

Poor Man's 500 MHz Active FET Probe

mit OPA659

by A.B. alias branadic

branadic@users.sourceforge.net

Version 1.15, Stand 01-02-2011

Nach einer Diskussion auf Mikrocontroller.net wurde ein aktiver Tastkopf auf Basis des OPA659 entworfen, einem Operationsverstärker mit FET-Eingang. Dieser weist bei einer Verstärkung von $G = 1$ eine Bandbreite von 650 MHz bei Kleinsignal (200 mVpp) und 575 MHz bei Großsignal (2 Vpp) an seinem nichtinvertierenden Eingang auf. Zudem ist er in der Lage eine Last von 100 Ω zu treiben und ist somit für den Einsatz als „LowCost Active FET-Probe“ prädestiniert.

Entwurf der Leiterplatte

Das Konzept sieht vor, dass der Eingangsspannungsteiler ein Teilverhältnis von 5:1 aufweist, gefolgt vom Operationsverstärker der mit $G = 1$ als Impedanzwandler arbeitet. Ein Serienwiderstand mit Kompensationsglied passt die Ausgangsimpedanz des Operationsverstärkers auf die Kabelimpedanz an. Zusammen mit einem 50 Ω -Abschlusswiderstand ergibt sich ein Teilverhältnis des Tastkopfs von 10:1.

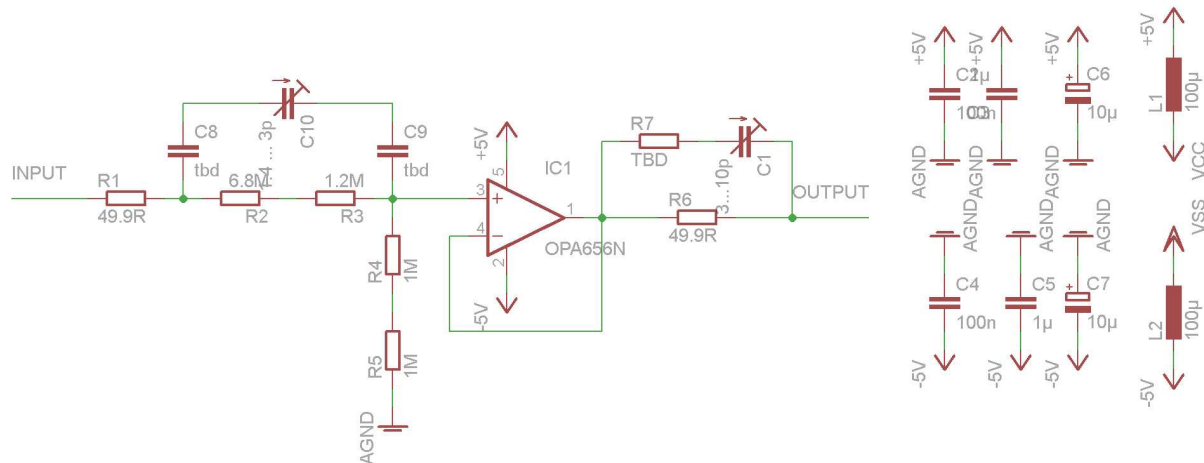


Abbildung 1: Schaltplan des aktiven Tastkopfs

Der Schaltplan ist in Abbildung 1 dargestellt, das Layout des Tastkopfs findet sich in Abbildung 2.

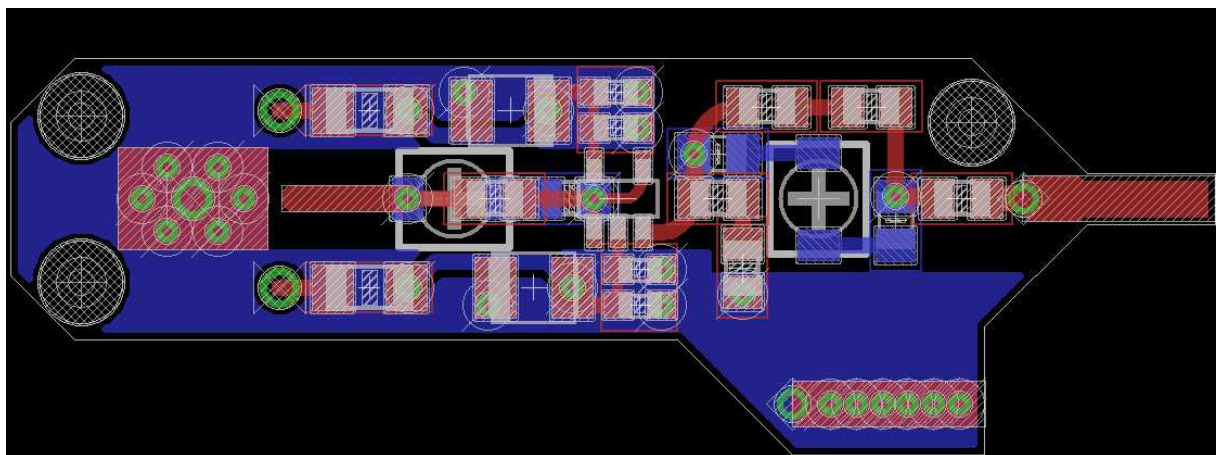


Abbildung 2: Layout des aktiven Tastkopfs

Die nachfolgenden Untersuchungen sollen den Einfluss des Eingangswiderstands auf das Messergebnis zeigen. Dazu wird der Tastkopf einmal mit 1 M Ω und einmal mit 10 M Ω im Eingangsspannungsteiler bestückt.

Simulation des Tastkopfs mit RG174-Kabel und Kabelverlusten

Vorab wurden Simulationen in LTSpice durchgeführt. Die Simulationen dienen zum Einen dazu ein Gefühl für die Werte der Kondensatoren im frequenzkompensierten Eingangsspannungsteiler zu bekommen und zum Anderen der Abschätzung der zu erwartenden Bandbreite sowie als mitlaufende Verifikation des Aufbaus.

Die Simulation berücksichtigt neben der Kabelkapazität und der Kabelinduktivität des RG174-Kabels (Model für RG174-Kabel von Bürklin) auch die frequenzabhängigen Kabelverluste in Form einer spannungsgesteuerten Spannungsquelle.

Abbildung 3 zeigt den Schaltplan in LTSpice und Abbildung 4 ein typisches Ergebnis des Frequenzgangs dieser Simulation.

