

Vektorieller Netzwerkanalysator mit minimaler Hardware

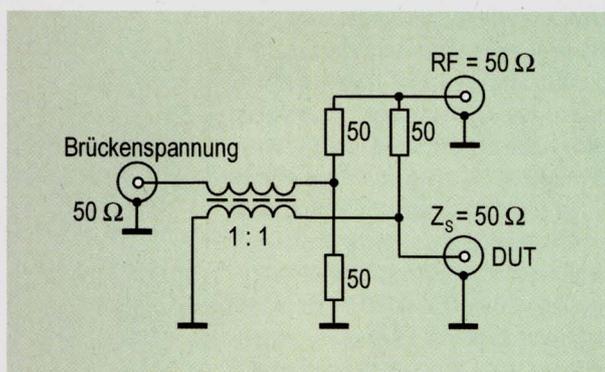
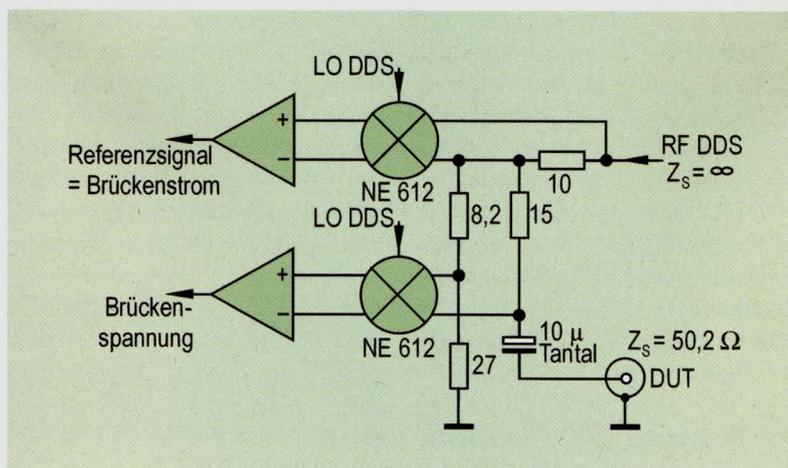


Bild 12: Standard VSWR-Messbrücke

W eil der VNWA auch auf der niederfrequenten Seite möglichst breitbandig verwendbar sein sollte (bis in den 100-Hz-Bereich), schied ein Richtkoppler oder Hybridkoppler zur Reflexionsmessung wie in [2, 3] verwendet aus. Die nahe liegende Lösung war also eine Art Wheatstone-Brücke als Messbrücke zu verwenden. Bild 12 zeigt eine VSWR-Messbrücke, wie man sie z.B. auch kommerziell kaufen kann [14]. Wichtig dabei ist, dass diese am DUT-Tor eine möglichst genaue Quellimpedanz von 50 Ω aufweist, damit das vom DUT reflektierte Signal nicht teilweise wieder ins DUT zurückreflektiert wird und somit die Messung verfälscht. In der gezeigten Realisierung ist das durch die Dimensionierung der Widerstände und Abschlüsse gewährleistet. Solange das

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

Bild 13:
Modifizierte
Messbrücke
des VNWA



Prof. Thomas Baier, DG8SAQ

Im dritten und letzten Teil wird weiter die Hardware des Analysators beschrieben und anhand von Messbeispielen die Einsatzmöglichkeiten des Gerätes gezeigt.

DUT eine Impedanz von 50 Ω aufweist, ist die Brückenspannung Null. Abweichungen davon führen zu einer messbaren Brückenspannung.

