
Zeitbereichsmessungen mit dem Netzwerkanalysator ZVR

Application Note 1EZ44_1D

Änderungen vorbehalten

19. 5. 1998, Olaf Ostwald

Produkte:

ZVR mit Option ZVR-B2

ZVC mit Option ZVR-B2

ZVRE mit Option ZVR-B2

ZVCE mit Option ZVR-B2

ZVRL mit Option ZVR-B2



ROHDE & SCHWARZ

INHALT	SEITE
1 KURZFASSUNG	2
2 TYPISCHE ANWENDUNG	2
3 THEORIE	4
3.1 IMPULS- UND SPRUNGANTWORTEN	4
3.2 ENDLICHE PULSBREITE	7
3.3 MEHRDEUTIGKEIT	8
3.4 BAND- UND TIEFPASSMODUS	9
4 FREQUENZBEREICHSGEWICHTUNG	10
5 ZEITTOR	12
6 MEßBEISPIELE	13
6.1 GESTUFTE LUFTLEITUNG	13
6.2 SCHNELLE MESSUNGEN	14
7 LITERATURHINWEISE	15
7.1 ZUR ZEITBEREICHSTRANSFORMATION	15
7.2 ZUR NETZWERKANALYSATOREN- FAMILIE ZVR	15
8 BESTELLANGABEN	15
9 ANHANG	16
9.1 ZEITBEREICHSDARSTELLUNGEN	16
9.2 SPEKTREN DER FILTERFUNKTIONEN	16

1 Kurzfassung

Die Netzwerkanalysatoren der ZVR-Familie bestimmen die komplexen Streuparameter von Meßobjekten im Frequenzbereich nach Betrag und Phase. Mit Hilfe der inversen Fourier-Transformation können die Meßergebnisse in den **Zeitbereich** transformiert werden. Man erhält so alternativ die **Impulsantwort** oder die **Sprungantwort** des Meßobjektes. Dies ist eine besonders anschauliche Darstellform. So können zum Beispiel Störstellen in Kabeln direkt lokalisiert werden. Darüber hinaus dienen spezielle Zeitbereichsfilter, sogenannte **Tore**, zur Unterdrückung von unerwünschten Signalanteilen, wie beispielsweise von Mehrfachreflexionen. Durch anschließende Rücktransformation der im Zeitbereich gefilterten Meßdaten zurück in den Frequenzbereich, erhält man eine von diesen unerwünschten Signalanteilen befreite Darstellung der Streuparameter als Funktion der Frequenz. Wie üblich, können daraus andere komplexe oder skalare Größen, wie die Impedanz oder die Dämpfung, abgeleitet und dargestellt werden.

2 Typische Anwendung

Das Meßdiagramm (BILD 2) zeigt als Beispiel eine Reflexionsmessung im Zeitbereich. Das Meßobjekt (BILD 1) besteht aus einem Signalteiler, an dessen einem Ausgang eine 270 mm lange kurzgeschlossene Leitung und an dessen anderem Ausgang ein zunächst leerlaufendes Kabel (Fall Open) mit einer elektrischen Länge von etwa 2750 mm angeschlossen ist.

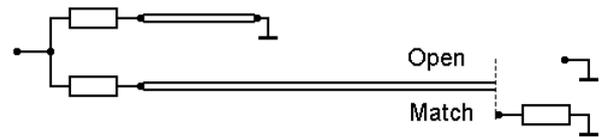


BILD 1 Meßobjekt

In BILD 2 unten erkennt man zwei Hauptreflexionen (Impulse mit den größten Amplituden), die durch die beiden totalreflektierenden Leitungsenden hervorgerufen werden. Zusätzlich sind weitere, kleinere Impulse sichtbar, die durch Mehrfachreflexionen zwischen dem ausgangsseitig fehlangepaßten (12 dB) Signalteiler und den Leitungsenden hervorgerufen werden.

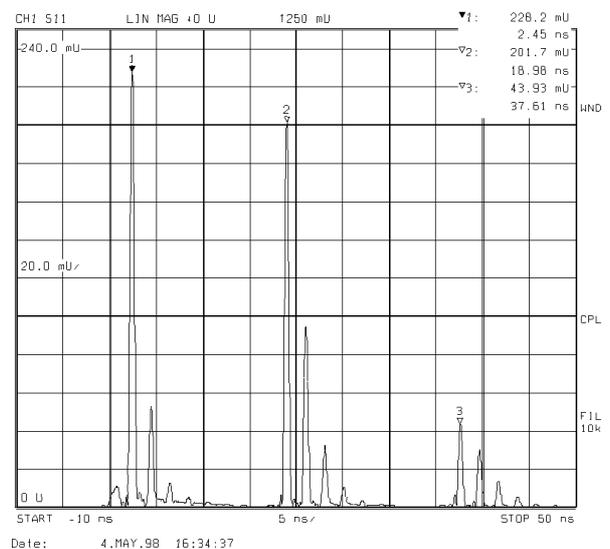


BILD 2 Beispiel einer Reflexionsmessung im Zeitbereich (Impulsantwort)

Die Darstellung dieser Meßergebnisse im Frequenzbereich ergibt die in BILD 3 dargestellte Meßkurve, die im Gegensatz zur übersichtlichen Darstellung im Zeitbereich offensichtlich nicht einfach zu interpretieren ist.

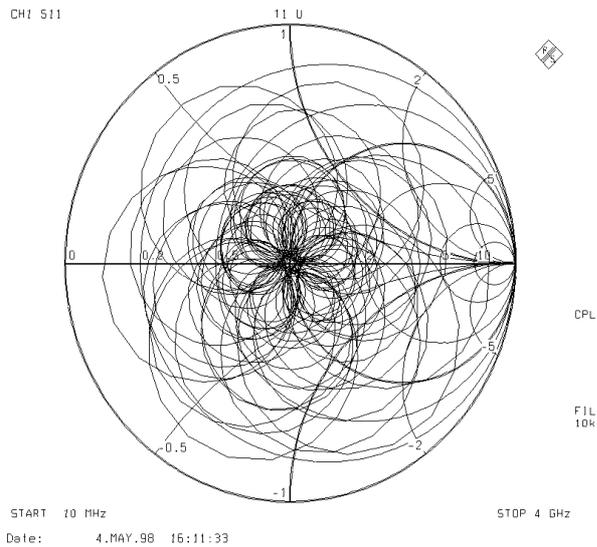


BILD 3 Meßergebnisse im Frequenzbereich

Mit Hilfe eines **Tores**, also einer **Filterung im Zeitbereich**, kann eine beliebige interessierende Reflexion herausgefiltert werden, beispielsweise der zweithöchste Impuls nahe der Mitte von BILD 2, der durch die Totalreflexion am leerlaufenden Kabelende bewirkt wird. Das BILD 4 zeigt die so im Zeitbereich durch ein geeignet gewähltes Tor (Tormitte = 19 ns und Torbreite = 1,5 ns) gefilterte Impulsantwort. Wie man sieht, sind nun alle anderen Impulse unterdrückt.

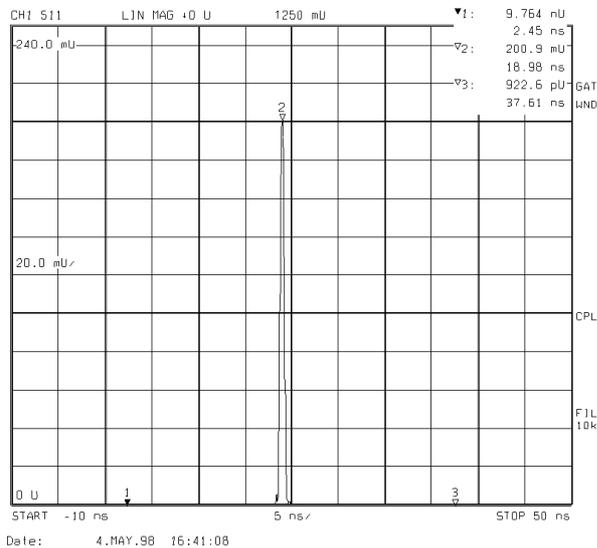


BILD 4 Zeitbereichsmessung mit aktivem Tor

Transformiert man die so gefilterte Impulsantwort in den Frequenzbereich zurück, so erhält man als Frequenzbereichsantwort (siehe BILD 5) allein die Übertragungsfunktion (in Reflexion) des Signalteilers und des nachgeschalteten, am Ende leerlaufenden Kabels.

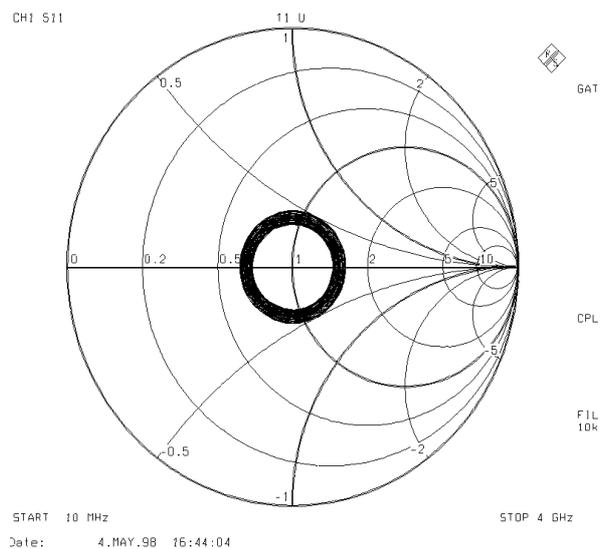


BILD 5 Meßergebnisse im Frequenzbereich nach Zeitbereichsfilterung (Tor)

Als Experiment schließt man das leerlaufende Kabelende nun mit einem Abschlußwiderstand reflexionsarm ab (BILD 1: Fall Match). Das Diagramm (BILD 6) zeigt das beeindruckende Meßergebnis, das man trotz der vielfältigen Reflexionen des Meßaufbaus erhält. Dargestellt ist wieder die nach Zeitbereichsfilterung gemessene Frequenzbereichsantwort. Entsprechend der Reflexionsarmut des verwendeten Abschlußwiderstandes liegt die Meßkurve tatsächlich in unmittelbarer Nähe des Anpassungspunktes des Smith-Diagramms. Der Skalierungswert des Außenkreises des vergrößerten Ausschnitts um den Mittelpunkt des Smith-Diagramms beträgt -20 dB. Die Meßwerte sind kleiner als -42 dB.

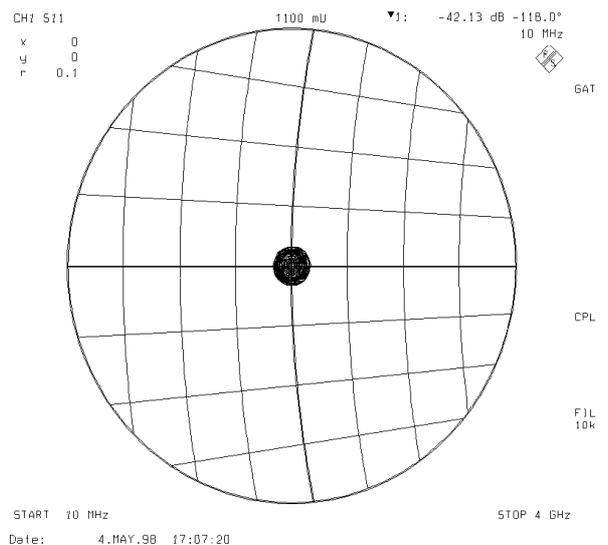


BILD 6 Meßergebnisse im Frequenzbereich nach Zeitbereichsfilterung bei reflexionsarmen Abschluß des offenen Kabelendes

3 Theorie

Jedes lineare und zeitinvariante Netzwerk lässt sich alternativ gleichwertig und vollständig entweder durch seine Impulsantwort $h(t)$ im Zeitbereich oder durch seine Übertragungsfunktion $H(f)$ im Frequenzbereich beschreiben. Der Zusammenhang zwischen den beiden Beschreibungsformen ist durch die **Fourier-Transformation** gegeben:

$$H(f) := \int_{-\infty}^{\infty} h(t) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t} dt \quad (1)$$

Durch Fourier-Transformation erhält man aus der Impulsantwort die spektrale Beschreibung des Netzwerks im Frequenzbereich. Umgekehrt können die durch den Netzwerkanalysator im Frequenzbereich gemessenen Daten mit Hilfe der **inversen Fourier-Transformation** in den Zeitbereich transformiert werden:

$$h(t) := \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot t} df \quad (2)$$

Durch Integration der Impulsantwort lässt sich auch die **Sprungantwort** darstellen. BILD 7 zeigt die Sprungantwort für das Meßobjekt aus BILD 1.