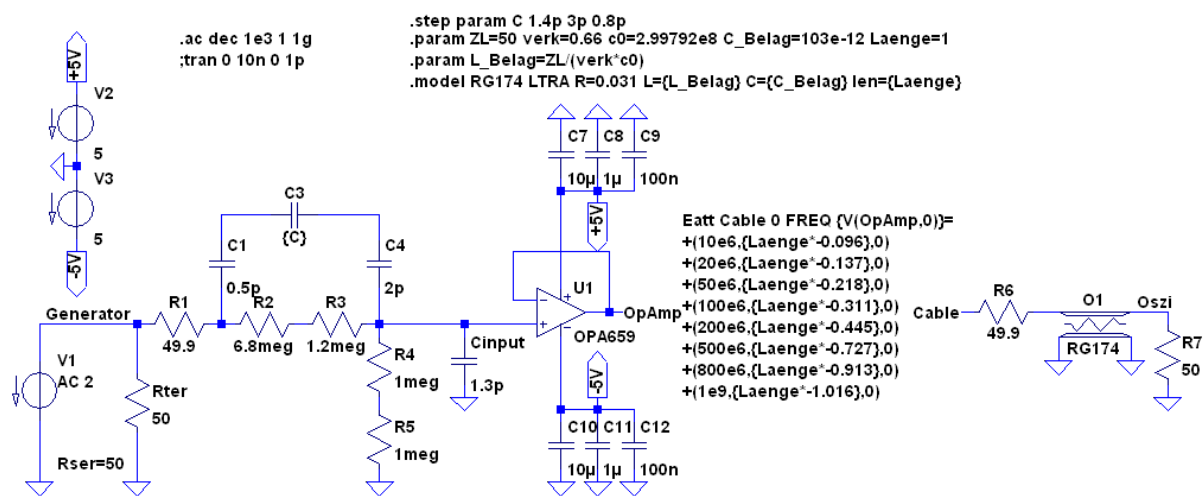


Abbildung 3: Schaltung des aktiven Tastkopfs in LTSpice

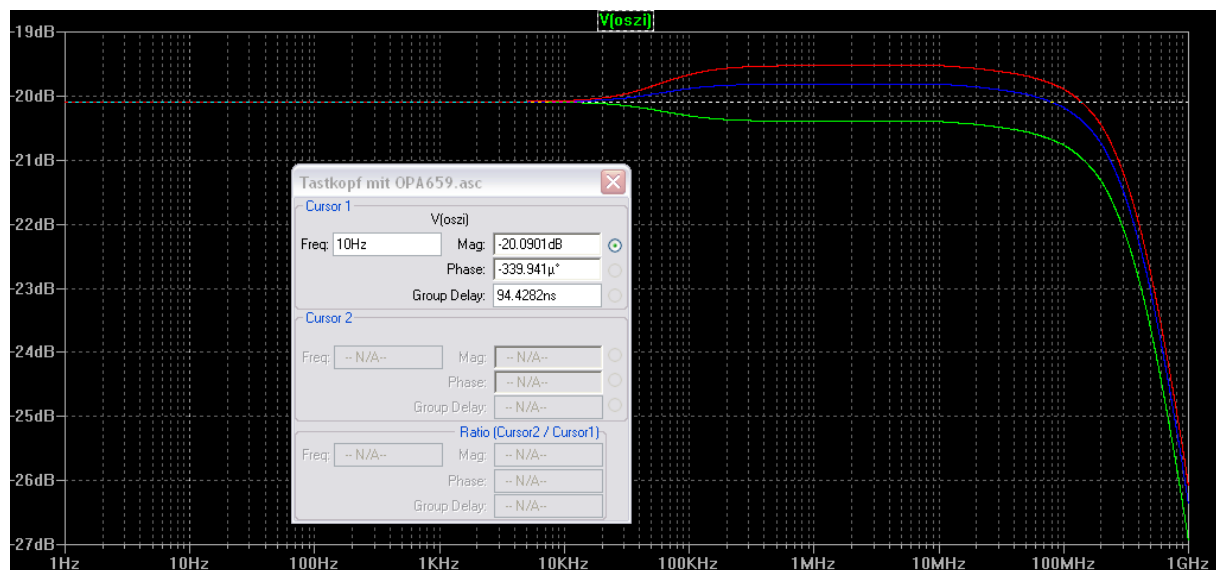


Abbildung 4: Frequenzgang des aktiven Tastkopfs nach obigem Model

Die Simulationen zeigen weiterhin, dass eine Kompensation des aktiven Tastkopfs im Zeitbereich bei einer Frequenz des Kompensationssignals von 1 MHz durchgeführt werden sollte, da ein Rechtecksignal von 1 MHz bereits im vollen Einflussbereich des kapazitiven Spannungsteiler liegt.

Aufbau des Tastkopfs

Abbildung 5 zeigt die vollständig bestückte Vorderseite des aktiven Tastkopfs, hier in der Bestückung mit 10 M Ω im Eingangsspannungsteiler.

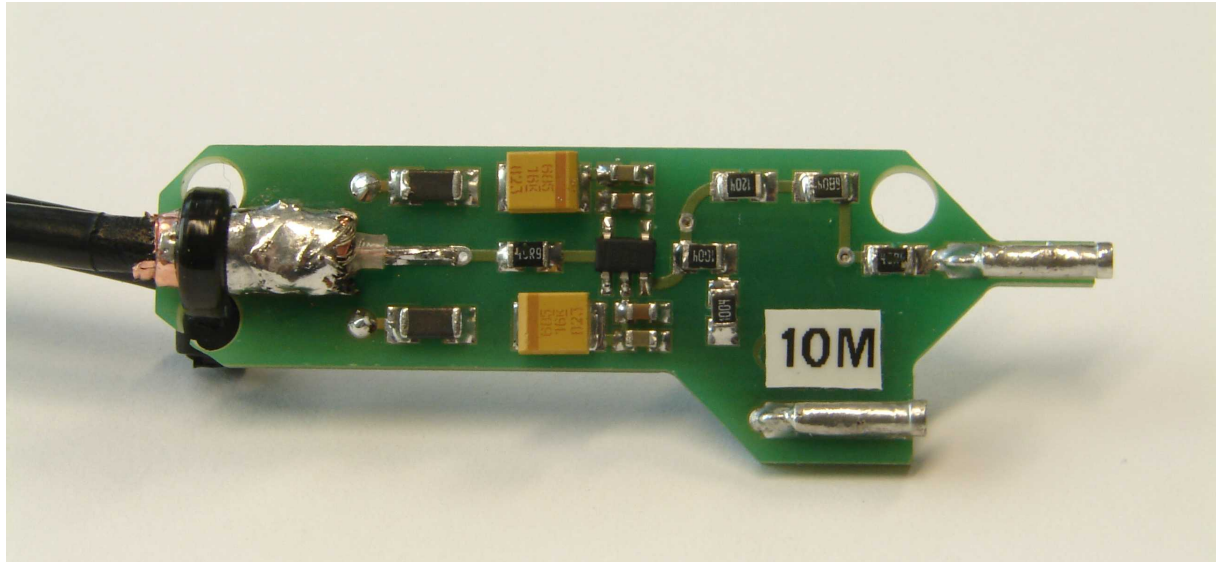


Abbildung 5: Bestückte Vorderseite des Tastkopfs

Abbildung 6 zeigt die Rückseite des Tastkopfs. Für das Ermitteln der Kapazitäten im Eingangsspannungsteiler ist der Kompensationskondensator samt Widerstand am Ausgang des Operationsverstärkers noch unbestückt. Dieses zusätzliche Kompensationsglied dient der Kompensation des nachfolgenden RG174-Kabels.

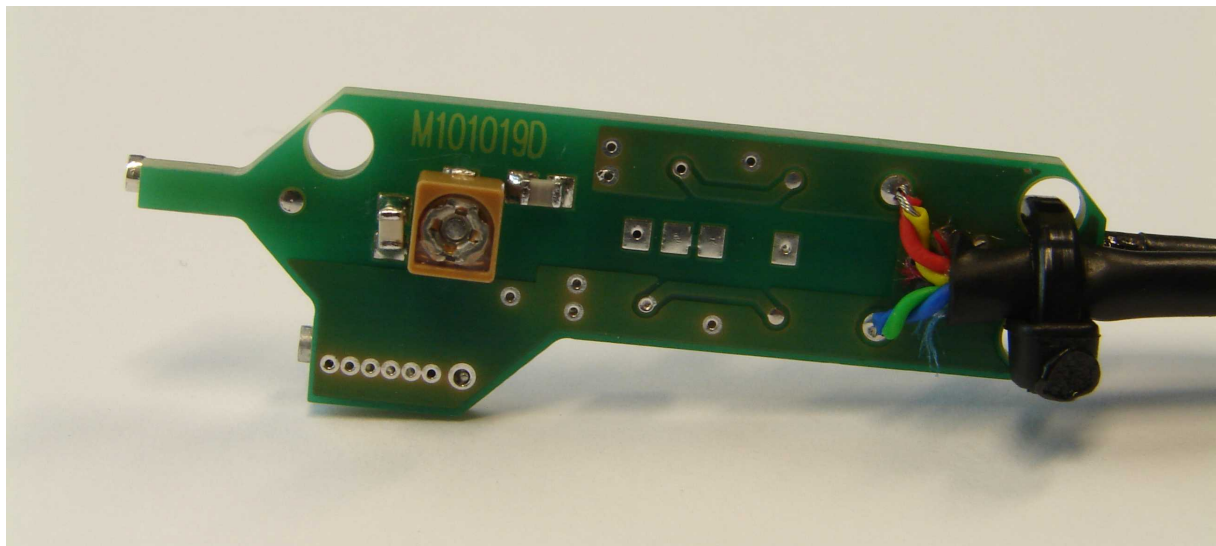


Abbildung 6: Teilbestückte Unterseite des Tastkopfs

Es erforderte etwas Zeit um die passenden Werte für den kapazitiven Spannungsteiler zu ermitteln und die Kapazität des Operationsverstärkers samt parasitärer Layoutkapazitäten zu kompensieren. Letztlich konnten diese jedoch zu folgenden Werten bestimmt werden:

$C_8 = 0.5 \text{ pF}$, $C_{10} = 1.4 - 3 \text{ pF}$, $C_9 = 1.5 \text{ pF}$ (vgl. Schaltplan Abbildung 1)

Kompensation des Tastkopfs im Zeitbereich

Messgerät: DPO Tektronix TDS5104B, 1 GHz, 5 GS

Beim Abgleich wird dem Eingang des Tastkopfs ein steilflankiges Rechtecksignal von 1 MHz zugeführt, da wie oben angeführt 1 MHz bereits im vollen Wirkungsbereich des kapazitiven Spannungsteilers liegt.