Da es schwierig ist, extrem breitbandige Baluns zu bauen (insbesondere zu niedrigen Frequenzen hin), fungiert der ohnehin notwendige Mischer gleichzeitig als solcher. Zum Einsatz kommt der weit verbreitete symmetrische Gilbert-Zellen-Mischer NE612. Da der NE612 eine Eingangsimpedanz von ca. 1 kΩ besitzt, müssen die Brückenwiderstände neu dimensioniert werden. Außerdem besitzt der AD9851 einen Stromausgang, d.h., eine Quellimpedanz von unendlich, was auch in den Brückenwiderständen berücksichtigt werden muss. Nach einiger Rechnung gelangte ich zur in Bild 13 gezeigten Lösung, welche auch mit nicht selektierten Standardwiderstandswerten hervorragend funktioniert. Bei 160 MHz wird unkalibriert eine Richtschärfe von 30 dB erreicht, und es gelangt ein für die Durchgangsmessung ausreichender Anteil des Oszillatorsignals zum DUT.

An dieser Stelle muss allerdings geklärt werden, was die Messbrücke eigentlich misst und wie man daraus S_{11} gewinnt. Die Messbrücke kann man als Viertor auffassen:

- Tor 1 => DDS,
- Tor 2 => Referenzsignal,
- Tor 3 => Reflexionssignal,
- Tor 4 => DUT.

Interessanterweise ist es völlig egal, wie die Brücke aufgebaut und ausbalanciert ist. Das komplexe Messsignal $M = \text{Reflexionssignal/Referenzsignal}$ hängt immer in gleicher Weise vom Reflexionsfaktor S des DUT ab:

$$M = \frac{a \cdot S + b}{c \cdot S + 1}$$

Bei einer perfekt balancierten Brücke sind die Zahlen b und c Null (Prinzip VSWR-Brücke). Im Allgemeinen muss man mit Hilfe von drei Kalibrationsmessungen mit drei verschiedenen Reflexionskalibrationsstandards (zumeist Leerlauf = Open, Kurzschluss = Short und 50-Ω-Abschluss = Load) die drei Zahlen a , b und c bestimmen. Diesen Vorgang nennt man Kalibrieren der Brücke. Sind a , b und c bekannt, so kann man aus dem Messwert M den tatsächlichen Reflexionsfaktor $S = S_{11}$ berechnen.

Zur Durchgangsmessung gelangt das Ausgangssignal des DUT zu einem an 50 Ω zwangangepassten Mischer (ebenfalls NE612). Die Mischerausgangssignale werden teilweise mit einem Analogmultiplexer (CD4053) gemultiplext und allesamt mit zwei durch Operationsverstärker OP07 realisierte Differenzverstärker um den Faktor 10 verstärkt. Durch mit HexFETs an den Multiplexereingängen realisierte Kurz-

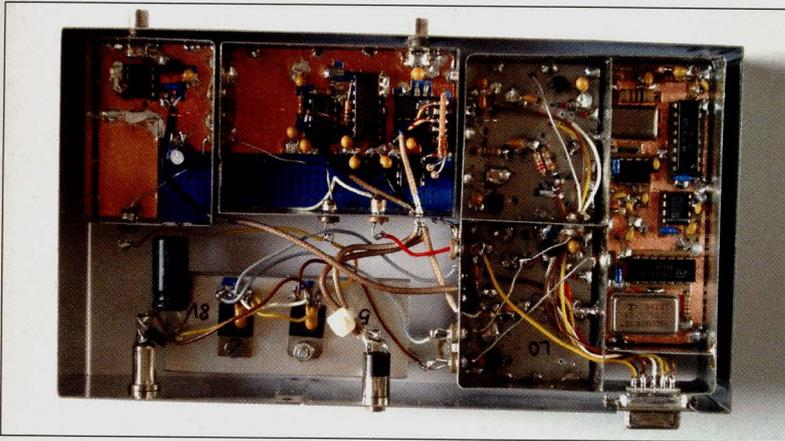


Bild 14: Obenansicht des VNWA. Von links nach rechts erkennt man: Rx Mischer, Tx Mischer, DDS-Oszillatoren, Taktgenerator. Die Außenabmessungen betragen 100 mm x 185 mm x 40 mm