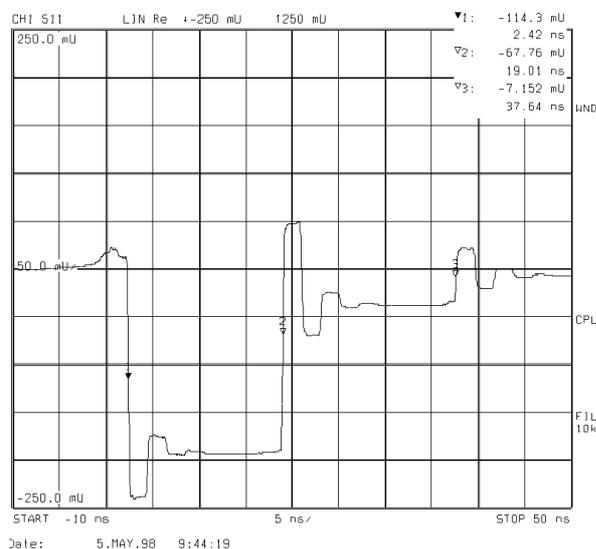


BILD 7 Sprungantwort

Bei dieser Art der Darstellung wird besonders deutlich, wie sich die Impedanz entlang des Meßobjektes verändert. Die Nulllinie in der Mitte des Diagramms bedeutet keinerlei Reflexion. Sie

repräsentiert somit die Referenzimpedanz Z_0 . Positive Werte bedeuten positive Abweichungen von der Bezugsimpedanz ($Z > Z_0$) und Werte kleiner als Null repräsentieren niederohmige Impedanzen ($Z < Z_0$). Allgemein gilt der bekannte Zusammenhang zwischen dem gemessenen Reflexionsfaktor S_{11} und der Impedanz Z .

$$S_{11} := \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (3)$$

Die **Bedienung** der gewünschten Darstellung im Zeitbereich erfolgt im Menü

[MODE] TIME DOMAIN: DEF TRANSF TYPE.

Hier kann unter anderem die Auswahl zwischen der Impulsantwort (IMPULSE) und der Sprungantwort (STEP) getroffen werden.

3.1 Impuls- und Sprungantworten

Wie schon im vorherigen Kapitel zu sehen, bieten Impuls- und Sprungantwort unterschiedliche Vorteile zur Darstellung der Meßergebnisse im Zeitbereich. Mathematisch sind beide Darstellformen gleichwertig. Sie können durch Differentiation beziehungsweise Integration ineinander überführt werden. Historisch betrachtet, bietet die Sprungantwort technische Vorteile, da es einfacher ist, eine einzige steile Flanke, also einen Spannungssprung zu erzeugen als zwei Spannungssprünge in zeitlich sehr kurzem Abstand hintereinander zu generieren und so einen Spannungsimpuls herzustellen. Mit der Möglichkeit, die Übertragungsfunktion des Meßobjektes zunächst im Frequenzbereich messen zu können und anschließend in Quasi-Echtzeit in den Zeitbereich zu transformieren, entfällt dieser historische Grund. Die numerische Berechnung beider Darstellformen ist bei Verwendung eines ausreichend schnellen Prozessors nämlich praktisch gleich (un-) aufwendig.

Es empfiehlt sich immer dann mit der Sprungantwort zu arbeiten, wenn der Impedanzverlauf des Meßobjektes interessiert. In den meisten anderen Fällen jedoch, speziell zur Bestimmung von Störstellen, sollte die Impulsantwort verwendet werden. Ein weiterer Vorteil der Impulsantwort ist übrigens, daß ihr Betrag, im Gegensatz zur Sprungantwort, auch bei Benutzung des Bandpaßmodus immer sinnvoll interpretierbar ist. Hierauf wird im Kapitel 3.4 *Band- und Tiefpaßmodus* noch näher eingegangen.

Die folgenden Meßdiagramme (BILD 8 bis BILD 11) zeigen als Beispiele Impuls- und Sprungantworten von typischen Meßobjekten (vom Leerlauf über unterschiedliche reelle Abschlußwiderstände bis zum Kurzschluß). In jedem Diagramm ist jeweils mit identischer Skalierung die **Impulsantwort oben** und die **Sprungantwort unten dargestellt**.

In allen Fällen wurde der Tiefpaßmodus (vgl. Kap. 3.4) verwendet. Von Bedeutung für eine korrekte Darstellung der Sprungantwort im Tiefpaßmodus ist der Wert des darzustellenden Streuparameters bei der Frequenz Null. Dieser kann mit Hilfe der Bedienfolge **[MODE] TIME DOMAIN: DEF TRANSF TYPE: LOWPASS DC S-PARAM** eingegeben werden.

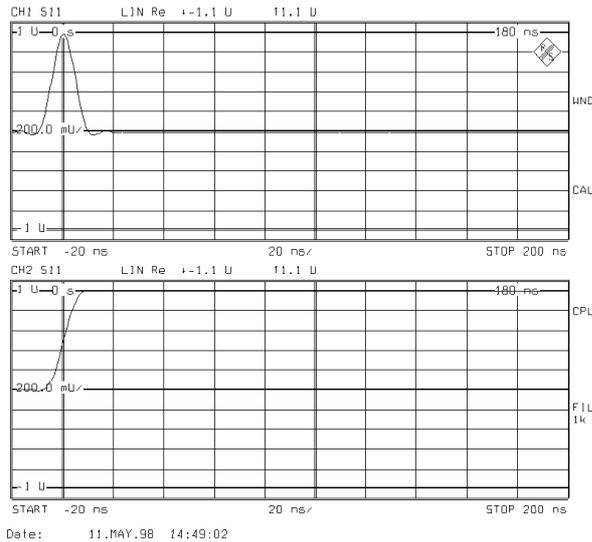


BILD 8 Impuls- und Sprungantwort eines Leerlaufs (LOWPASS DC S-PARAM = 1)

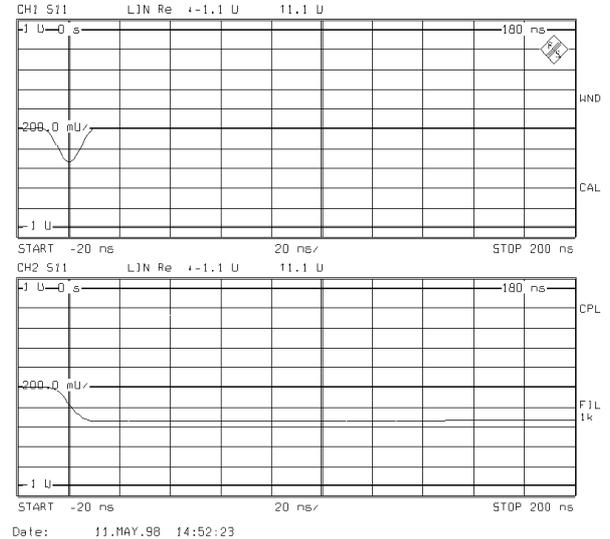


BILD 10 Impuls- und Sprungantwort eines 25-Ω-Widerstands (LOWPASS DC S-PARAM = -1/3)

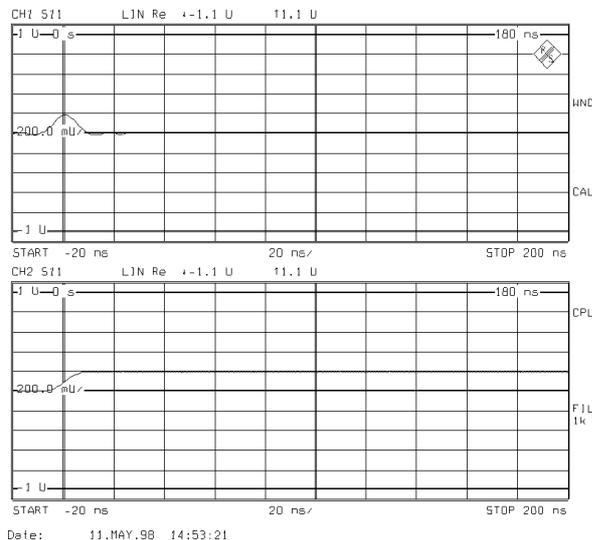


BILD 9 Impuls- und Sprungantwort eines 75-Ω-Widerstands (LOWPASS DC S-PARAM = 0,2)

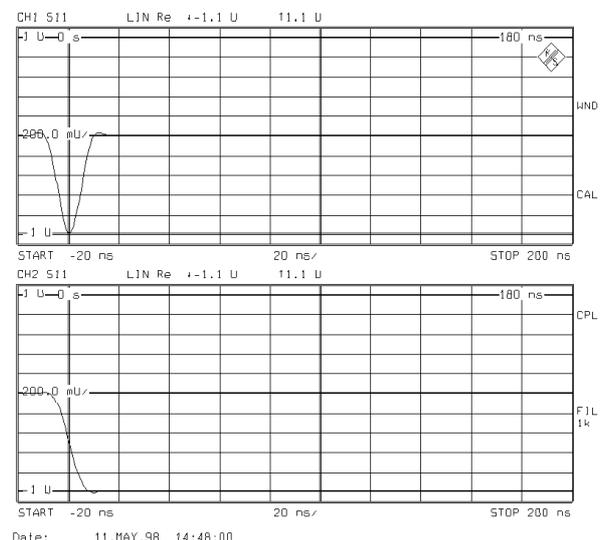


BILD 11 Impuls- und Sprungantwort eines Kurzschlusses (LOWPASS DC S-PARAM = -1)

Besonders interessant ist auch das Aussehen der Impuls- und Sprungantworten von **komplexen Impedanzen**. Um die in den folgenden Diagrammen (BILD 12 bis BILD 17) dargestellten Meßergebnisse zu erhalten, wurden als Beispiele einzelne Spulen und Kondensatoren sowie die Serien- beziehungsweise Parallelschaltung einer Spule oder eines Kondensators mit einem 50- Ω -Widerstand gemessen.

Zur qualitativen **Interpretation der Verläufe** ist es günstig, sich zunächst die **Sprungantwort** anschaulich zu erklären: Im ersten Moment des anregenden Sprunges hat aufgrund der Steilheit der Flanke zunächst nur das hochfrequente Verhalten des Meßobjektes Einfluß auf die Sprungantwort. Ein Kondensator wirkt folglich zunächst wie eine Durchverbindung und eine Spule zunächst wie eine Unterbrechung.

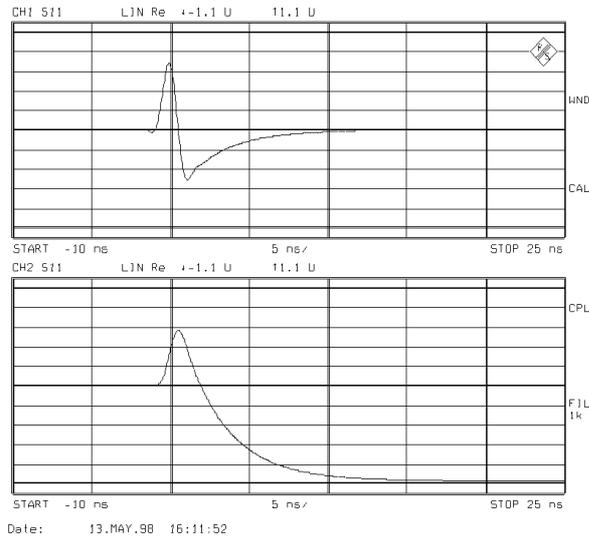


BILD 12 Impuls- und Sprungantwort einer 150-nH-Spule gegen Masse (LOWPASS DC S-PARAM = -0,97)

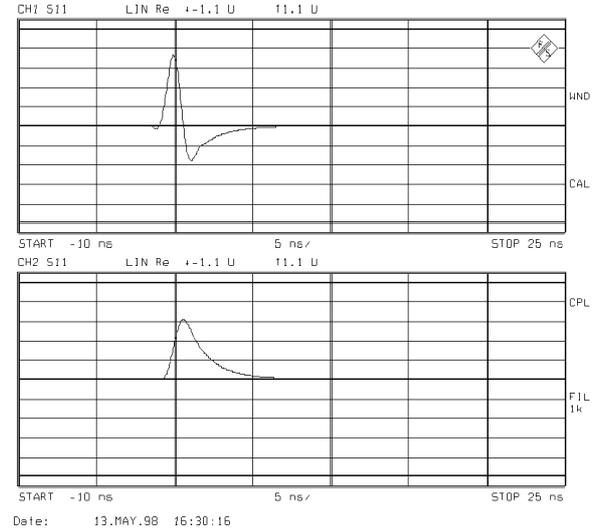


BILD 14 Serien-L Impuls- und Sprungantwort der Serienschaltung einer 150-nH-Spule und eines 50- Ω -Widerstandes gegen Masse (LOWPASS DC S-PARAM = 0)