Dies wird mit einem MC100EL05, einem ECL-Gatter mit Anstiegszeiten (20 % - 80 %) von typ. 225 ps @ 25°C, erreicht. Das Gatter wird mit einem Signal aus einem Funktionsgenerator gespeist und besitzt zwei Ausgänge, sodass zum Einen das Ausgangssignal direkt via 50 Ω-Kabel dem mit 50 Ω terminiertem Oszilloskop zugeführt werden kann (nachfolgend blaue Kurven) und zum Anderen der zweite Ausgang direkt abgeschlossen und am Widerstand mit dem Tastkopf gemessen werden kann (nachfolgend gelbe Kurven).

Dies erlaubt den direkten Vergleich der beiden Signale. Zur weiteren Vereinfachung und Vergleichbarkeit beider wird das Signal des Tastkopfs am Oszilloskop noch invertiert dargestellt.

Im korrekt kompensierten Fall sollte das Signal des Tastkopfs exakt 1/10tel des anderen Gatterausgangs entsprechen.

Das Datenblatt des Gatters findet sich unter: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MC10EL05-D.PDF>

Sofern nicht ausdrücklich drauf hingewiesen wird werden alle Messung mit dem Oszilloskop im Mode **Sample** (kein Mittelwert o.ä.), bei dem alle aufgezeichneten Samples wiedergegeben werden und linearer Interpolation durchgeführt. Zudem wird auch **kein** Tiefpassfilter im Oszilloskop (20 Mhz oder 150 Mhz) aktiviert.

Das Oszilloskop steht bei den Messungen weiterhin auf DC.

Bei den Signalaufzeichnungen im DPO-Modus findet eine Äquivalenzzeitabtastung der Signale statt.

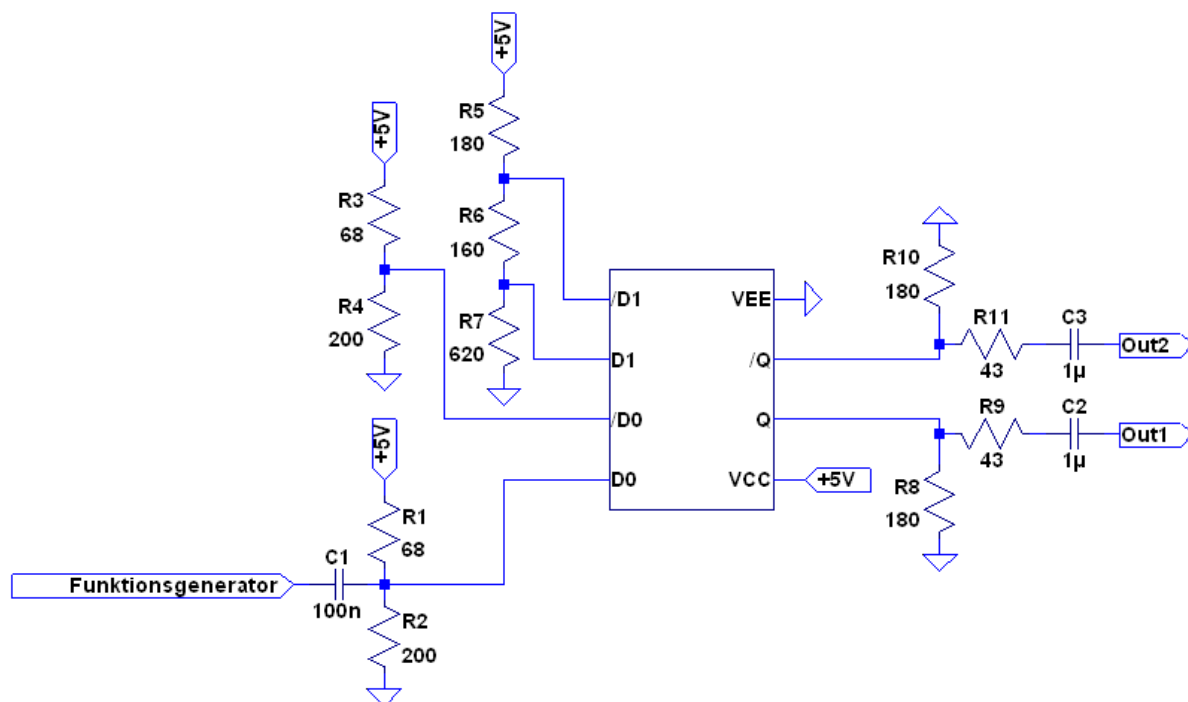


Abbildung 7: Schaltplan des beschalteten ECL-Gatters

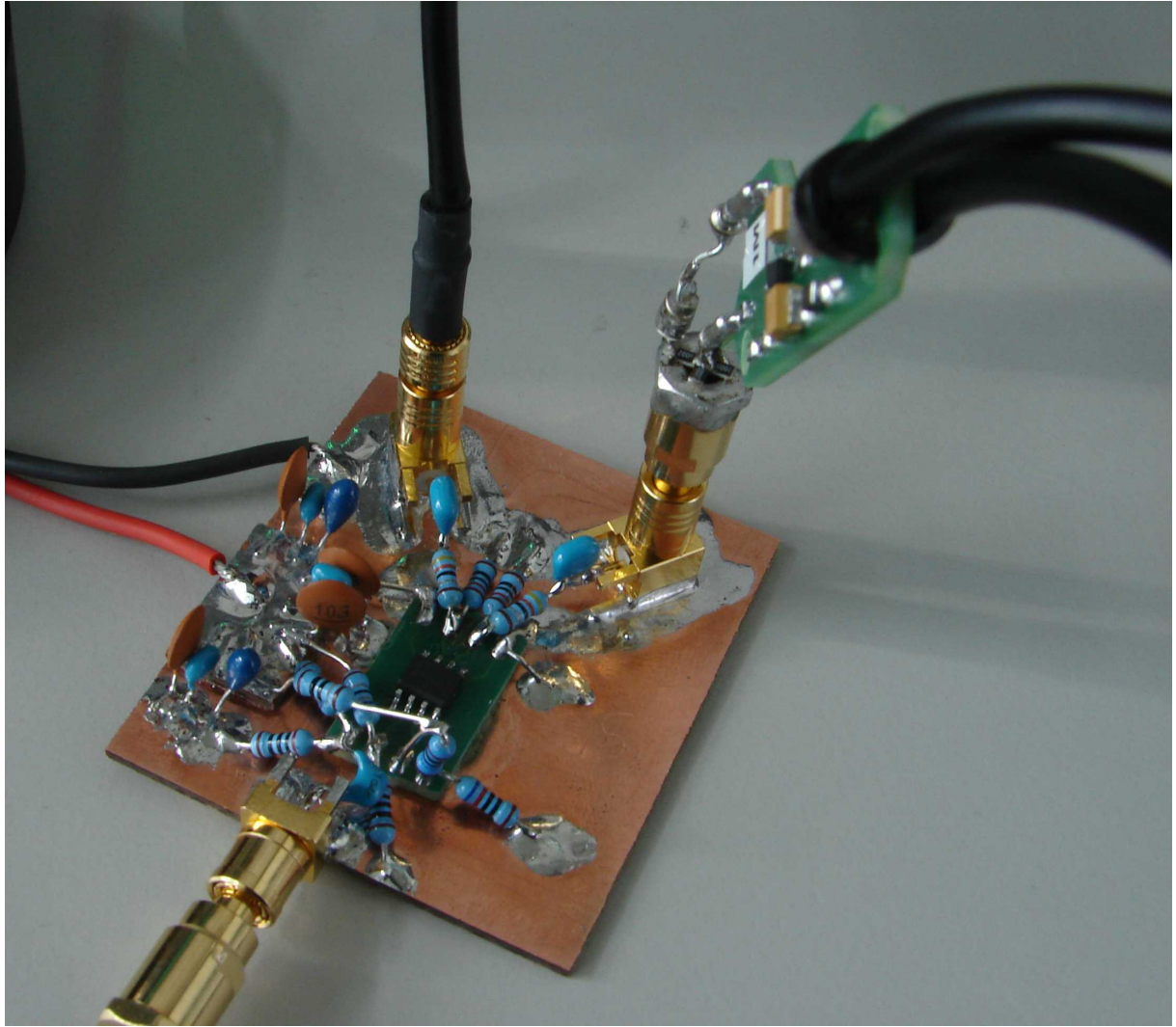


Abbildung 8: Testaufbau für Messungen mit ECL-Gatter

Aufzeichnung des Frequenzgangs

Messgerät: HP-8594E

Der Frequenzgang wird an einem Spektrumanalysator mit Tracking-Generator in einem Frequenzbereich von 500 kHz – 1 GHz aufgenommen.