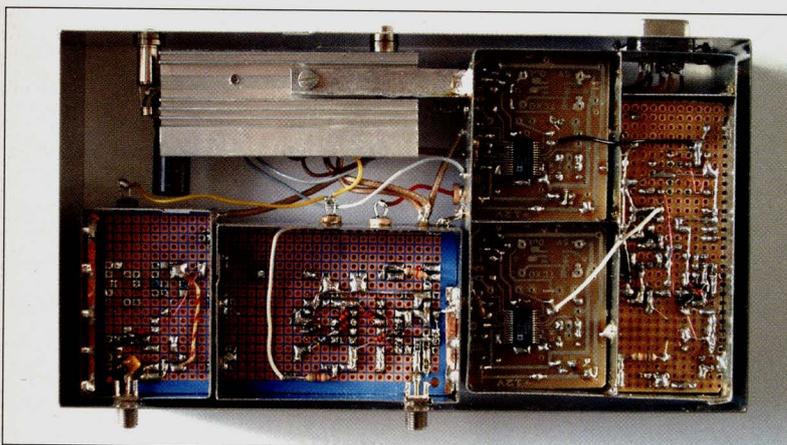


Bild 15: Untenansicht des VNWA. Man erkennt insbesondere die beiden DDS-Chips und am Tx-Port die VSWR-Brücke

schlusschalter wird die Isolation des Multiplexers von ca. 50 dB auf ca. 100 dB erhöht, was bei einer Messdynamik von 96 dB ausreichend ist.

Bild 14 und 15 zeigen den in ein handelsübliches Weißblechgehäuse eingebauten VNWA.

Bis auf die beiden DDS-Platinen wurde alles auf Lochrasterkarten aufgebaut, welche auf der Oberseite mit selbstklebender Kupferfolie versehen wurden.

Bei genügend großem Interesse hat sich DJØFW bereit erklärt, einen Bausatz in bekannt hoher Qualität zu entwickeln [15].

Messergebnisse und Anwendungen

Bild 16 zeigt die in der 50-Ω-Umgebung gemessenen S-Parameter eines monolithischen Quarzfilters (blau und grün) und die daraus errechneten S-Parameter in einer 2-kΩ-/2,5-kΩ-Umgebung (schwarz). Zusätzlich zu den mit dem Eigenbau VNWA gemessenen Daten ist eine mit einem HP8753C

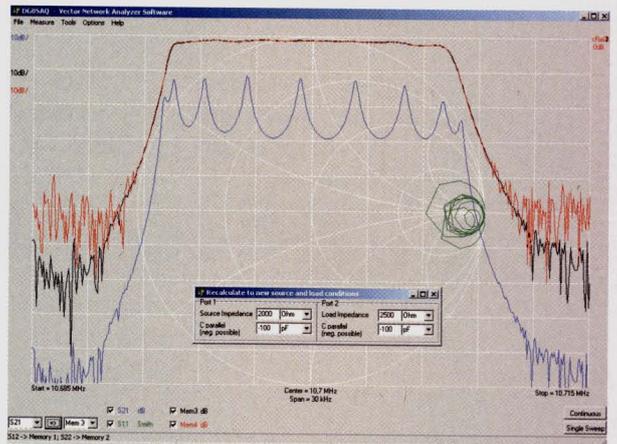


Bild 16: Unangepasste (blau) und rechnerisch angepasste (schwarz) S-Parameter eines monolithischen 10,7-MHz-Quarzfilters. Rot dargestellt ist die ebenfalls rechnerisch angepasste HP8753C Referenzmessung

