10 MHz gewählt und die Taktfrequenzen von LO-DDS und RF-DDS zu 170 MHz und 180 MHz gewählt

gen digitalen Kommunikationsbausteine entfallen. Ein weiterer Vorteil ist die enorme Störfestigkeit der niederfrequenten ZF-Lösung, da die NF-Signale im Rechner digital gefiltert werden.

Weil eine handelsübliche Soundkarte nur zwei Kanäle simultan verarbeiten kann (linker und rechter Stereokanal), jedoch drei Signale verarbeitet werden müssen, ist noch ein Analogmultiplexer erforderlich, der zwischen Signal 1 und 2 umschaltet. In Schalterstellung A kann nur  $S_{11}$ , in Schalterstellung B nur  $S_{21}$  gemessen werden.

Alternativ könnte man zwei Soundkarten einsetzen und alle Signale simultan verarbeiten. Dies ist in der momentanen Softwareversion noch nicht vorgesehen.

Im PC werden die drei Signale gefiltert und rechnerisch nach Amplitude und Phase analysiert. Durch Division wird daraus  $S_{11}$  und  $S_{21}$  berechnet und grafisch dargestellt. Über die parallele Druckerschnittstelle stellt der PC beim RF- und LO-Oszillator die Messfrequenz und die ZF-Ablage ein. Da die meisten Soundkarten mit 16-Bit-A/D-

Wandlern ausgestattet sind, ist ein Dynamikbereich von  $20 \cdot \log(2^{16})$  dB = 96 dB zu erwarten, welcher auch tatsächlich realisiert wird.

Experimente mit einer 24-Bit-Soundkarte [9] zeigten allerdings, dass trotz der erhöhten Auflösung die Dynamik nicht nennenswert gesteigert werden kann (theoretisch 144 dB), da die niederwertigen 8 Bit von Rauschen dominiert werden und zudem ein systematischer Phasenfehler zwischen linkem und rechtem Kanal auftritt [10].

## Der PC, das unbekannte Wesen

Die Aufgabe des PCs ist also im Prinzip sehr simpel:

1. neue Frequenz einstellen
2. DUT einschwingen lassen (wichtig insbesondere bei schmalbandigen Filtern)
3. Signale 1 + 3 oder 2 + 3 messen
4. daraus  $S_{11}$  oder  $S_{21}$  berechnen
5. Messzyklus bei 1. wiederholen

Das eigentliche Problem dabei ist das Timing. Die gemessenen Signale müssen der eingestellten Frequenz eindeutig zugeordnet werden können, die Messung soll schnell gehen (bis zu 1 Frequenzpunkt pro Millisekunde) und das ganze soll unter Microsoft Windows XP oder Windows 2000 lauffähig sein. Zum einen ist Windows kein Echtzeitbetriebssystem. Zum anderen enthält ein PC eine Vielzahl von Taktgebern (= Quarzoszillatoren), die in der Regel nicht synchron laufen. Die für die Anwendung wichtigen sind der Taktoszillator der Soundkarte, welcher die Abtastrate bestimmt, der CPU-Taktgenerator, welcher die Rechengeschwindigkeit bestimmt und eine Systemuhr,

Performancecounter genannt, mit der man Zeitpunkte im Programmfluss auf ca. 1  $\mu$ s genau messen kann. Da man Windows nicht dazu bewegen kann (außer man kauft Realtime Extensions, z.B. [11]) die Messfrequenz in exakt vorgegebenen Zeitschritten weiterzuschalten, wird ein unpräziser aber schneller Windowstimer (Multimediatimer) dazu benutzt. Dieser Timer begrenzt mit seiner minimalen Taktzeit von 1 ms die Messrate. Da nicht genau vorhersagbar ist, wann der Timer in Aktion tritt, werden kontinuierlich die Messsignale aufgenommen und gleichzeitig die Schaltzeiten des Timers mit Hilfe des Performancecounters registriert.