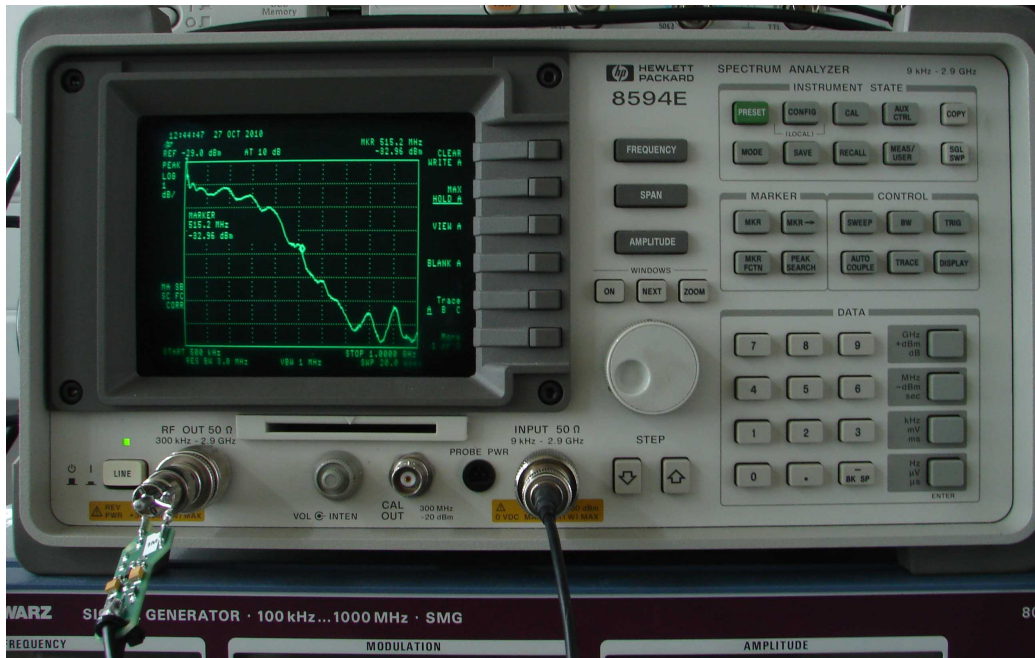


Abbildung 9: Spektrumanalysator HP8594E

Hierfür kommt ein BNC-Adapter mit $4 \times 200 \, \Omega / 1\%$ parallel zum Einsatz, der direkt an den Ausgang des Tracking-Generators angeschlossen wird. An diesen lässt sich der aktive Tastkopf für das Aufzeichnen des Frequenzgangs auf dem kürzesten Weg an den Tracking-Generator anschließen (vgl. Abbildung 10).



Abbildung 10: Anschluss des Tastkops an den Tracking-Generator

Verifikation des Frequenzgangs des Tastkopfs

Messgerät: Skalarer Netzwerkanalysator SNA2550

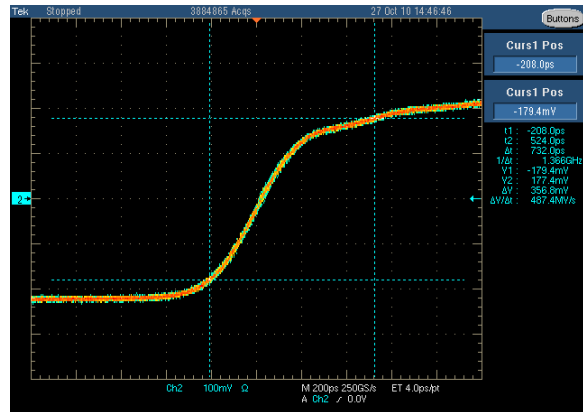
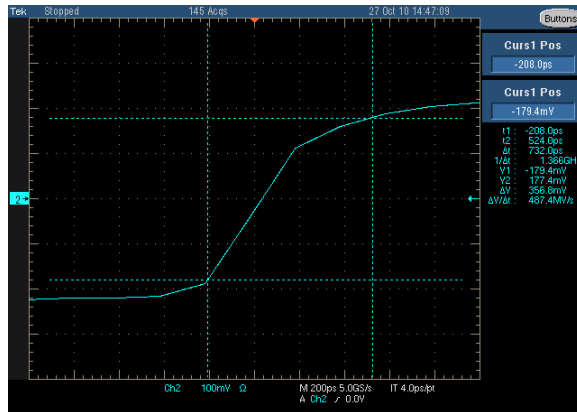
Der Frequenzgang wird zusätzlich mit einem skalaren Netzwerkanalysator verifiziert.

Hierfür kommt ein BNC-Adapter mit $4 \times 200 \, \Omega$ / 1% parallel zum Einsatz, der direkt an den Ausgang des Netzwerkanalysators angeschlossen wird. An diesen lässt sich der aktive Tastkopf für das Aufzeichnen des Frequenzgangs auf dem kürzesten Weg an den Netzwerkanalysator anschließen.

Messung der Anstiegszeit des 50 Ω -Ausgangs

Für die Messung der Anstiegszeit wird ein Rechtecksignal 1 MHz, 1 Vpp am Eingang des ECL-Gatters eingespeist.

Der Tastkopf wird an den abgeschlossenen Ausgang des ECL-Gatters angeschlossen. Die Messung erfolgt dann am Oszilloskop.



Messungen Stand 27.10.2010

Vergleichsmessung mit resistivem Tastkopf

Als Referenz der Anstiegszeiten wird ein resistiver Tastkopf herangezogen, wie er unter: <http://www.sigcon.com/Pubs/straight/probes.htm> vorgeschlagen wird.