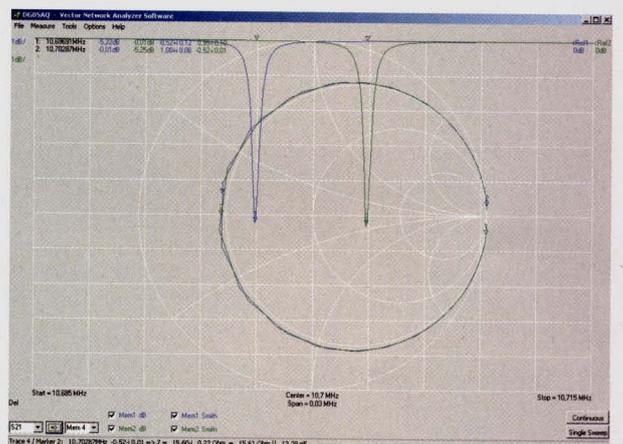


Bild 17: Reflexionsfaktoren zweier 10,7-MHz-Filterquarze

```
Sweep
"Initial analysis"
LOOP 400 FREQ LIN 10.685 Meg 10.714925 Meg
W 0 Y "Gain" "dB" -30 0
W 1 SMITH
```

```
Show
+W 0 Y MagdB (S(2,1))
+W 0 Y MagdB (S(1,1))
+W 1 DB S(1,1)
+ DB S(2,2)
```

EndSweep

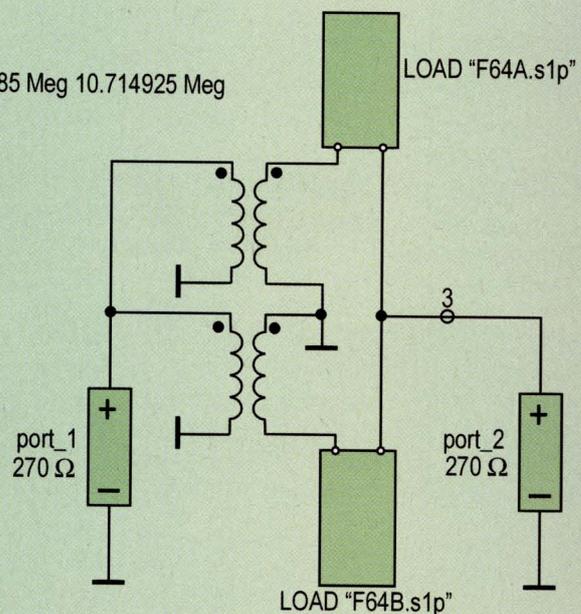


Bild 18: APLAC-Simulationsdatei eines zweipoligen Quarzbrückenfilters mit den Messungen aus Bild 17

gewonnene Vergleichsmessung (blau) dargestellt, welche ebenfalls auf das hohe Impedanzniveau umgerechnet wurde. Die Übereinstimmung der Mes-

sungen ist sehr gut. Ein weiteres Zeichen für die hervorragende Qualität der Messungen ist auch die Tatsache, dass das Passband nach Umrechnung auf

das hohe Impedanzniveau einen völlig glatten Verlauf ohne Störungen aufweist. Fehlerbehaftete Messungen erkennt man nach simulierter Anpassung zumeist an „Zacken“ im Passband. Man erkennt sehr schön, wie die Welligkeit des Durchlassbereiches durch Betrieb an der richtigen hochohmigen Quell- und Lastimpedanz sehr klein wird.

Bild 17 zeigt den gemessenen Verlauf des Reflexionsfaktors zweier verschie-

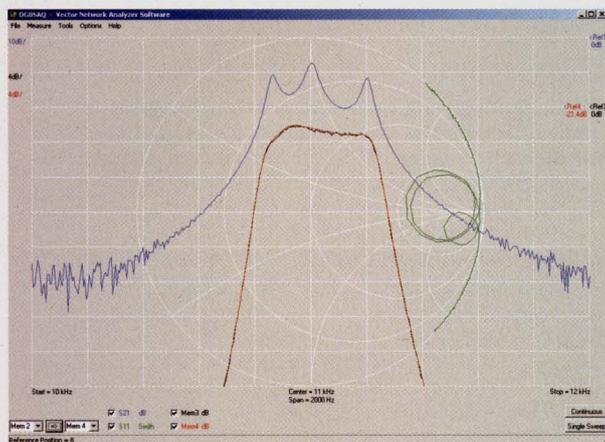


Bild 20: Unangepasste (blau, grün) und rechnerisch angepasste (schwarz) S-Parameter eines dreipoligen 11 kHz LC-Filters. Rot dargestellt ist die mittels Serienwiderständen hardwareangepasste Messung des Filters