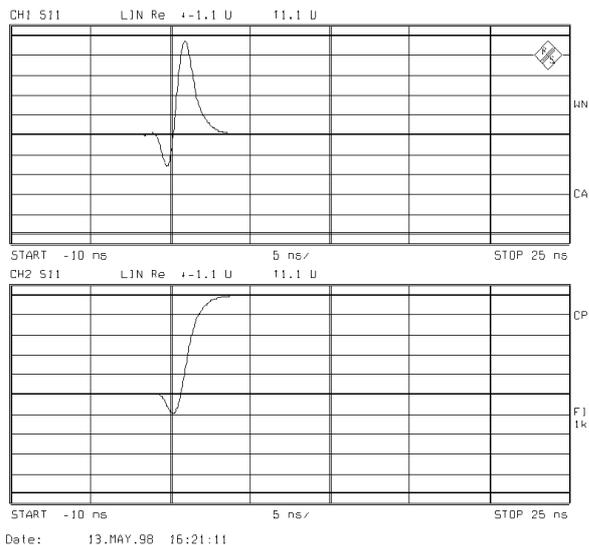


BILD 13 Impuls- und Sprungantwort eines 15-pF-Kondensators gegen Masse (LOWPASS DC S-PARAM = 1)

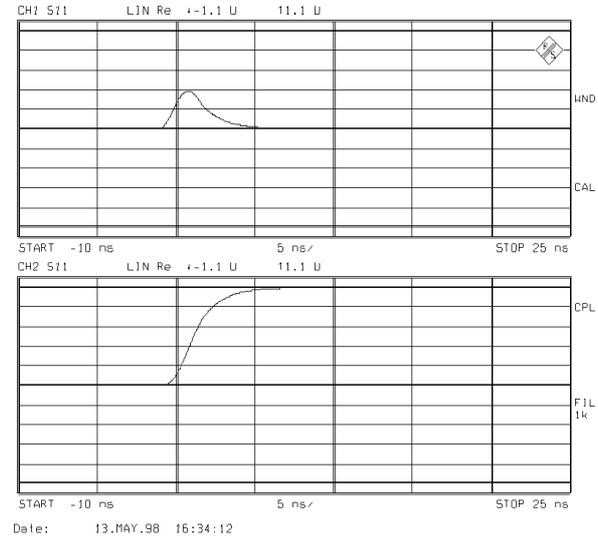


BILD 15 Serien-C Impuls- und Sprungantwort der Serienschaltung eines 15-pF-Kondensators und eines 50- Ω -Widerstandes gegen Masse (LOWPASS DC S-PARAM = 1)

Die zeitlich später auftretenden Signalanteile der Sprungantwort entsprechen immer niedrigeren Frequenzanteilen bis hin zum Gleichspannungsanteil. Im späteren Verlauf hat somit nur das niederfrequente Verhalten des Meßobjektes einen Einfluß auf die Sprungantwort. Ein Kondensator wirkt folglich dann wie eine Unterbrechung, während nun eine Spule den Charakter einer Durchverbindung zeigt.

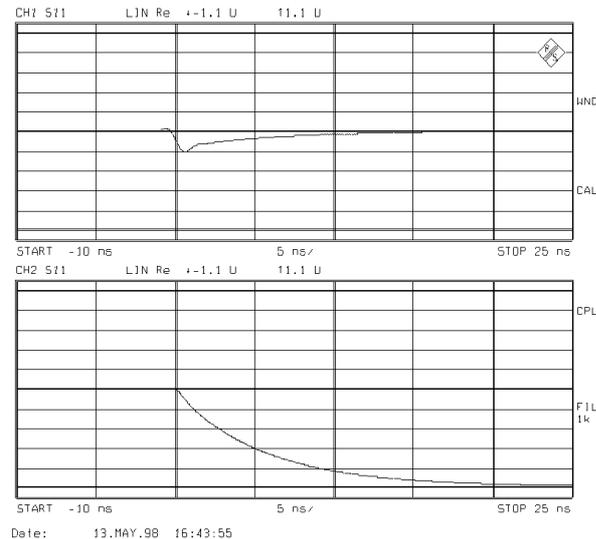


BILD 16 Parallel-L
Impuls- und Sprungantwort der Parallelschaltung einer 150-nH-Spule und eines 50-Ω-Widerstandes gegen Masse (LOWPASS DC S-PARAM = -1)

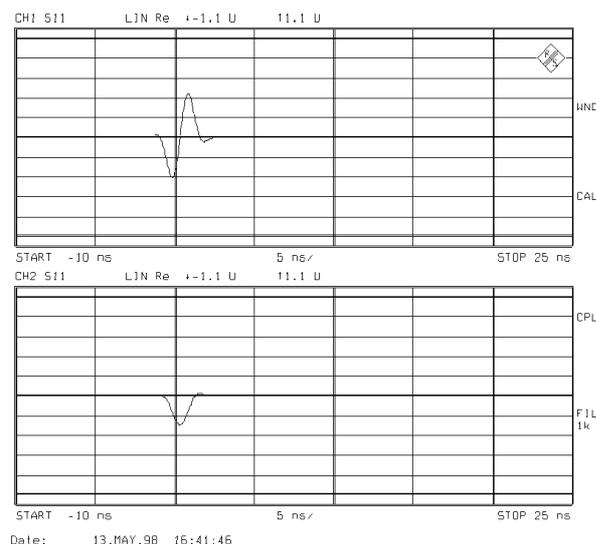


BILD 17 Parallel-C
Impuls- und Sprungantwort der Parallelschaltung eines 15-pF-Kondensators und eines 50-Ω-Widerstandes gegen Masse (LOWPASS DC S-PARAM = 0)

Ein typisches Beispiel ist die vorhergehende Messung (BILD 17: unteres Teildiagramm). Der Verlauf der Sprungantwort kann wie folgt erklärt werden: Zunächst wirkt der Kondensator näherungsweise als Kurzschluß und bewirkt die negative Flanke der Sprungantwort. (Negative Signalanteile der Sprungantwort bedeuten Niedrohigkeit der gemessenen Impedanz.) Mit fortschreitender Zeit lädt sich der Kondensator dann auf und wirkt immer mehr wie ein Leerlauf. Die Parallelschaltung aus Kondensator und Widerstand verhält sich dann nur noch wie ein einzelner Widerstand. Da dessen Wert im Beispiel gleich der Referenzimpedanz ist ($R = Z_0$), wird wegen der so hervorgerufenen Anpassung keine Spannung mehr reflektiert. Die Sprungantwort erreicht also wieder den Wert Null.

Den Verlauf der Impulsantwort (BILD 17: oberes Teildiagramm) erhält man gedanklich am einfachsten durch Differentiation der Sprungantwort.

Zur vollständig korrekten Interpretation der durch den Netzwerkanalysator dargestellten Meßergebnisse im Zeitbereich muß zusätzlich noch beachtet werden, daß durch zwei physikalische Gegebenheiten, nämlich durch

- die endliche Frequenzbandbreite und durch
- die frequenzdiskrete Messung

des Netzwerkanalysators weder ideale (Dirac-) Impulse noch ideale Sprünge dargestellt werden können.

3.2 Endliche Pulsbreite

Die eingeschränkte Frequenzbandbreite des Netzwerkanalysators (z.B. ZVR mit $f_{MAX} = 4$ GHz) bewirkt eine **Verbreiterung der Impulse im Zeitbereich**. Mathematisch kann dieses Verhalten wie folgt erklärt werden: Man nimmt gedanklich zunächst einen unendlich weiten Frequenzbereich an. Durch Fourier-Transformation erhält man hieraus tatsächlich unendlich schmale Dirac-Impulse. Nun multipliziert man die Frequenzbereichsdaten mit einer rechteckförmigen Gewichtungsfunktion, die den Wert 1 für den Betriebsfrequenzbereich (z.B. 9 kHz bis 4 GHz) des Netzwerkanalysators annimmt und ansonsten Null ist. Diese Multiplikation im Frequenzbereich entspricht einer Faltung der idealen Dirac-Impulse mit einer si-Funktion im Zeitbereich.

$$si(x) := \frac{\sin(x)}{x} \quad (4)$$

Dabei ist die **Breite ΔT der si-Impulse** umgekehrt proportional zur Breite ΔF des Frequenzbereichs:

$$\Delta T := \frac{2}{\Delta F} \quad (5)$$

Für eine Frequenzbandbreite von beispielsweise 4 GHz ergibt sich somit eine Verbreiterung des Impulses auf etwa 500 ps, wie in BILD 18 zu sehen.

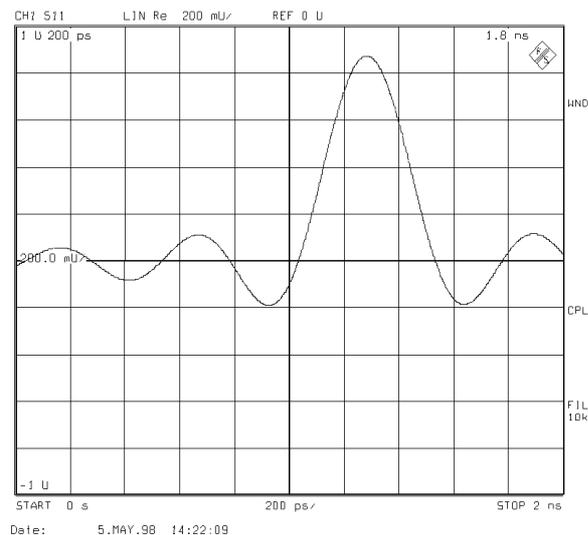


BILD18 Verbreiteter si-Impuls aufgrund endlicher Frequenzbandbreite (z.B. $\Delta F = 4$ GHz). Die Impulsbreite ΔT beträgt etwa 500 ps.

Außer der Verbreiterung des Impulses ist in BILD 18 noch eine zweite Eigenschaft der si-Impulse zu erkennen, die sich in der Praxis störend bemerkbar macht, nämlich das Auftreten von Vor- und Nachschwingern (Nebenkeulen) links und rechts vom (Haupt-) Impuls. Die höchste (negative) Nebenamplitude links und rechts vom Hauptimpuls beträgt übrigens entsprechend der si-Funktion:

$$\frac{\sin\left(3 \cdot \frac{\pi}{2}\right)}{3 \cdot \frac{\pi}{2}} = -0.212 \quad (6)$$

Dies entspricht einer Nebenkeulenunterdrückung von nur 13,46 dB. Die Nebenkeulen können jedoch durch geeignete **Gewichtungsverfahren im Frequenzbereich** reduziert werden, die auch als **Profilierung, Fensterung oder „Windowing“** bezeichnet werden. Darauf wird im Kapitel 4 genauer eingegangen.

3.3 Mehrdeutigkeit

Dadurch, daß die Meßwerte nicht kontinuierlich über der Frequenz, sondern nur an endlich vielen **diskreten Frequenzstützpunkten** aufgenommen werden, ergibt sich nach der Transformation eine **mehrfache Wiederabbildung** des zeitverschobenen Zeitsignals, die als „**Aliasing**“ bezeichnet wird.

Dies kann wie folgt erklärt werden: Die frequenzdiskrete Messung läßt sich aus einem idealen kontinuierlichen Spektrum entstanden denken, welches mit einem Kammspektrum im Frequenzbereich multipliziert wird. Im Zeitbereich entspricht dies einer Faltung des Zeitsignals mit einer Dirac-Impulsfolge. Daraus ergibt sich der Aliasing-Effekt einer dauernden Wiederholung des Zeitsignals. Die Anzeige im Zeitbereich wird somit **mehrdeutig**. Der zeitliche Abstand Δt zwischen den Wiederholungen berechnet sich aus dem Frequenzstützpunkteabstand Δf der Meßwerte zu $\Delta t = 1/\Delta f$. Der Zusammenhang kann leicht aus dem folgenden Diagramm (BILD 19) abgelesen werden.

$$t = 1/f$$

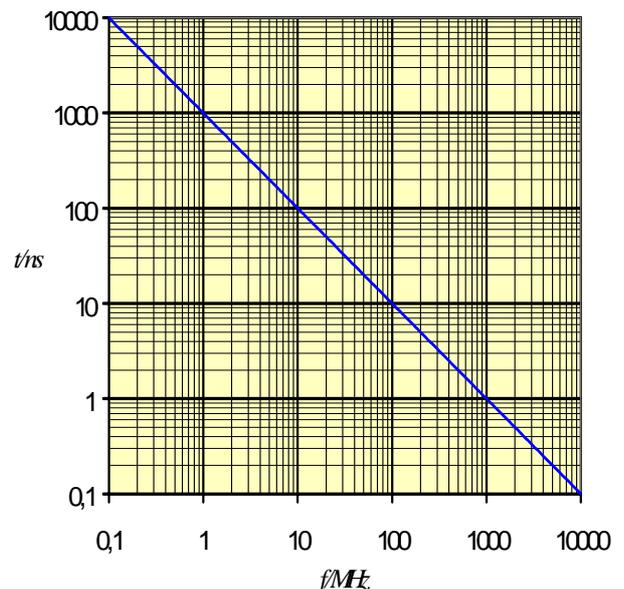


BILD 19 Zusammenhang zwischen Stützpunkteabstand Δf und Eindeutigkeitsbereich Δt beziehungsweise zwischen Frequenzbandbreite ΔF und Breite ΔT der Impulse

Benutzt man beispielsweise den vollen Frequenzbereich des ZVR bis 4 GHz und 400 Meßpunkte, so beträgt der Stützpunkteabstand etwa 10 MHz.