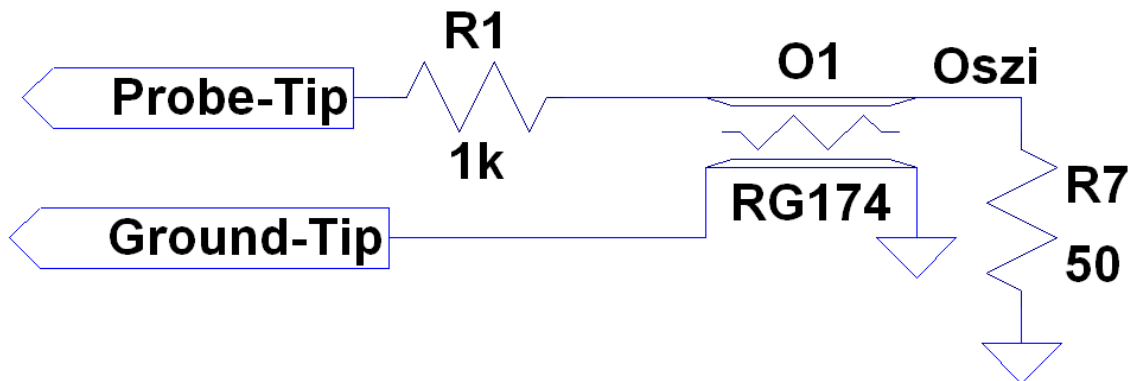
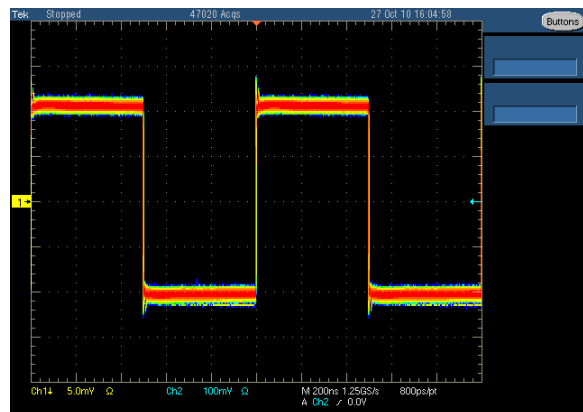
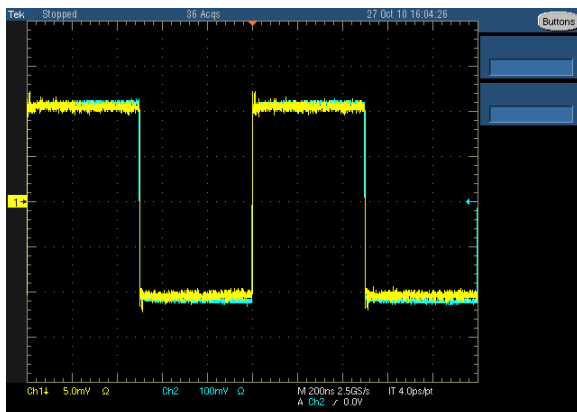
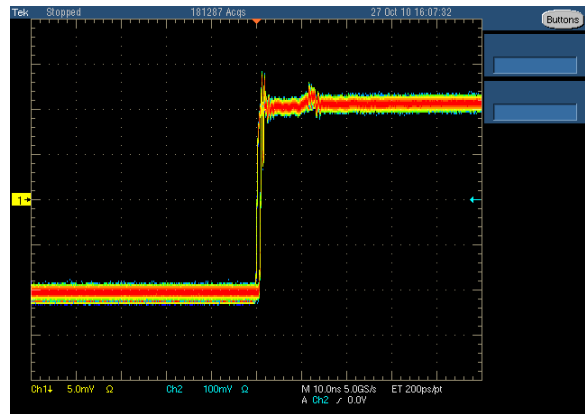
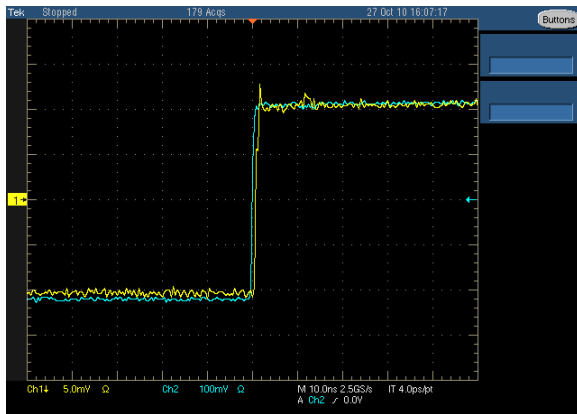


Abbildung 11: Schaltplan des resistiven Tastkopfs

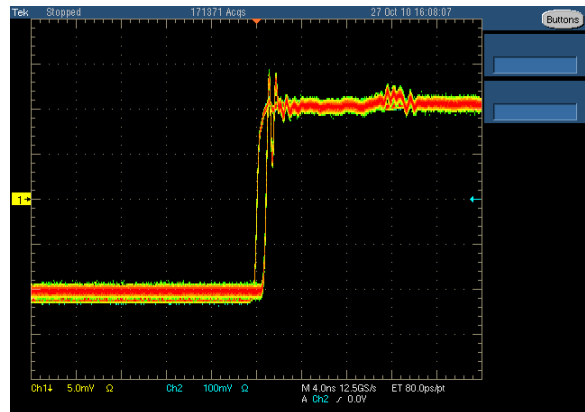
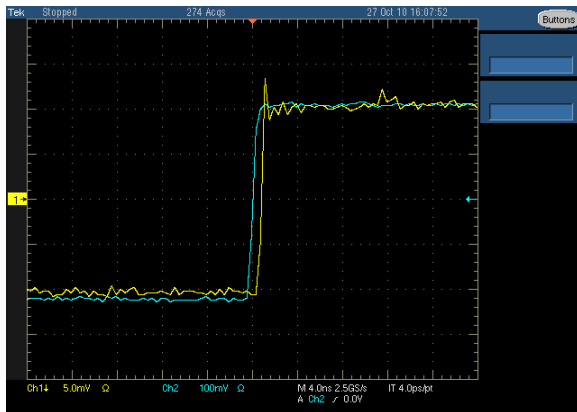
200 ns/div



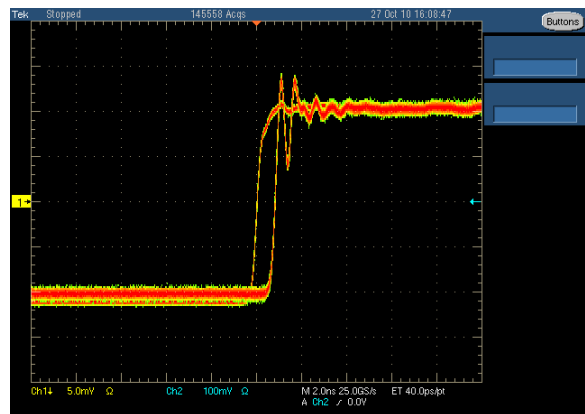
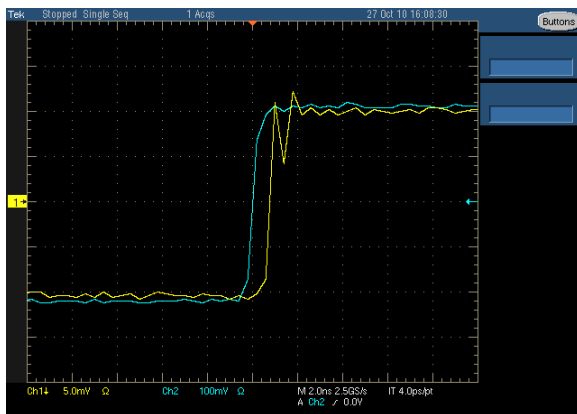
10 ns/div



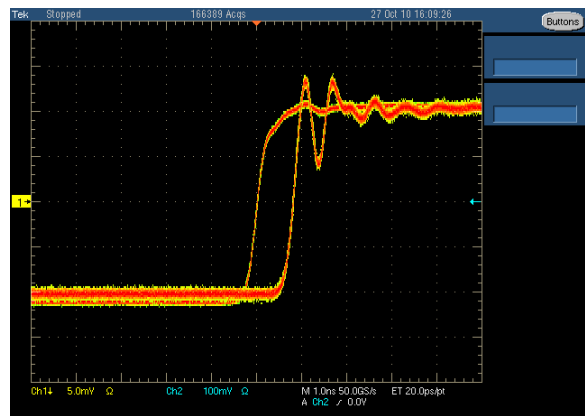
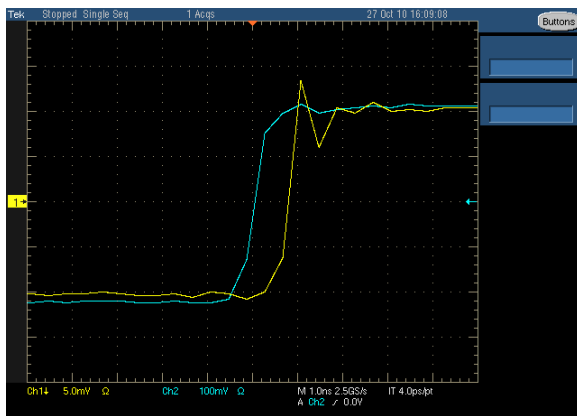
4 ns/div