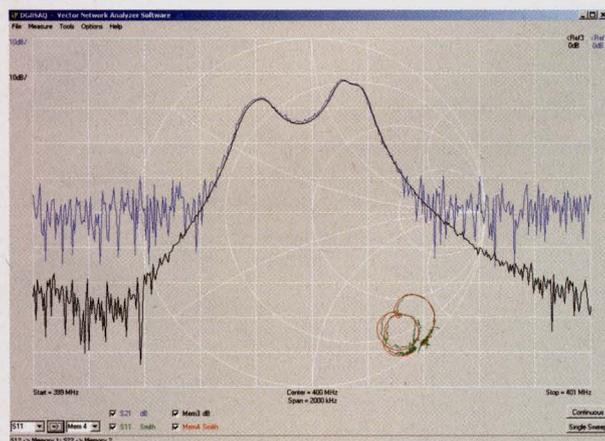


Bild 21: Mit dem VNWA gemessene S-Parameter eines 400-MHz-SAW-Filters (blau, grün) und HP8753C Referenzmessungen (schwarz, rot)

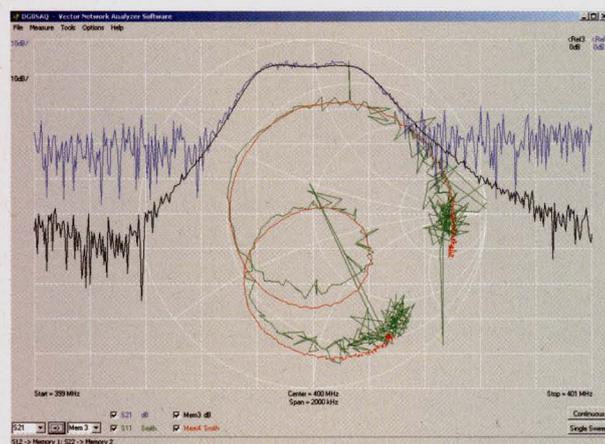


Bild 22: Die in Bild 21 dargestellten S-Parameter umgerechnet auf ein Impedanzniveau von 550 Ω

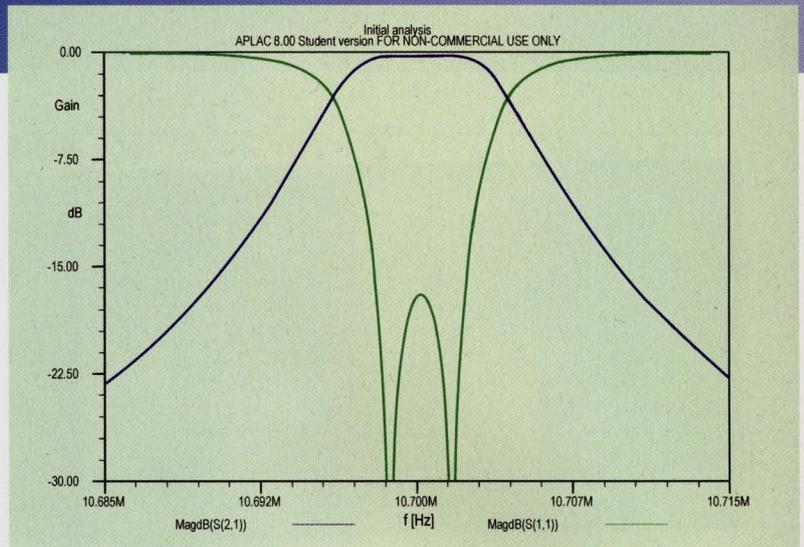


Bild 19: Simulationsergebnis des Quarzbrückenfilters aus Bild 18

dener Schwingquarze aus einem alten Quarzfilter. Aus der Messung kann man z.B. den dynamischen Serienresonanzwiderstand von 15,6 Ω ablesen. Diese Eintormessungen wurden wie in **Bild 18** gezeigt zur Simulation eines zweipoligen Quarzbrückenfilters mit APLAC verwendet. Die Simulation liefert das in **Bild 19** gezeigte Selektionsverhalten eines zweipoligen Brückenfilters. Die Messungen können offensichtlich sehr gut zur Schaltungssimulation verwendet werden.