Bei der anschließenden Auswertung ist jedoch zu beachten, dass der durch die Abtastung vorgegebene Takt und die durch den Performancecounter ermittelten Schaltzeiten nicht synchron sind. Erstreckt sich der Frequenzsweep über einen langen Zeitraum (z.B. 1 Minute), kann die zeitliche Zuordnung unpräzise werden, wenn man die beiden Takte nicht rechnerisch aufeinander synchronisiert. Dazu muss die Software vor der Messung einmalig die Abtastrate relativ zum Performancecounter präzise bestimmen.

Die zweite zeitliche Unsicherheit liegt darin, dass die Soundkarte nicht sofort nach dem Startbefehl mit der Aufzeichnung beginnt, sondern dass es zu einer Verzögerung um bis zu 1 ms (d.h. 1 Messzyklus!) kommen kann. Diese Verzögerung ist aber glücklicherweise für eine feste Abtastrate konstant (aber auf verschiedenen Soundkarten unterschiedlich) und muss vor der eigentlichen Messung einmalig ermittelt werden.

Sind diese Unsicherheiten beseitigt, so kann man einer eingestellten Messfrequenz zeitlich eindeutig einen Abschnitt des Datenstroms aus der Soundkarte zuordnen und man kann die Messung auswerten.

## Funktionsblöcke

### Oszillatoren

Als Oszillatoren für RF und LO bieten sich DDS-Bausteine [12] an. Diese sind quarzstabil, besitzen ein geringes Phasenrauschen und nahezu beliebige Frequenzen lassen sich schnell digital auf den Bruchteil eines Hertz genau einstellen. Sie erzeugen mit einem D/A-Wandler näherungsweise ein Sinussignal. Die Funktion des DDS ist ver-

gleichbar der eines CD-Spielers. Da genau genommen kein Sinus, sondern ein mit der Taktfrequenz geschaltetes Treppensignale entsteht, erzeugt ein DDS-Baustein nicht nur die Nutzfrequenz, sondern eine Vielzahl von so genannten Aliasfrequenzen, welche üblicherweise mit einem Antialiasingfilter genannten Tiefpass unterdrückt werden. **Bild 8** zeigt das ungefilterte Ausgangsspektrum eines DDS-Bausteins.

Gemäß dem aus der Signaltheorie bekannten Shannon-Theorem kann man aus diesem Treppensignal das Ursprungssinussignal nur dann regenerieren, wenn die Nutzfrequenz kleiner als die halbe Abtastfrequenz (= Taktfrequenz) ist. Da es praktisch aber keine unendlich steilflankigen Tiefpassfilter gibt, kann ein DDS-Baustein Sinussignale nur bis zu etwa 1/3 seiner Taktfrequenz erzeugen.

Mit dem AD9851 wurde ein Baustein mit 180 MHz Taktfrequenz ausgewählt, der also Sinussignale bis zu ca. 60 MHz erzeugen kann. Ausschlaggebend für die Wahl war die Tatsache, dass er gerade noch mit Amateurmitteln lötlbar ist und für die Versuche ein fertiges Platinenlayout [13] übernommen werden konnte.

Mich störte dabei allerdings die Notwendigkeit von Antialiasingfiltern und ich überlegte, wie man diese vermeiden könnte und ggf. gleichzeitig die Aliasfrequenzen noch ausnutzen könnte. Dazu müsste verhindert werden, dass sich alle Aliasfrequenzen des RF-Oszillators mit den zugehörigen Aliasfrequenzen des LO-Oszillators zur selben ZF mischen. Die simple Lösung war die Verwendung von zwei geringfügig verschiedenen Taktfrequenzen für die LO- und RF-DDS-Bausteine. Erste Versuche zeigten, dass die beiden Taktoszillatoren aufeinander mit einer PLL synchronisiert werden müssen, da andernfalls die Zwischenfrequenz zu stark schwanken würde.