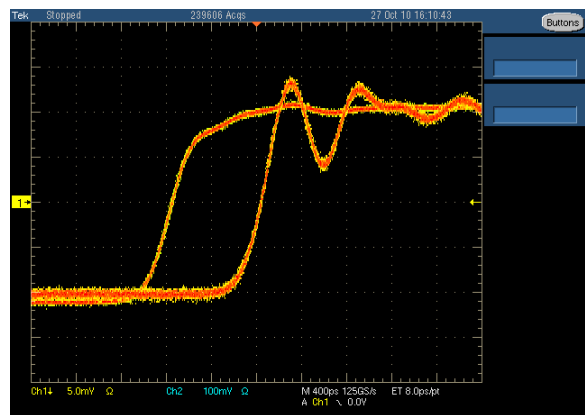
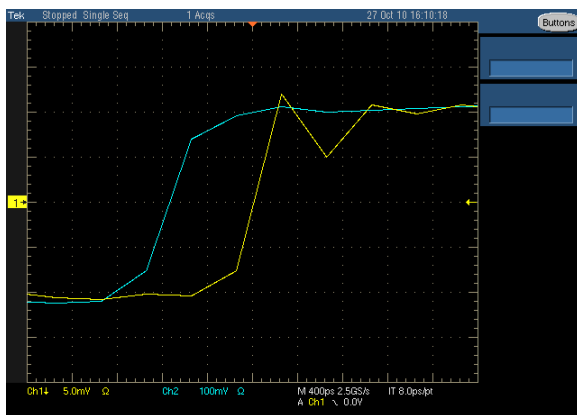
2 ns/div



1 ns/div



400 ps/div

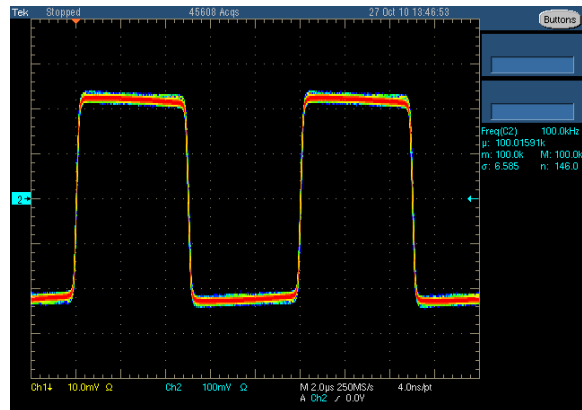
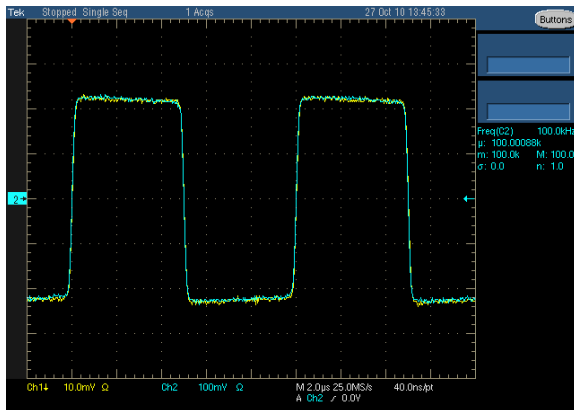


Messung nach Abgleich des 1 M Ω -Tastkopf

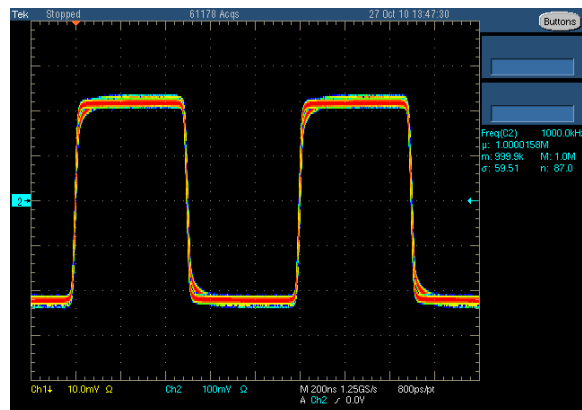
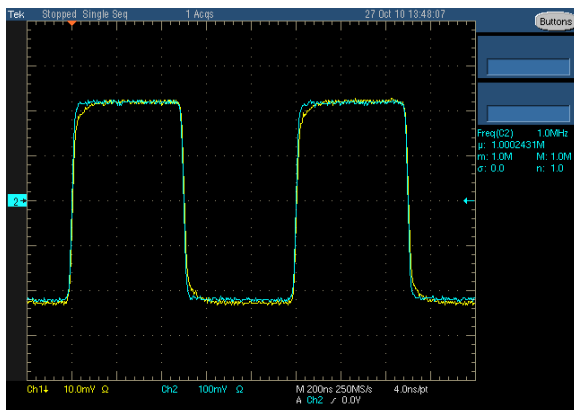
Der Abgleich des Tastkopfs erfolgt mit einem Sinussignal 1 MHz, 400 mVpp direkt am abgeschlossenen Gatterausgang.

Nach dem Abgleich werden die Signale am Ausgang des Gatters bei verschiedenen Frequenzen oszillografiert (Sinussignal 400 mVpp am Eingang des Gatters).

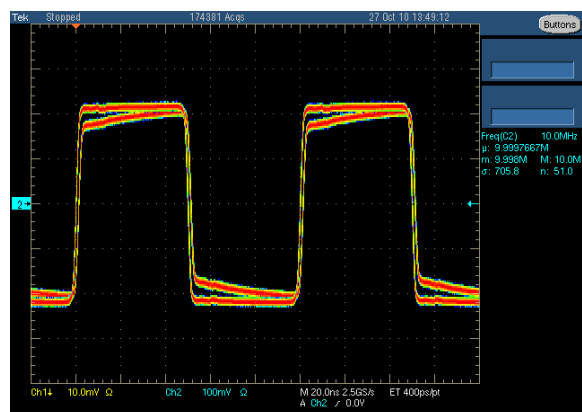
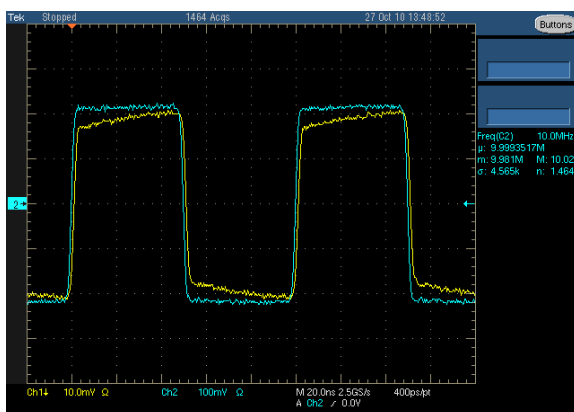
100 kHz



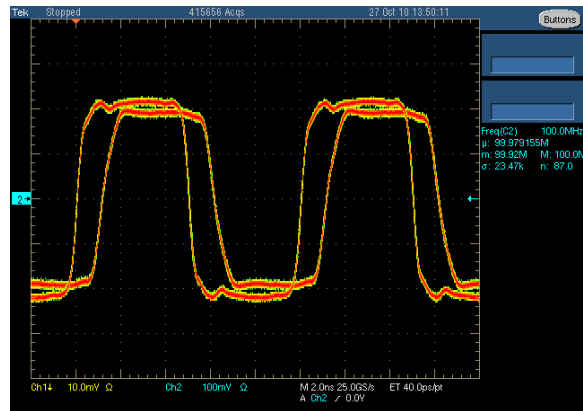
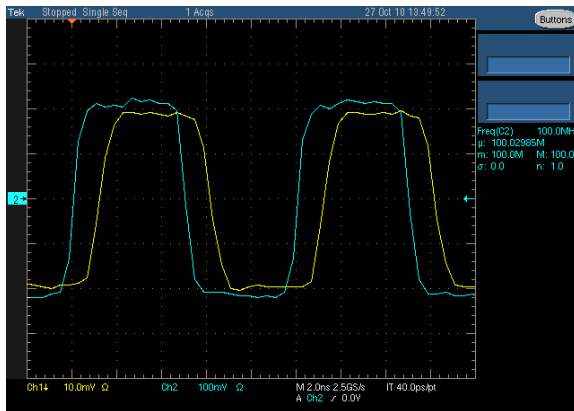
1 MHz