Somit erhält man ungefähr alle $\Delta t = 100$ ns ein Aliasing-Signal wie man am Beispiel von BILD 20 erkennen kann.

Das vorherige BILD 19 kann übrigens auch zur Umrechnung des weiter oben erläuterten Zusammenhangs zwischen der Frequenzbandbreite ΔF (SPAN) und der resultierenden Verbreiterung ΔT der Impulse im Zeitbereich benutzt werden.

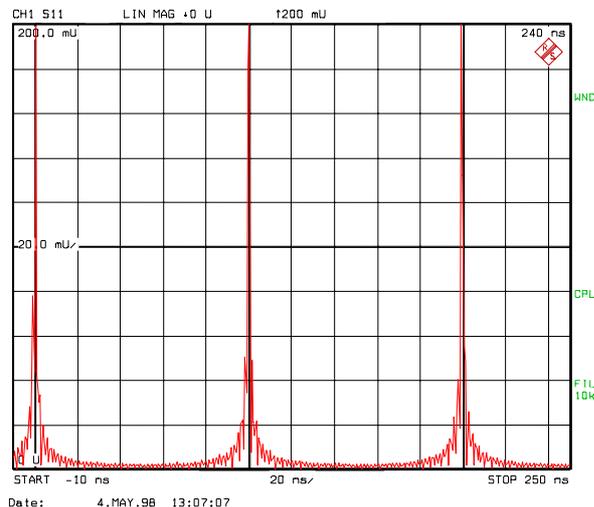


BILD 20 Beispiel für Mehrdeutigkeit (Aliasing)
Der Eindeutigkeitsbereich ist
 $\Delta t = 100$ ns

Eine eindeutige Zuordnung von Zeitbereichs-Signalen kann im Beispiel von BILD 20 nur innerhalb des **Eindeutigkeitsbereichs** von $\Delta t = 100$ ns getroffen werden.

Benötigt man einen größeren Eindeutigkeitsbereich Δt müssen die Frequenzstützpunkte in einem dichteren Raster Δf angeordnet werden. Hierzu kann man entweder den SPAN ΔF reduzieren - wodurch die Zeitbereichsaufösung leidet - oder die Punkteanzahl (NUMBER OF POINTS) erhöhen, dies verringert allerdings die Meßgeschwindigkeit. Beachtet werden muß, daß der Analysator auf eine **maximale Punkteanzahl** von 2004 in Summe aller vier Darstellkanäle beschränkt ist, wobei, wie auch bei gewöhnlichen Messungen im Frequenzbereich, pro Kanal höchstens 2001 Punkte gemessen werden können. Verwendet man statt der komfortablen „Chirp“-Transformation [2] die schnellere „Fast Fourier Transform“ [1], so reduziert sich theoriebedingt die Punkteanzahl pro Kanal auf die nächstkleinere Zweierpotenz, also auf einen Maximalwert von 1024 Punkten. Für den nachfolgend näher beschriebenen **Tiefpaßmodus** wird die maximal

mögliche Punkteanzahl halbiert (negative Frequenzen) und um eins verringert (Gleichspannungswert).

3.4 Band- und Tiefpaßmodus

Der Netzwerkanalysator gestattet die Möglichkeit neben dem als Grundeinstellung vorhandenen **Bandpaßmodus (BANDPASS)** den Tiefpaßmodus (LOWPASS) zu wählen. Der Bandpaßmodus wird für allgemeine skalare Anwendungen empfohlen. Er gestattet eine beliebige Wahl der Meßpunkte und der Frequenzgrenzen und ist zur Darstellung des Betrages der Impulsantwort gut geeignet. Allerdings fehlt hier jegliche Information über die Meßwerte bei der Frequenz Null, also der Gleichspannungswert, und das Spektrum ist auf positive Frequenzen beschränkt. Dies hat zur Folge, daß die **Impuls- und die Sprungantwort komplex sind** und somit ihre Phase von der Entfernung zwischen Meßobjekt und Referenzebene abhängt. Dies muß bei der Darstellung von Real- oder Imaginärteil im Zeitbereich beachtet werden! In der Regel ist es nicht sinnvoll zur Messung des Vorzeichens einer Reflexion den Bandpaßmodus zu benutzen. Hierzu wird der Tiefpaßmodus benötigt.

Der **Tiefpaßmodus (LOWPASS)** ist dadurch gekennzeichnet, daß das Frequenzstützpunkteraster so angeordnet wird, daß eine Extrapolation zur Frequenz Null exakt möglich ist. Die Bedingung dafür lautet, daß der Abstand Δf zwischen den Meßpunkten im Frequenzbereich gleich der START-Frequenz f_{START} ist, also

$$f_{START} = \Delta f \quad (7)$$

Ein Frequenzstützpunkteraster, das diese Bedingung (7) erfüllt, wird als **harmonisches Raster** bezeichnet, da der Frequenzwert an jedem Stützpunkt ein ganzzahliges Vielfaches der START-Frequenz ist. (Häufig findet man die verallgemeinerte Definition, daß die START-Frequenz f_{START} ein ganzzahliges Vielfaches n des Stützpunkteabstandes Δf sein muß, also $f_{START} = n \cdot \Delta f$. Im Rahmen der Netzwerkanalysatoren der ZVR-Familie wird jedoch die strengere Definition mit $n=1$ benutzt.)

Die Erzeugung eines harmonischen Rasters kann automatisch durch den Netzwerkanalysator durchgeführt werden. Nähere Hinweise hierzu sind dem Betriebshandbuch zu entnehmen.

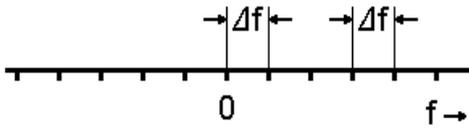


BILD 21 Tiefpaß-Raster

Nach Generierung des benötigten harmonischen Rasters ist der Netzwerkanalysator in der Lage

1. das Frequenzstützpunkteraster um einen zusätzlichen Frequenzstützpunkt bei der Frequenz Null zu erweitern und
2. die bei positiven Frequenzen gemessenen Daten um die Frequenz Null herum zu negativen Frequenzen hin konjugiert komplex zu spiegeln.

Hierdurch wird im Tiefpaß-Modus die Breite des Frequenzbereichs verdoppelt (vgl. BILD 21), wodurch sich die Auflösung im Zeitbereich nicht nur für die Sprungantwort sondern auch für die Impulsantwort im Vergleich zum Bandpaß-Modus um den Faktor zwei verbessert. Außerdem erhält man auf diese Weise stets eine reelle Zeitbereichsantwort (Imaginärteil = 0). In BILD 22 ist der im Vergleich zu BILD 18 deutlich schmalere Impuls sichtbar. Die Skalierung ist in beiden Diagrammen identisch gewählt worden. Man erkennt die um den Faktor zwei verringerte Breite des si-Pulses, die nun statt 500 ps nur noch etwa 250 ps beträgt.

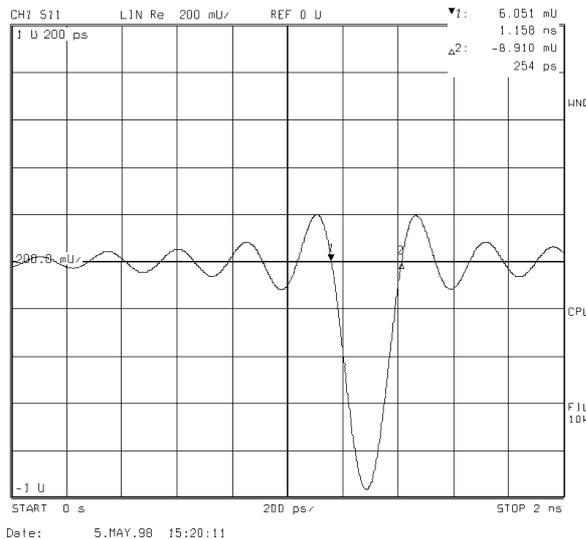


BILD 22 Im Vergleich zu BILD 18 durch Tiefpaßmodus halbierte Breite des si-Impulses ($\Delta F = 4$ GHz). Die Impulsbreite ΔT beträgt nun etwa 250 ps.

Außer der Verringerung der Breite des Impulses fällt auf, daß seine Amplitude im Gegensatz zu BILD 18 negativ ist. Da das Meßobjekt in beiden Fällen identisch eine kurzgeschlossene ($S_{11} = -1$) Leitung war, entspricht die gemessene negative Amplitude von BILD 22 der Erwartung, während BILD 18 im Nachhinein einer Erklärung bedarf. Die Begründung für die dort gemessene, scheinbar falsche Amplitude wurde jedoch bereits weiter oben gegeben. Es ist der erwähnte Zusammenhang zwischen dem **Bandpaßmodus** und **seiner komplexen Zeitbereichsantwort**. Hierdurch wird die Phase laufzeitabhängig, was wechselnden Amplituden von Real- und Imaginärteil entspricht. Der **Tiefpaßmodus** hingegen liefert stets eine **reelle Zeitbereichsantwort** und somit immer das korrekte Vorzeichen des Reflexionsfaktors des kurzgeschlossenen Leitungsendes.

4 Frequenzbereichsgewichtung

Wie schon im Kapitel 3.2 erwähnt, tritt als Folge des eingeschränkten Frequenzbereichs eine Verbreiterung der Impulse im Zeitbereich sowie erhebliches Vor- und Nachschwingen (Nebenkeulen) auf. Insbesondere der letztere Effekt ist bei Zeitbereichsmessungen häufig sehr störend, da hierdurch Nebenimpulse vorgetäuscht sowie Auflösung und Meßgenauigkeit beeinträchtigt werden können. Abhilfe schafft eine geeignete **Gewichtung („Windowing“)** der Meßwerte im Frequenzbereich, die im wesentlichen in einer Bedämpfung der Spektralanteile in der Nähe der START- und STOP-Frequenz besteht. Hierzu bieten die Analysatoren unterschiedliche **Gewichtungs-Profile** an, die in der folgenden TABELLE 1 zusammengefaßt sind [3].

Frequenzbereich Profil (Window)	Zeitbereich Tor (Time Gate)	Filterfunktion
NO PROFILING	STEEPEST EDGES	Rechteck
LOW FIRST SIDELobe	STEEP EDGES	Hamming
NORMAL PROFILE	NORMAL GATE	Hann
STEEP FALLOFF	MAXIMUM FLATNESS	Bohman
ARBITRARY SIDELOBES	ARBITRARY GATE SHAPE	Dolph-Tschebyscheff

TABELLE 1 Profile und Torfunktionen

Je nach gewähltem Gewichtungprofil ergeben sich unterschiedliche Auswirkungen auf die Form der Zeitbereichsimpulse (und analog auf die Zeitbereichssprünge). Hierzu dienen die folgenden beiden BILDER als Illustration. BILD 23 zeigt in einer Vierquadrantendarstellung die Messung der Reflexion eines Leerlaufs direkt am Meßtor PORT 1 des Netzwerkanalysators, wobei in Kanal 1 (links oben) keine Profilierung (NO PROFILING), im Kanal 2 (links unten) ein Profil mit einer niedrigen ersten Nebenkeule (LOW FIRST SIDELOBE), im Kanal 3 (rechts oben) das für allgemeine Anwendungen empfohlene normale Profil (NORMAL PROFILE) und im Kanal 4 (darunter) ein Profil mit einem äußerst starken Abfall der Nebenkeulen (STEEP FALLOFF) benutzt wurde.