Nun war ich in der Lage, durch Wahl des richtigen Frequenzversatzes zwischen RF und LO ganz gezielt ein beliebiges Aliasfrequenzenpaar zu nutzen. **Bild 9** zeigt beispielhaft für eine unrealistisch hohe ZF und Taktfrequenzdifferenz, wie im Bereich 0...400 MHz die Aliasfrequenzen gezielt ausgenutzt werden können.

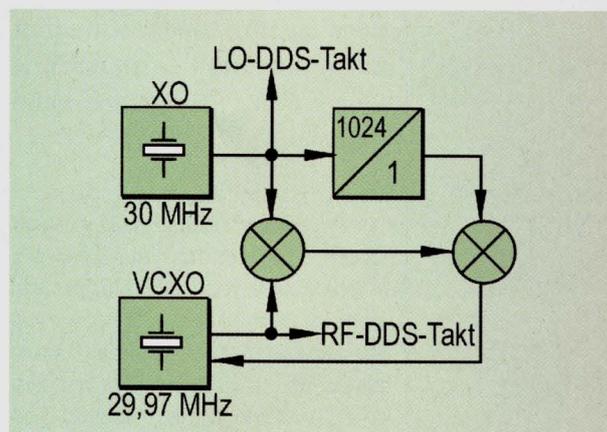
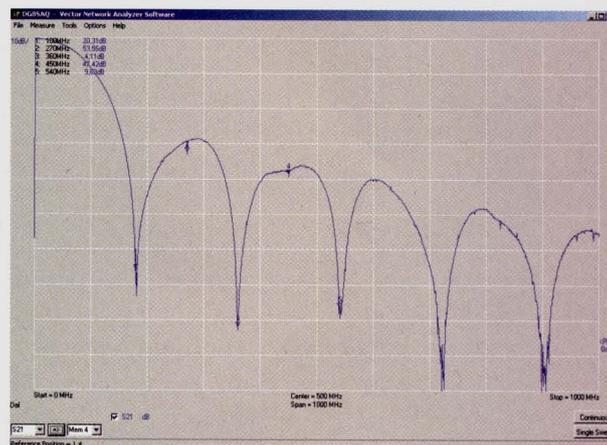
Damit wird der Messbereich des VNWA drastisch erweitert. Schwierigkeiten treten lediglich an Stellen, wo die Signalstärke sehr klein wird, also

bei 180 MHz, 360 MHz, 540 MHz ... und an Stellen, wo zwei Aliasfrequenzen aufeinander fallen, also 90 MHz, 270 MHz, 450 MHz. Zu hohen Frequenzen hin wird die Nutzbarkeit auch durch die insgesamt abnehmende Signalstärke und die obere Grenzfrequenz der verwendeten Mischer begrenzt.

**Bild 10** zeigt das mit dem Selbstbau-VNWA gemessene DDS-Signal von 0...1 GHz. Ausgewertet wurde die Amplitude des Referenzsignals. Präzise messen kann man im Bereich 200 Hz bis 160 MHz und 200 MHz bis 330 MHz.

Messungen im 70-cm-Band sind möglich aber aufgrund mangelnder Signalstärke und schlechter Mischereigenschaften unpräziser.

**Bild 10:** Mit dem VNWA gemessener Amplitudengang der DDS-Oszillatoren AD9851 bis 1 GHz



Der prinzipielle Aufbau der Taktgeneratoren ist in **Bild 11** gezeigt. Hier wird die Differenzfrequenz aus dem 30 MHz Taktsignal und dem 29,97 MHz VCXO-Signal mit einer PLL auf 1/1024 der 30 MHz Taktfrequenz gerastet. Alternativ könnte man den erforderlichen 29,97 MHz Takt auch mit einem weiteren DDS-Baustein vom Typ AD9851 aus dem 30 MHz Takt erzeugen. Der AD9851 besitzt eine interne Taktversechsfachung.

(wird fortgesetzt)

**Bild 11:** Erzeugung der beiden DDS-Taktfrequenzen mittels PLL