10 MHz

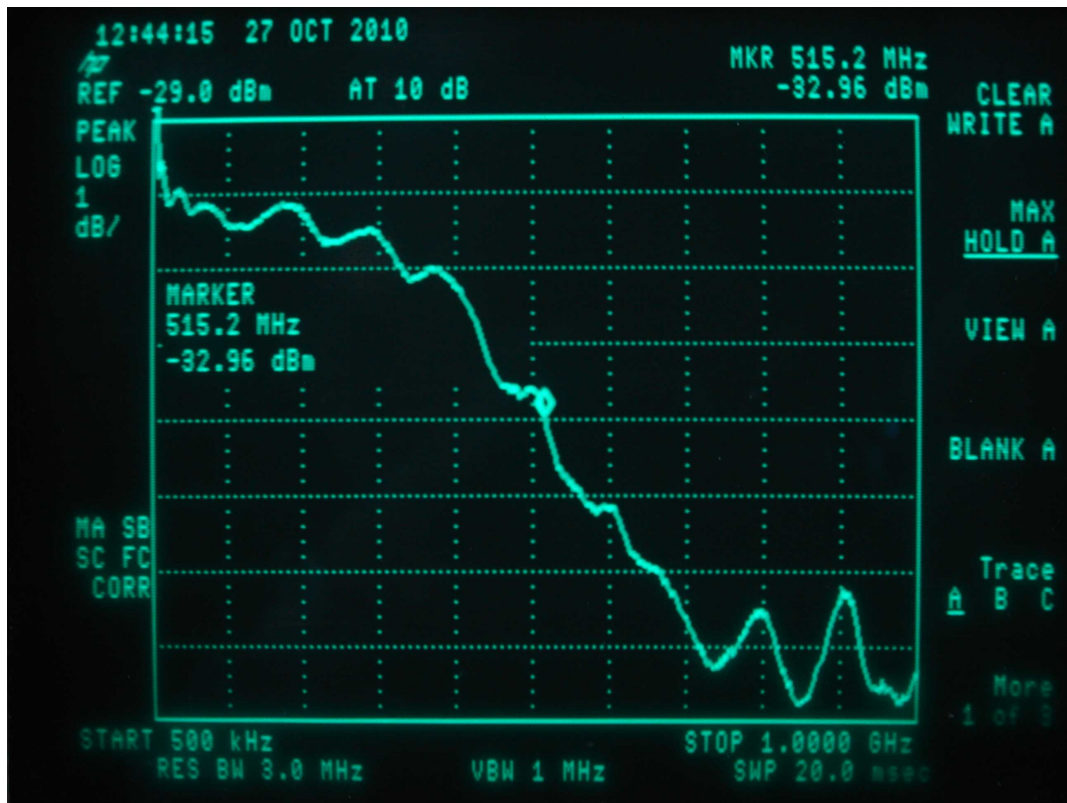


100 MHz



Frequenzgang des abgeglichenen 1 M Ω -Tastkopf

(500 kHz – 1 GHz, 1 dB/div, RefLVL -29.0 dBm)



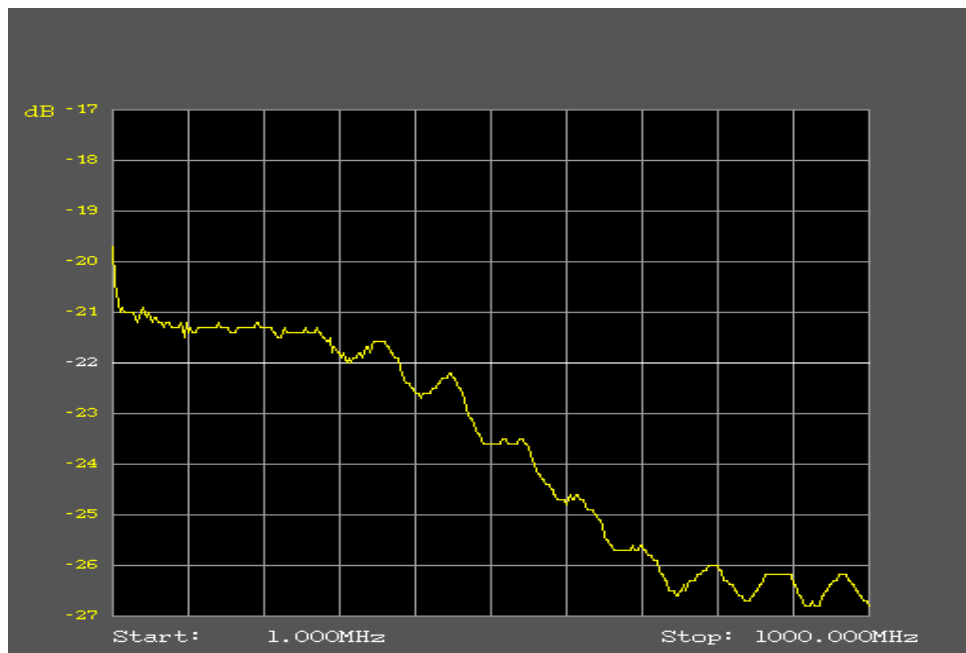


Abbildung 12: Referenzmessung lin. Netzwerkanalysator

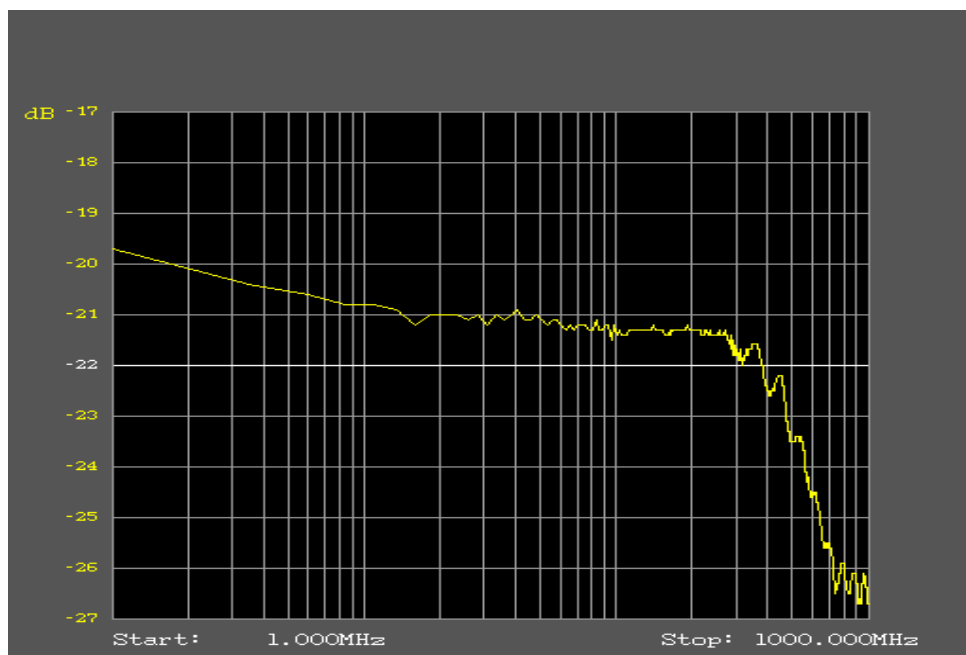
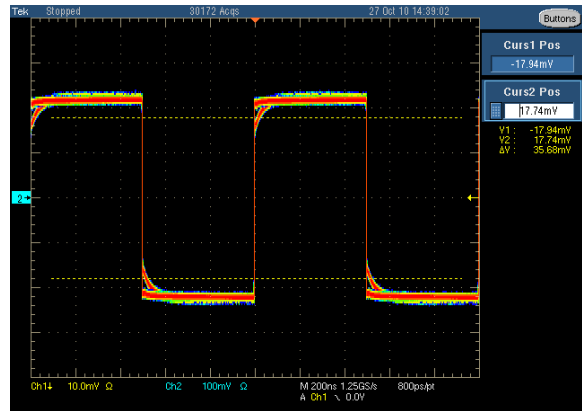
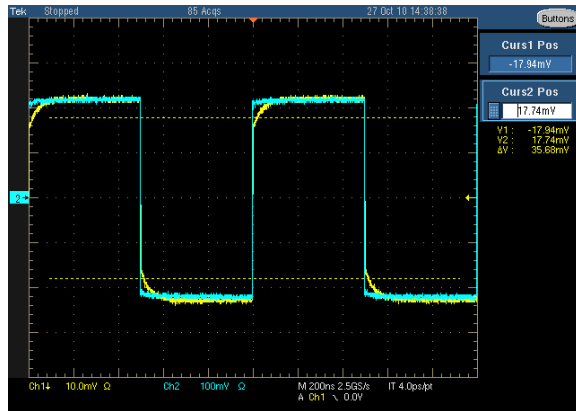