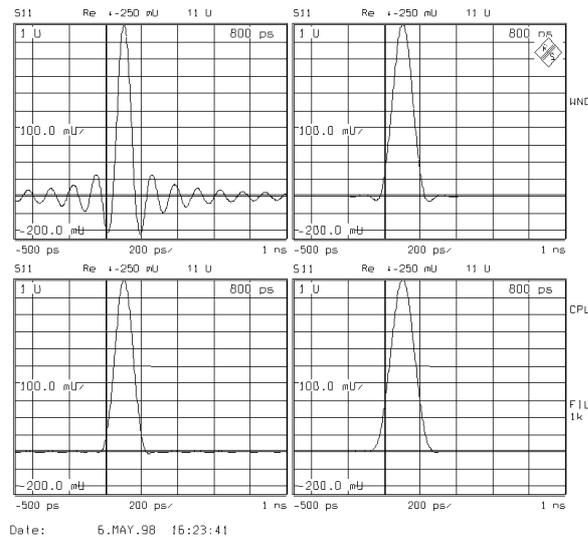


BILD 23 Vierquadrantendarstellung von Impulsen mit unterschiedlichen Profilen

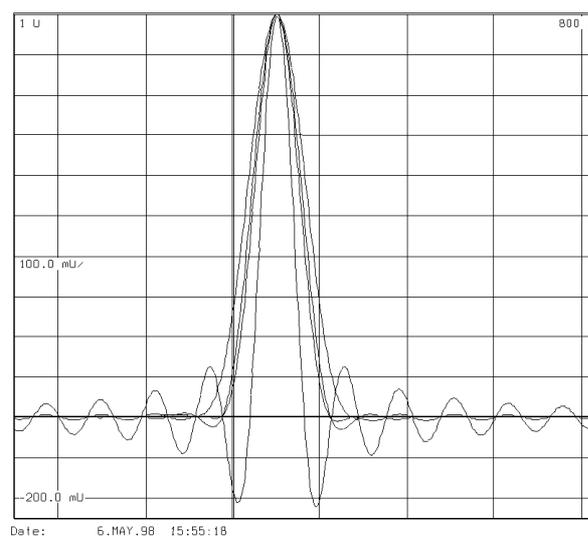


BILD 24 Überlagerte Darstellung der Impulse mit unterschiedlichen Profilen

- NO PROFILING** (vgl. BILD 23 links oben oder - falls Farbausdruck vorliegt - BILD 24 rote Kurve) bedeutet die Verwendung keiner Gewichtungsfunktion. Es bleibt somit bei der gegebenen rechteckförmigen Frequenzbereichsbegrenzung. Die Impulse bleiben deshalb si-förmig mit einer relativ schmalen Hauptkeule, jedoch erheblichen Nebenkeulen. Die höchste Nebenkeule beträgt etwa 13 dB.
- LOW FIRST SIDELOBE** (vgl. BILD 23 links unten oder BILD 24 grüne Kurve) benutzt als Gewichtungsfunktion im Frequenzbereich die Filterfunktion nach R. W. Hamming. Sie ist im Frequenzbereich durch deutlich kleinere Nebenkeulen (etwa 43 dB) als der Rechteck-Fall gekennzeichnet, die allerdings auch weitab von der Hauptkeule kaum stärker abfallen. Speziell die erste Nebenkeule ist jedoch bereits sehr stark reduziert. Im Zeitbereich macht sich dies durch eine Verbreiterung der Hauptkeule und deutlich reduziertes Vor- und Nachschwingen bemerkbar. Dies verschwindet allerdings auch in großer Entfernung vom Hauptimpuls nicht vollständig.
- NORMAL PROFILE** (vgl. BILD 23 rechts oben oder BILD 24 schwarze Kurve) benutzt die Filterfunktion nach Julius von Hann. Im Frequenzbereich ist sie durch eine erste Nebenkeule von etwa 32 dB gekennzeichnet, also etwas höher als das Filter nach Hamming. Die weiteren Nebenkeulen fallen allerdings viel stärker als dort ab. Dies ergibt im Zeitbereich eine auch bei linearer Skalierung noch sichtbare erste Nebenkeule; jedoch sind alle weiter entfernten Nebenkeulen zumeist vernachlässigbar.
- STEEP FALLOFF** (vgl. BILD 23 rechts unten oder BILD 24 blaue Kurve) benutzt ein Bohman-Filter, welches durch den steilsten Abfall der Nebenkeulenamplituden aller verwendeten Filter gekennzeichnet ist. Folglich erhält man Zeitbereichsimpulse, die praktisch keine Nebenkeulen aufweisen. Der Nachteil ist allerdings, daß die Impulsbreite im Vergleich zum Rechteck-Fall etwa verdoppelt wird.
- Besonders hohe Flexibilität bietet das Filter **ARBITRARY SIDELOBES**. Hier wird eine Filterfunktion nach Dolph-Tschebyscheff benutzt, die durch konstante Nebenkeulenamplituden sowohl im Frequenz- als auch im Zeitbereich charakterisiert ist. Hierfür kann ein beliebiger Wert zwischen 10 dB und 120 dB durch den Benutzer frei gewählt werden. Auch hier gilt, hohe Nebenkeulenunterdrückung ist mit brei-

ter Hauptkeule verknüpft und umgekehrt.
Einige Beispiele sind im Anhang aufgelistet.

Die beschriebenen Auswirkungen unterschiedlicher Gewichtungprofile auf die Form der Zeitbereichsimpulse, wie in BILD 23 und 24 zu sehen, kann auch am Netzwerkanalysator selbst direkt beobachtet werden. Man mißt dazu beispielsweise die Reflexion (S_{11}) des mit einem Leerlauf abgeschlossen PORT 1 des Analysators im Zeitbereich. Über die Tastenfolge

[MODE] TIME DOMAIN: DEF TRANSF TYPE

erreicht man das Menü zur Definition der Zeitbereichstransformation. Durch Auswahl eines der fünf möglichen Gewichtungprofile von NO PROFILING bis ARBITRARY SIDELOBES erkennt man unmittelbar am Bildschirm die unterschiedliche Beeinflussung der gemessenen Impuls- oder Sprungantwort. Auch der Einfluß von unterschiedlichen Nebenkeulenunterdrückungen (SIDELobe SUPPRESSION) kann auf diese Weise unmittelbar am Bildschirm des Analysators beobachtet werden.

Für die meisten allgemeinen Anwendungsfälle wird das Filter nach Hann (NORMAL PROFILE) empfohlen. Es stellt einen praktisch gut brauchbaren Kompromiß zwischen hoher Nebenkeulendämpfung und relativ geringer Hauptkeulenverbreiterung dar.

5 Zeittor

Eines der mächtigsten Werkzeuge der Option ZVR-B2 *Zeitbereichstransformation* ist das Zeittor (TIME GATE). Hiermit ist es möglich, räumlich voneinander getrennte Komponenten, Leitungsdiskontinuitäten oder Störstellen im Zeitbereich gezielt herauszufiltern. Aufgrund der unterschiedlichen Entfernungen zur Referenzebene des Netzwerkanalysators erreichen die dazugehörigen **Reflexionen** das Meßtor nämlich zu unterschiedlichen Zeitpunkten und können somit im Zeitbereich voneinander separat gemessen werden. Für **Transmissionsmessungen** lassen sich im Zeitbereich direkte Übertragungen von Umwegübertragungen, mehrfach reflektierten Transmissionen oder Signalanteilen mit unterschiedlichen Ausbreitungsgeschwindigkeiten trennen. Auf diese Fähigkeiten wurde schon zu Beginn im Kapitel 2 *Typische Anwendung* eingegangen. Der eigentliche praktische Nutzen der Torfunktion ist darin begründet, daß die im Zeitbereich gefilterte Impulsantwort des Meßobjektes anschließend in den Frequenzbereich wieder zurücktransformiert werden kann. So ist eine von

unerwünschten Störstellen befreite Darstellung des interessierenden Bestandteils des Meßobjektes möglich. Dies wurde bereits an Hand der BILDER 2 bis 6 demonstriert. Die **Rücktransformation in den Frequenzbereich** geschieht übrigens automatisch immer ohne Gewichtung (NO PROFILING), um so numerischen Problemen an den Grenzen des Frequenzbereichs vorzubeugen. Wichtig ist noch, daß sämtliche dazu erforderlichen Berechnungen schnell durchgeführt werden können, so daß die Meßergebnisse auch nach zweifacher Fouriertransformation inklusive Zeitbereichsfilterung nahezu in Echtzeit dargestellt werden können (vgl. hierzu Kapitel 6.2).

Die Zusammenhänge zwischen Frequenzbereich und Zeitbereich, die im vorherigen Kapitel 4 im Rahmen der Frequenzbereichsgewichtung erläutert wurden, gelten auf analoge Weise auch umgekehrt zwischen Zeitbereich und Frequenzbereich. Daher ist es auch bei der Gewichtung im Zeitbereich durch Tore wichtig, neben ihrer Lage und Breite speziell die **Form der Tore** zu beachten. Ein rechteckförmiges Tor im Zeitbereich ergibt nämlich nicht, wie man zunächst annehmen könnte, die optimalen Ergebnisse im Frequenzbereich. Nach Rücktransformation der im Zeitbereich durch ein Rechteck-Tor gefilterten Impulsantwort erhält man eine Frequenzbereichsantwort die sich zwar schnell über der Frequenz ändern kann, jedoch in der Form verfälscht ist. Dieses Verhalten ist analog zu dem si-Impuls, der bei rechteckförmigem Frequenzbereichsprofil im Zeitbereich entsteht und einerseits zwar einer relativ schmale Hauptkeule (bedeutet Sichtbarkeit von schnellen Änderungen) jedoch andererseits erhebliche Nebenkeulen (bewirken Signalverfälschungen) aufweist.

1. Aus diesen Gründen wird empfohlen, das Tor mit den steilsten Flanken (**STEEPEST EDGES**) nur dann zu verwenden, wenn sehr dicht benachbarte Störstellen getrennt werden müssen. Hierbei muß als Nachteil eine Verfälschung der Frequenzbereichsantwort in Kauf genommen werden, die in der hohen Nebenkeulenamplitude (max. 13 dB) des Spektrums eines Rechteckfilters begründet ist und sich als Welligkeit auf der Meßkurve niederschlägt.
2. **STEEP EDGES** ist ein Filter (nach Hamming), das deutlich geringere Nebenkeulen (43 dB) aufweist, die allerdings mit wachsender Ordnung kaum weiter abfallen.
3. **NORMAL GATE** benutzt ein Filter nach Hann. Es stellt einen guten Kompromiß zwischen relativ niedriger erster Nebenkeule (32 dB), steilem Abfall der weiteren Nebenkeulen, nicht zu breiter Hauptkeule und relativ flachem Durchlaßbereich der Hauptkeule dar. Es wird des-

halb für allgemeine Anwendungen empfohlen.

4. **MAXIMUM FLATNESS** ist das Filter nach Bohman mit der flachsten Hauptkeule aller verwendeten Filter, die allerdings leider auch die breiteste ist. Es kann sehr gut verwendet werden, wenn die zu trennenden Störstellen weit voneinander entfernt sind.
5. **ARBITRARY GATE SHAPE** ist ein Filter nach Dolph-Tschebyscheff mit gleicher Amplitude für alle Nebenkeulen. Die gewünschte Nebenkeulenunterdrückung kann durch den Benutzer beliebig zwischen 10 dB und 120 dB unterhalb der Hauptkeule eingestellt werden. Es erlaubt die individuelle Optimierung der Torform für besonders heikle Meßaufgaben.

Alle fünf zur Verfügung stehenden unterschiedlichen Formen des Zeittores wurden bereits weiter oben zusammen mit den möglichen Profilen im Frequenzbereich innerhalb der TABELLE 1 angegeben. Details zur Form der Zeitbereichstore und ihrer Spektren kann den Diagrammen im Anhang entnommen werden.

Durch die beiden Impedanzsprünge, zunächst von 50Ω auf 25Ω und anschließend wieder zurück von 25Ω auf 50Ω werden Reflexionen hervorgerufen, die im Zeitbereich gut zu erkennen sind (BILD 26). Der Betrag des Reflexionsfaktors an den Leitungsdiskontinuitäten berechnet sich mit Hilfe der Gleichung (3) zu 33,3%, dies entspricht einer Rückflußdämpfung von 9,54 dB.

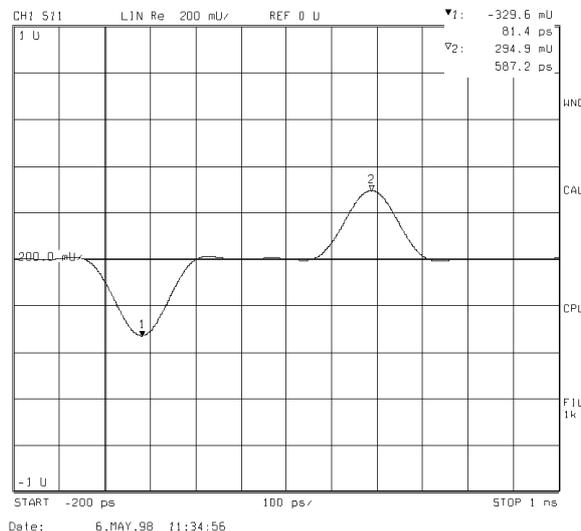


BILD 26 Impulsantwort einer gestuften Luftleitung

6 Meßbeispiele

6.1 Gestufte Luftleitung

Ein besonders instruktives Meßbeispiel, das auch häufig zur Verifikation der Meßgenauigkeit von Netzwerkanalysatoren eingesetzt wird, ist eine gestufte Luftleitung, die eine Sektion mit einem Wellenwiderstand von 25Ω enthält (verdickter Innenleiter). Das BILD 25 zeigt den schematischen Aufbau der Luftleitung, die mit einem 50Ω -Widerstand abgeschlossen wird.