Bild 20 zeigt eine Messung im NF-Bereich. Vermessen wurde ein kommerzielles dreipoliges 11-kHz-L/C-Bandpassfilter in der 50- Ω -Umgebung des VNWA (blau). Neben dem Verlauf an einer simulierten 610- Ω -Quell- und Lastimpedanz (schwarz) ist auch eine Messung an eben jenen Abschlussimpedanzen dargestellt (rot). Das hohe Impedanzniveau wurde dabei durch zwei 560- Ω -Widerstände realisiert, welche vor und hinter das Filter zu den 50- Ω -Kabelimpedanzen in Reihe geschaltet wurden. Da diese Widerstände auch als Spannungsteiler wirken, ergibt sich rechnerisch eine zusätzliche Einfügedämpfung von 21,7 dB, welche im Wesentlichen auch beobachtet wird. Diese Messungen wurden mit einem Dämpfungsglied am Tx-Ausgang durchgeführt um eine präzise Quellimpedanz von 50 Ω zu gewährleisten.

Bild 21 zeigt eine Messung im 70-cm-Bereich. Vermessen wurde ein 400-MHz-SAW-Filter [16] (blau, grün). Der Vergleich mit der HP8753C Referenzmessung (schwarz, rot) zeigt, dass auch im 70-cm-Band noch Messungen möglich sind. Die Messdynamik ist zwar stark eingeschränkt, Impedanzen lassen sich jedoch immer noch mit ausreichender Genauigkeit bestimmen.

Bild 22 zeigt dieselben Messungen umgerechnet auf 550- Ω -Quell- und La-

stimpedanzen, wobei zum Ein- und Ausgang noch jeweils rechnerisch Induktivitäten entsprechend -40pF parallel geschaltet wurden. Die Ergebnisse der Anpasssimulation sind offensichtlich brauchbar. Die Messdynamik wurde bei dieser Messung noch zusätzlich durch ein 10-dB-Dämpfungsglied am Rx-Eingang beeinträchtigt. Dieses war notwendig, um einen sauberen 50- Ω -Abschluss des Testobjekts bei 400 MHz zu gewährleisten.

Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde ein sehr einfach aufgebauter abgleichfreier PC-gestützter vektorieller Netzwerkanalysator zum Eigenbau vorgestellt, welcher von NF (ca. 200 Hz) bis in den UKW-Bereich (ca. 160 MHz) sehr genaue S-Parameter liefert. Durch Ausnutzung von Aliasfrequenzen der DDS-Oszillatoren sind eingeschränkt auch Messungen bis ca. 500 MHz möglich. So konnten die Eingangsimpedanzen eines 400-MHz-SAW-Filters gemessen werden.

Das beschriebene Konzept bietet außerdem weiten Raum für Verbesserungen. Durch Verwendung anderer DDS-Bausteine (z.B. AD9858, 1 GHz Takt) und besserer Mischer kann der Frequenzbereich auf über 1 GHz erweitert werden. Die Software kann unter [17] kostenlos heruntergeladen werden. Sie arbeitet auch ohne angeschlossenen VNWA. Dank auch an Stefan Fuchs für die Unterstützung bei den Referenzmessungen, Wolfgang Schneider, DJ8ES, für seine Unterstützung bei meinen ersten DDS-Experimenten. Und allen Leuten des Internetforums „Swiss Delphi Center“, die mir bei Programmierproblemen geholfen haben und ganz besonders an Marco Senn alias Jailbird, der mir freundlicherweise einen Teil des Grafikcodes erstellt hat.