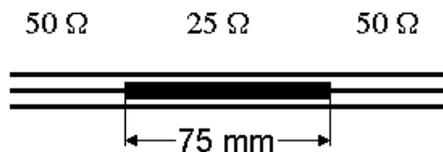


BILD 25 Gestufte Luftleitung

Alternativ zur Impulsantwort kann auch die Sprungantwort dargestellt werden (BILD 27). Diese zeigt besonders anschaulich den Impedanzverlauf des Meßobjektes an. Man erkennt im nachfolgenden Diagramm links zunächst den Meßwert Null der Sprungantwort. Er entspricht dem Wellenwiderstand 50Ω . Die Meßkurve springt dann auf den Wert $-0,333$ (MARKER ∇ 3), welches exakt dem für 25Ω erwarteten Reflexionsfaktor entspricht. Im weiteren Verlauf steigt die Meßkurve dann geringfügig an, bevor sie 500 ps später (diese Zeitspanne entspricht der Länge der 25Ω -Sektion von 75 mm) wieder zurückspringt. Bei genauerer Betrachtung von BILD 27 fällt auf, daß die Sprungantwort nicht exakt auf den alten Wert (Null) springt sondern nur auf etwa $-0,04$. Die Ursache hierfür liegt zum Teil in dem Energieverlust (etwa 11 %) des transmittierten Sprungsignals, das es durch die erste Leitungsdiskontinuität erleidet. Ferner tritt ein zusätzlicher Energieverlust durch die Dämpfung der Leitung auf. Beide Effekte zusammen bewirken, daß die Amplitude des Sprungsignals am Ort der zweiten Impedanzdiskontinuität (am Ende der 25Ω -Sektion) geringer ist als am Anfang und somit die positive Stufe in ihrer Amplitude geringer ausfällt als die negative Stufe zu Beginn.

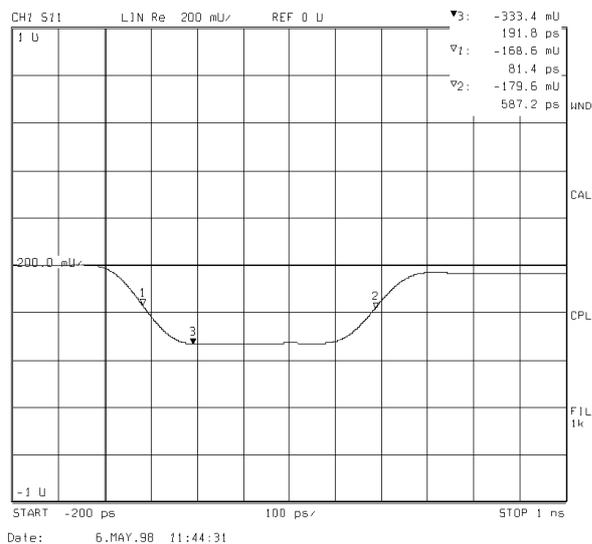


BILD 27 Sprungantwort der gestuften Luftleitung

Die Leitungsdämpfung läßt sich sogar innerhalb des 25- Ω -Bereichs der Luftleitung erkennen. Hierzu vergrößert man den mittleren Teil der Meßkurve von BILD 27. Er entspricht dem 25- Ω -Bereich der Luftleitung und ist in BILD 28 mit vergrößerter Auflösung dargestellt.

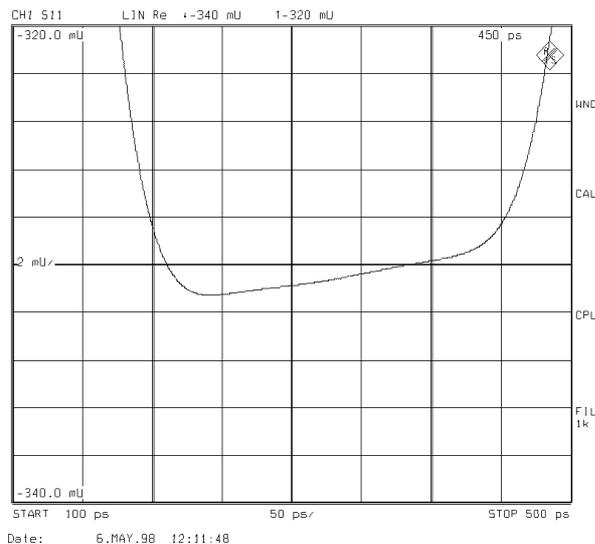


BILD 28 Durch Dämpfung der Luftleitung verursachter Amplitudenabfall der Sprungantwort

Als Gewichtungsfunktion im Frequenzbereich wurde hier das Dolph-Tschebyscheff-Filter (ARBITRARY SIDELOBES) mit einer Nebenkeulenunterdrückung von 70 dB gewählt. Man erzielt so eine glatte Darstellung der Meßkurve, die der konstanten Dämpfung der Luftleitung entspricht. Bei ungünstiger Wahl des Frequenzbereichsfilters würde hier eine störende Welligkeit der Meßkurve hervorgerufen.

6.2 Schnelle Messungen

Für viele praktische Anwendungsfälle ist entscheidend wichtig, daß die Fourier-Transformation der zunächst im Frequenzbereich gemessenen Daten in den Zeitbereich und die anschließende Filterung der Zeitbereichsdaten mit Hilfe eines (Zeit-)Tores sowie die Rücktransformation in den Frequenzbereich so schnell durchgeführt wird, daß beispielsweise ein Abgleich des Meßobjektes noch in Echtzeit möglich ist. Die Netzwerkanalysatoren bieten zur Geschwindigkeitsoptimierung einige Möglichkeiten.

Zunächst muß beachtet werden, daß die Darstellung der transformierten Werte natürlich nicht schneller erfolgen kann als die Meßdatenaufnahme im Frequenzbereich. Die Meßbandbreite (IF BANDWIDTH) muß dazu ausreichend hoch gewählt sein, so daß die Wobbelzeit (SWEEP TIME) so klein wie gewünscht ist. Falls notwendig, muß man die Frequenzstützpunkteanzahl (NUMBER OF POINTS) reduzieren, beispielsweise auf 100 Punkte. Für höchste Geschwindigkeitsansprüche sollte der FAST MODE im [MODE]-Menü eingeschaltet werden. Die Meßbandbreite wird dann automatisch auf den maximal möglichen Wert von 26 kHz (FULL) geschaltet und zusätzlich werden reduzierte Zeiten für das Generator- und Empfängereinschwingen des Analysators eingestellt.

Ferner sollte als Transformationsverfahren die „Fast Fourier Transform“ gewählt werden ([MODE] TIME DOMAIN: DEF TRANSF TYPE: FFT), da diese im Vergleich zur „Chirp“-Transformation einen Geschwindigkeitsvorteil bietet. Allerdings werden bei der FFT immer alle Meßpunkte gleichmäßig auf den Eindeutigkeitsbereich (= reziproker Meßpunkteabstand im Frequenzbereich) im Zeitbereich verteilt. Daher sinkt hier die Anzahl der dargestellten Meßpunkte, wenn man eine in Bezug auf den Eindeutigkeitsbereich eingeschränkten Zeitspanne darstellt.

Die CHIRP-Transformation hingegen erlaubt die Einstellung beliebiger Zeitspannen und stellt unabhängig vom Eindeutigkeitsbereich stets die volle Punkteanzahl dar. Sie ist somit komfortabler aber nicht ganz so schnell wie die FFT.

Olaf Ostwald, 1ES3
Rohde & Schwarz
19 Mai 1998

7 Literaturhinweise

7.1 zur Zeitbereichstransformation

- [1] H. Marko: Methoden der Systemtheorie, Springer-Verlag, 1982.
- [2] L. R. Rabiner et al.: The Chirp z-transform Algorithm, IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, vol. AU-17, no.2, June 1969, pp. 86-92.
- [3] F. J. Harris: On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform, Proc. of the IEEE, vol. 66, no.1, Jan. 1978, pp. 51-83.

7.2 zur Netzwerkanalysatorenfamilie ZVR

- [4] H.-G. Krekels: Automatic Calibration of Vector Network Analyzer ZVR, Appl. Note 1EZ30_2E.
- [5] O. Ostwald: 3-Port Measurements with Vector Network Analyzer ZVR, Appl. Note 1EZ26_1E.
- [6] O. Ostwald: 4-Port Measurements with Vector Network Analyzer ZVR, Appl. Note 1EZ25_1E.
- [7] T. Bednorz: Measurement Uncertainties for Vector Network Analysis, Appl. Note 1EZ29_1E.
- [8] P. Kraus: Frequenzumsetzende Messungen mit dem Netzwerkanalysator ZVR, Appl. Note 1EZ31_1D.
- [9] J. Ganzert: Accessing Measurement Data and Controlling the Vector Network Analyzer via DDE, Appl. Note 1EZ33_1E.
- [10] J. Ganzert: File Transfer between Analyzers FSE or ZVR and PC using MS-DOS Interlink, Appl. Note 1EZ34_1E.
- [11] O. Ostwald: Group and Phase Delay Measurements with Vector Network Analyzer ZVR, Appl. Note 1EZ35_1E.
- [12] O. Ostwald: Mehrformmessungen mit dem Netzwerkanalysator ZVR, Appl. Note 1EZ37_1D.
- [13] O. Ostwald: Fragen und Antworten zum Netzwerkanalysator ZVR, Appl. Note 1EZ38_3D.
- [14] A. Gleißner: Interner Datentransfer zwischen Windows 3.1 / Excel und vektoriellem Netzwerkanalysator ZVR, Appl. Note 1EZ39_1D.
- [15] A. Gleißner: Power Calibration of Vector Network Analyzer ZVR, Appl. Note 1EZ41_2E.
- [16] O. Ostwald: Pulsed Measurements on GSM Amplifier SMD ICs with Vector Network Analyzer ZVR, Appl. Note 1EZ42_1E.

8 Bestellangaben

Bestellbezeichnungen	Kurz-bez.	Frequenzbereich	Bestellnummer
Netzwerkanalysatoren (Testset enthalten) *			
3-Kanal unidirektional 50 Ω, passiv	ZVRL	9 kHz...4 GHz	1043.0009.41
3-Kanal bidirektional 50 Ω, passiv	ZVRE	9 kHz...4 GHz	1043.0009.51
3-Kanal bidirektional 50 Ω, aktiv	ZVRE	300 kHz...4 GHz	1043.0009.52
4-Kanal bidirektional 50 Ω, passiv	ZVR	9 kHz...4 GHz	1043.0009.61
4-Kanal bidirektional 50 Ω, aktiv	ZVR	300 kHz...4 GHz	1043.0009.62
3-Kanal bidirektional 50 Ω, aktiv	ZVCE	20 kHz...8 GHz	1106.9020.50
4-Kanal bidirektional 50 Ω, aktiv	ZVC	20 kHz...8 GHz	1106.9020.60
Alternative Testsets *			
75-Ω-Meßbrücke für ZVRL (anstelle 50 Ω) ¹⁾			
75 Ω, passiv	ZVR-A71	9 kHz...4 GHz	1043.7690.18
75-Ω-Meßbrückenpaare für ZVRE und ZVR (anstelle 50 Ω) ¹⁾			
75 Ω, passiv	ZVR-A75	9 kHz...4 GHz	1043.7755.28
75 Ω, aktiv	ZVR-A76	300 kHz...4 GHz	1043.7755.29
Optionen			
AutoKal	ZVR-B1	0...8 GHz	1044.0625.02
Zeitbereichstransformation	ZVR-B2	wie Analysator	1044.1009.02
Frequenzumsetzende Messungen ²⁾	ZVR-B4	wie Analysator	1044.1215.02
Referenzkanalitore	ZVR-B6	wie Analysator	1044.1415.02
Pegelkalibrierung ³⁾	ZVR-B7	wie Analysator	1044.1544.02
Dreitor-Adapter	ZVR-B8	0...4 GHz	1086.0000.02
Virtuelle Transformations- netzwerke ⁴⁾	ZVR-K9	wie Analysator	1106.8830.02
Viertor-Adapter (2xSPDT)	ZVR-B14	0...4 GHz	1106.7510.02
Viertor-Adapter (SP3T)	ZVR-B14	0...4 GHz	1106.7510.03
Controller (deutsch) ⁵⁾	ZVR-B15	-	1044.0290.02
Controller (englisch) ⁵⁾	ZVR-B15	-	1044.0290.03
Ethernet BNC für ZVR-B15	FSE-B16	-	1073.5973.02
Ethernet AUI für ZVR-B15	FSE-B16	-	1073.5973.03
IEC/IEEE-Bus Interface für ZVR-B15	FSE-B17	-	1066.4017.02
Generatoreicheitung PORT 1	ZVR-B21	wie Analysator	1044.0025.11
Generatoreicheitung PORT 2 ⁶⁾	ZVR-B22	wie Analysator	1044.0025.21
Empfängereicheitung PORT 1	ZVR-B23	wie Analysator	1044.0025.12
Empfängereicheitung PORT 2	ZVR-B24	wie Analysator	1044.0025.22
Externe Messungen, 50 Ω ⁷⁾	ZVR-B25	10 Hz...4 GHz (ZVR/E/L) 20 kHz...8 GHz (ZVC/E)	1044.0460.02

¹⁾ Nur zusammen mit Bestellung von ZVR/E/L.

²⁾ Beinhaltet Oberwellenmessungen.

³⁾ Benötigt einen Leistungsmesser mit Sensor.

⁴⁾ Nur für ZVR oder ZVC mit ZVR-B15.

⁵⁾ Beinhaltet DOS, Windows 3.11, Tastatur und Maus.

⁶⁾ Nur für ZVR oder ZVC.

⁷⁾ Eichleitungen erforderlich.

* Hinweis:

Aktiv-Testset enthält im Gegensatz zum Passiv-Testset eine Gleichstromzuführung, z. B. zur Versorgung aktiver Meßobjekte.

9 Anhang

Frequenzbereich Profil (Window)	Zeitbereich Tor (Time Gate)	Filterfunktion
NO PROFILING	STEEPEST EDGES	Rechteck
LOW FIRST SIDELOBE	STEEP EDGES	Hamming
NORMAL PROFILE	NORMAL GATE	Hann
STEEP FALLOFF	MAXIMUM FLATNESS	Bohman
ARBITRARY SIDELOBES	ARBITRARY GATE SHAPE	Dolph- Tschebyscheff

9.1 Zeitbereichsdarstellungen

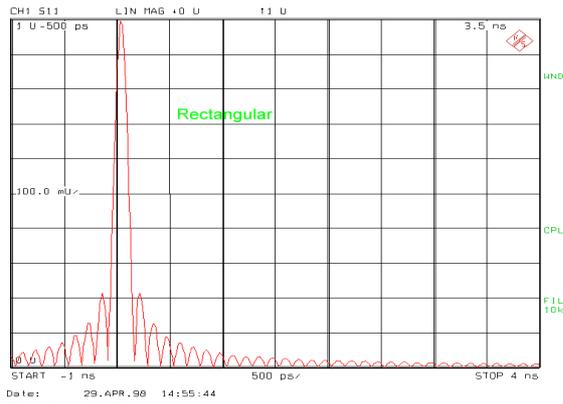
Als Beispiele werden einige Impulsantworten dargestellt, die die Reflexion des mit einem Leerlauf beschalteten Meßtors PORT 1 des Netzwerkanalysators zeigen. Unterschiedliche verfügbare Frequenzbereichsprofile („Windows“) werden benutzt:

Für die Filterfunktion nach Dolph-Tschebyscheff können beliebige Nebenkeulenunterdrückungen zwischen 10 dB und 120 dB eingestellt werden. Im Anhang sind als Beispiele die Werte 20 dB, 40 dB, 80 dB und 120 dB gewählt.

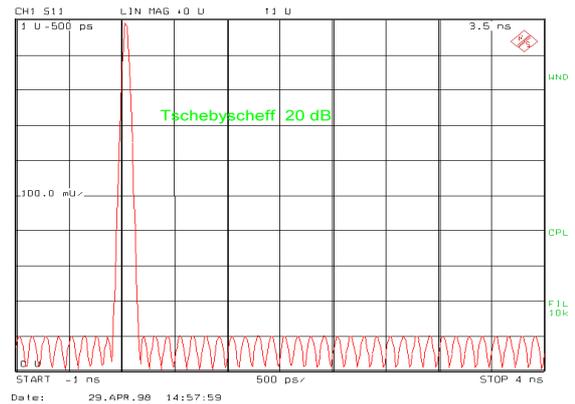
9.2 Spektren der Filterfunktionen

Dargestellt sind die Spektren der verfügbaren Filterfunktionen. Es werden zwei unterschiedliche Skalierungen benutzt. (Bitte die unzutreffende Abszissenbeschriftung nicht beachten.) Die Diagramme der linken Spalte zeigen die Spektren in der Nähe der Hauptkeule. In der rechten Spalte sieht man auch den Verlauf der Spektren fernab von der Hauptkeule.

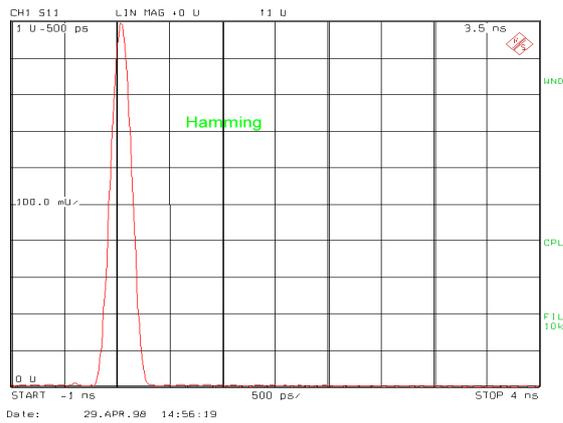
Zeitbereichsdarstellungen



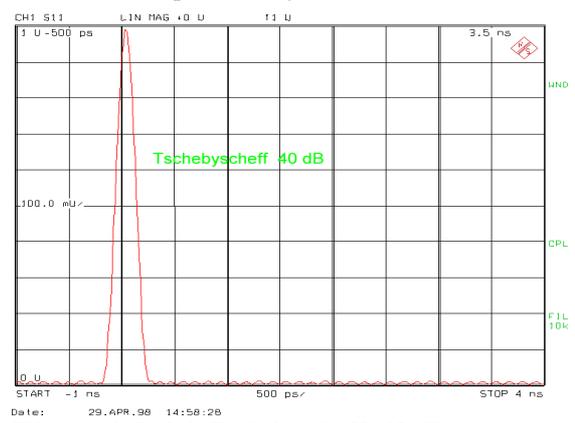
Rechteckfilter



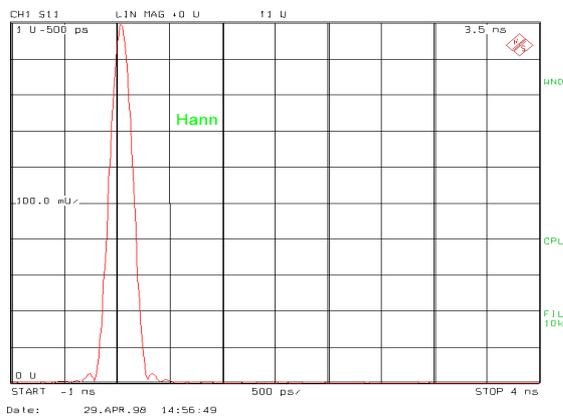
Filter nach Dolph-Tschebyscheff (20 dB)



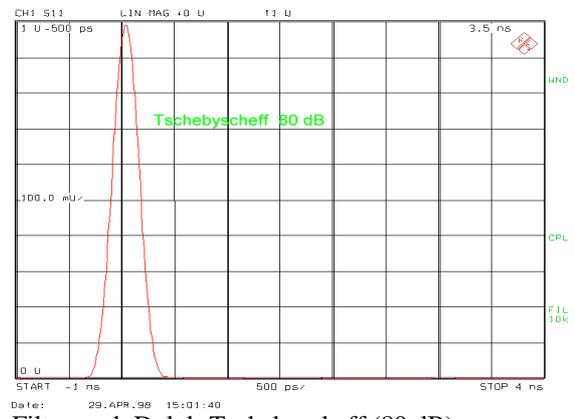
Filter nach Hamming



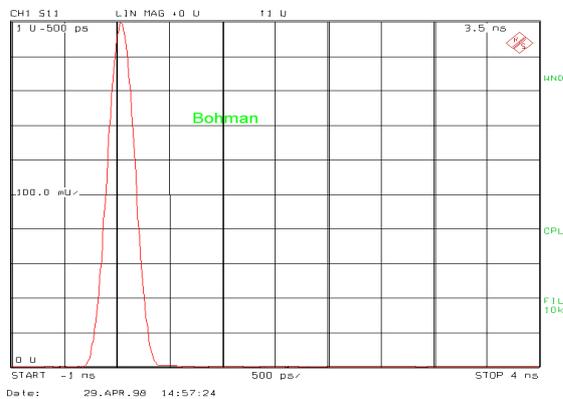
Filter nach Dolph-Tschebyscheff (40 dB)



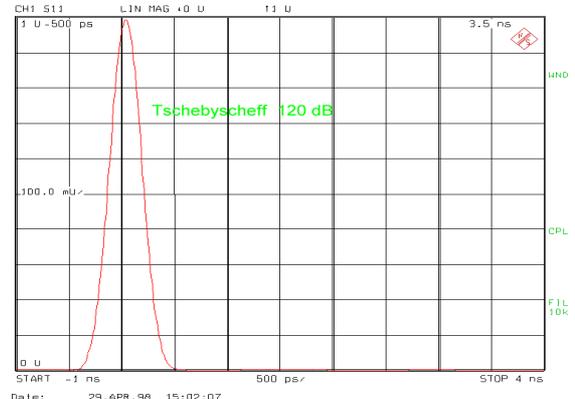
Filter nach Hann



Filter nach Dolph-Tschebyscheff (80 dB)



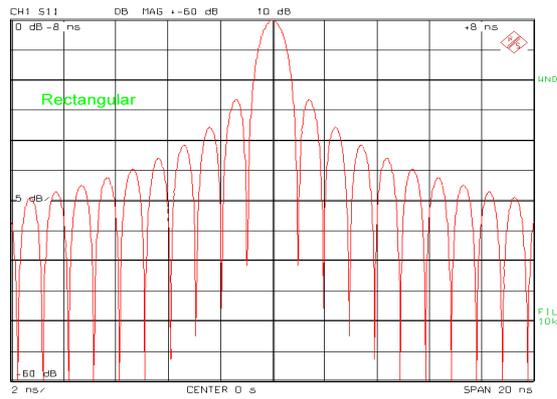
Filter nach Bohman



Filter nach Dolph-Tschebyscheff (120 dB)

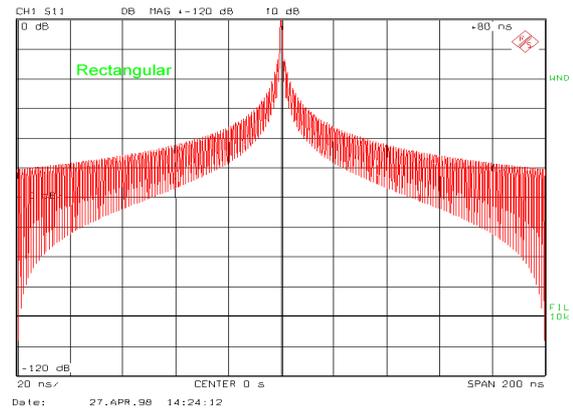
Spektren der Filterfunktionen

Spektren in der Nähe der Hauptkeule:

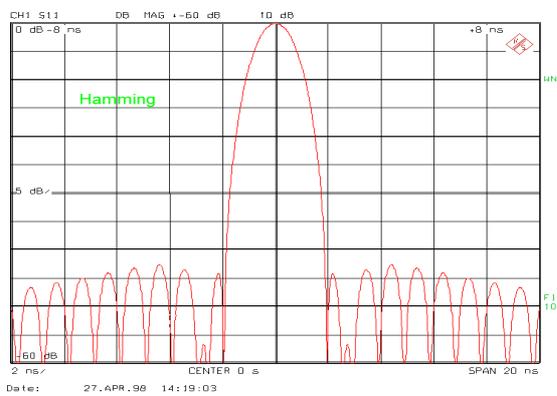


Rechteckfilter

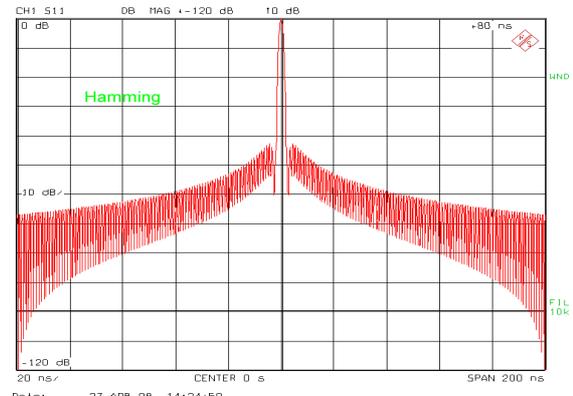
Spektren weitab von der Hauptkeule:



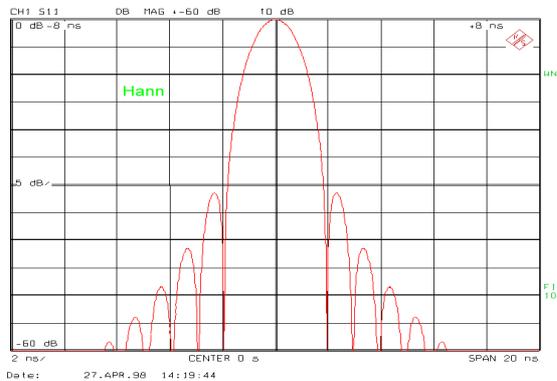
Rechteckfilter



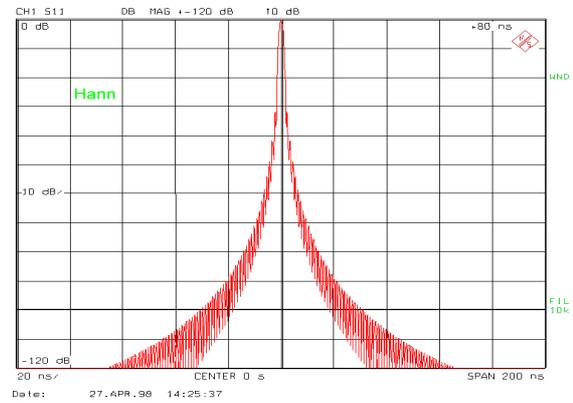
Filter nach Hamming



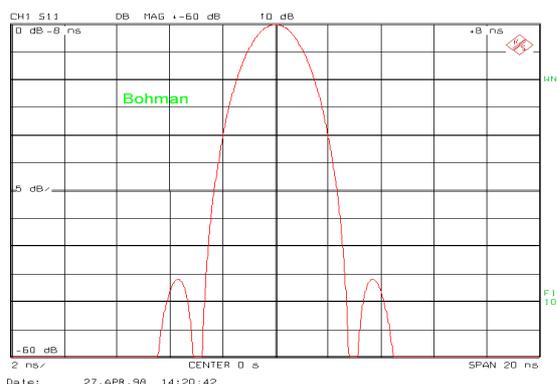
Filter nach Hamming



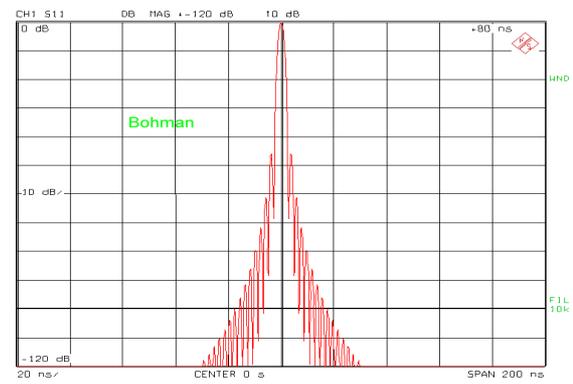
Filter nach Hann



Filter nach Hann



Filter nach Bohman

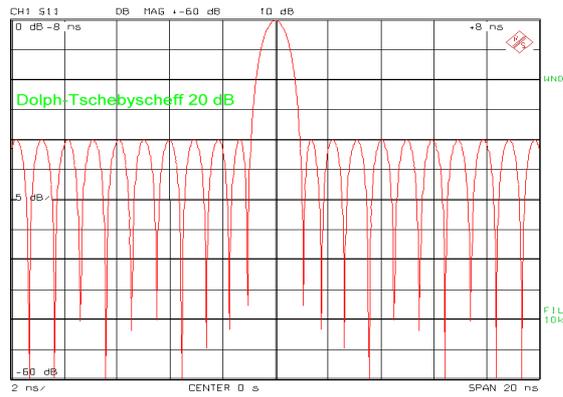


Filter nach Bohman

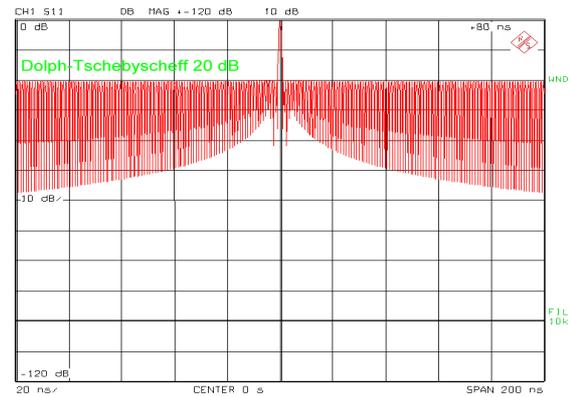
Spektren der Filterfunktionen: Filter nach Dolph-Tschebyscheff mit unterschiedlichen Nebenkeulenunterdrückungen

Spektren in der Nähe der Hauptkeule:

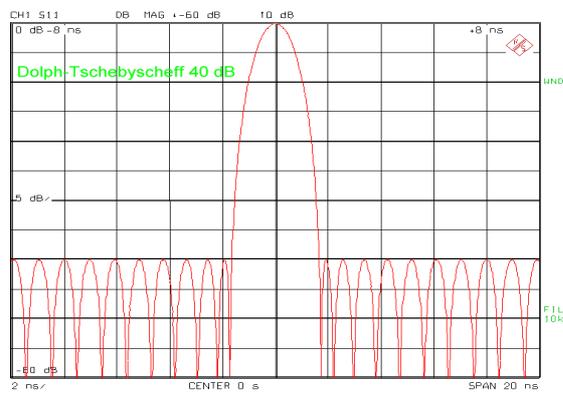
Spektren weitab von der Hauptkeule:



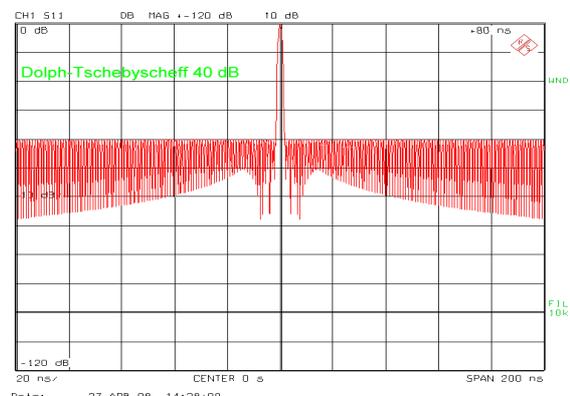
Dolph-Tschebyscheff mit 20 dB



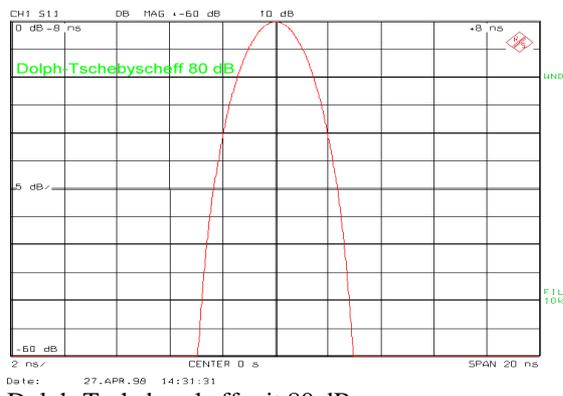
Dolph-Tschebyscheff mit 20 dB



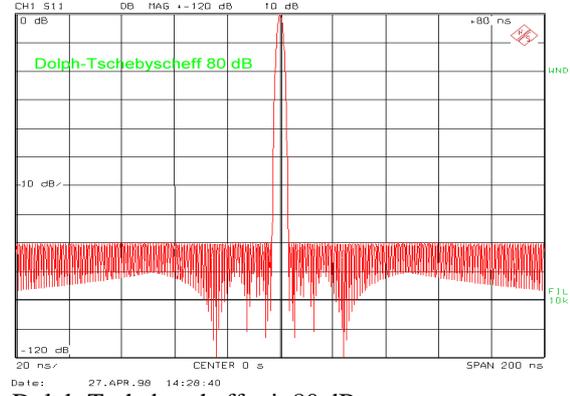
Dolph-Tschebyscheff mit 40 dB



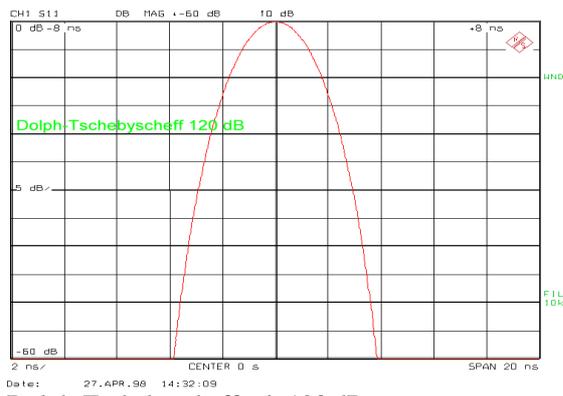
Dolph-Tschebyscheff mit 40 dB



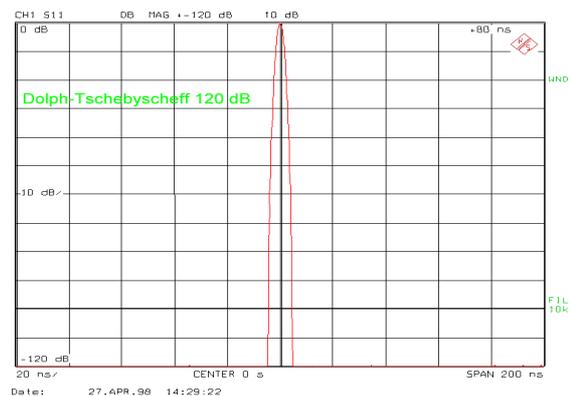
Dolph-Tschebyscheff mit 80 dB



Dolph-Tschebyscheff mit 80 dB

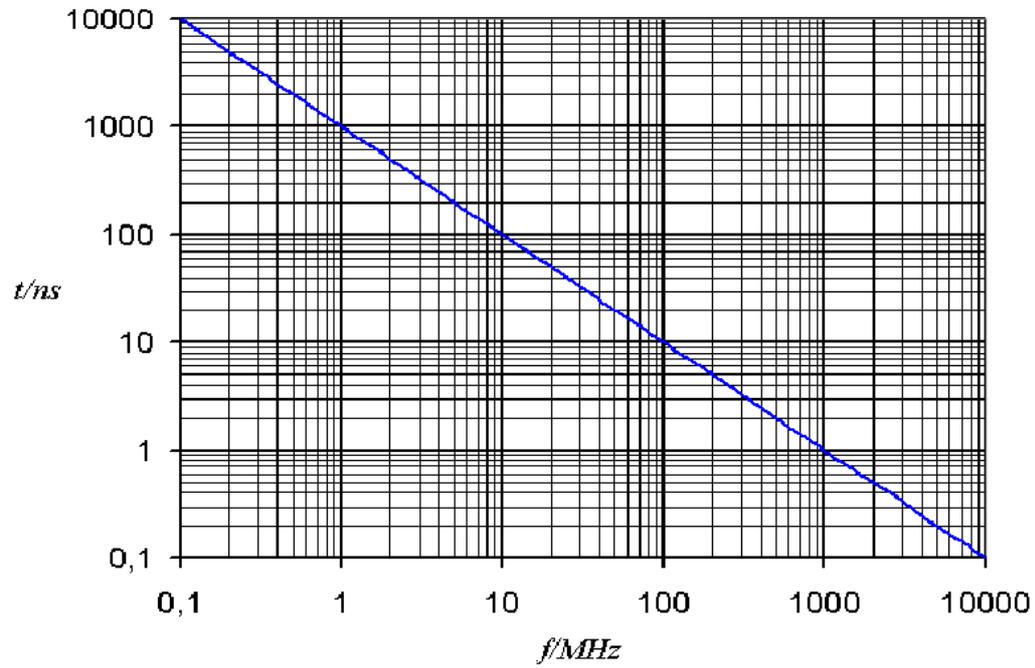


Dolph-Tschebyscheff mit 120 dB



Dolph-Tschebyscheff mit 120 dB

$$t = 1/f$$



Zusammenhang zwischen Stützpunkteabstand und Eindeutigkeitsbereich beziehungsweise zwischen Frequenzbandbreite und Impulsbreite