Abbildung 13: Referenzmessung log. Netzwerkanalysator

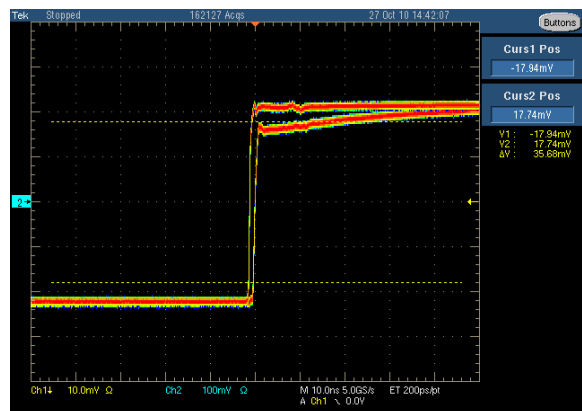
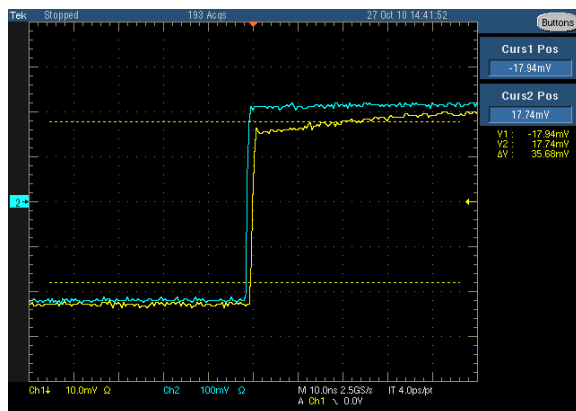
Messung der Anstiegszeiten am abgeglichenen 1 M Ω -Tastkopf

Die Messungen der Anstiegszeit werden mit einem Rechtecksignal 1 MHz, 1 Vpp am Eingang des ECL-Gatters durchgeführt.

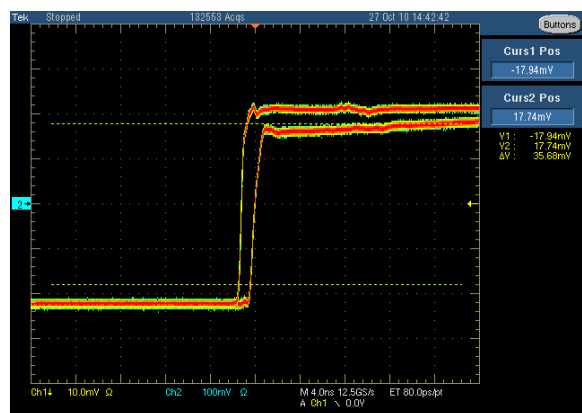
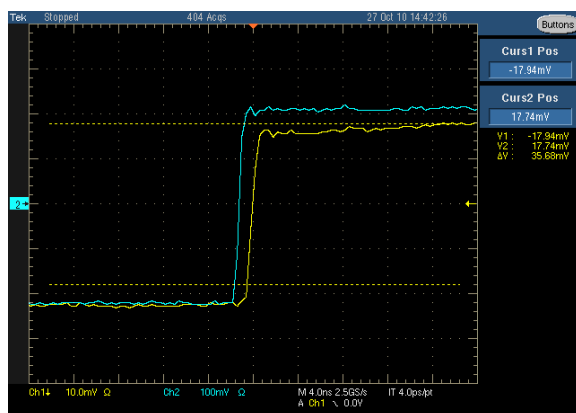
200 ns/div



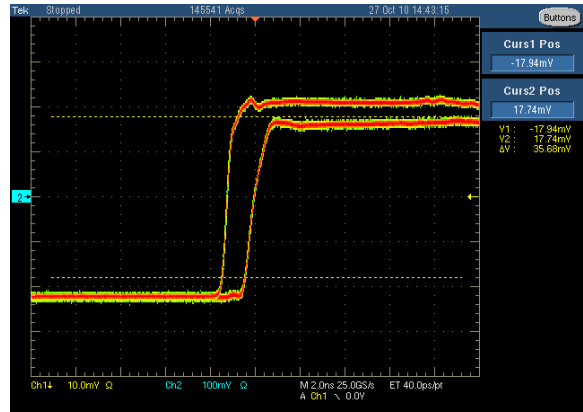
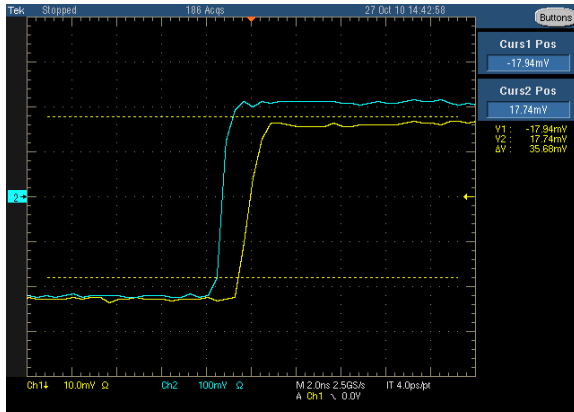
10 ns/div



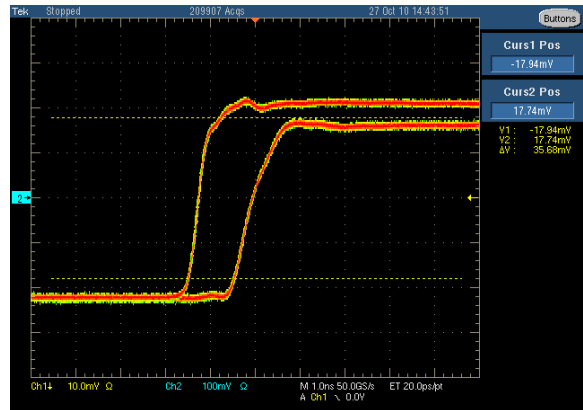
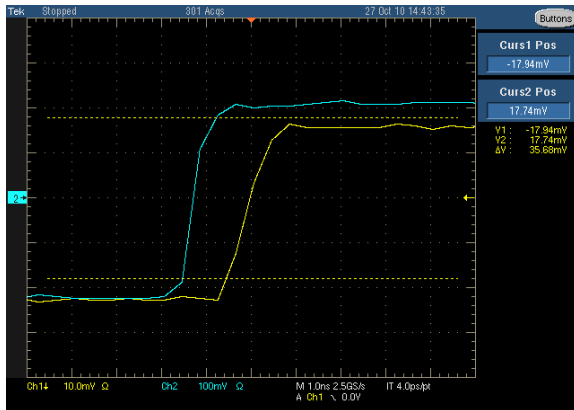
4 ns/div



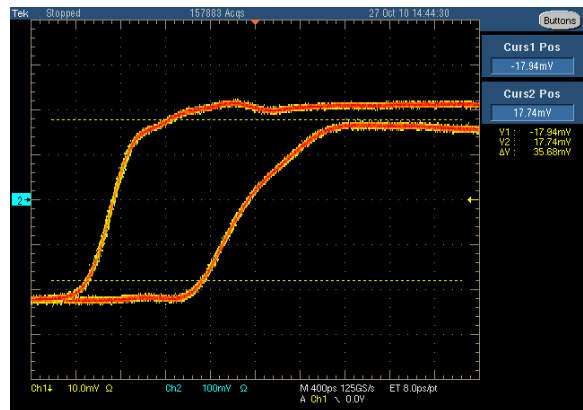
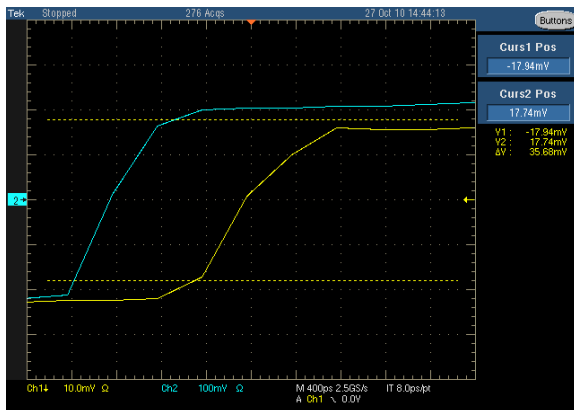
2 ns/div



1 ns/div



400 ps/div

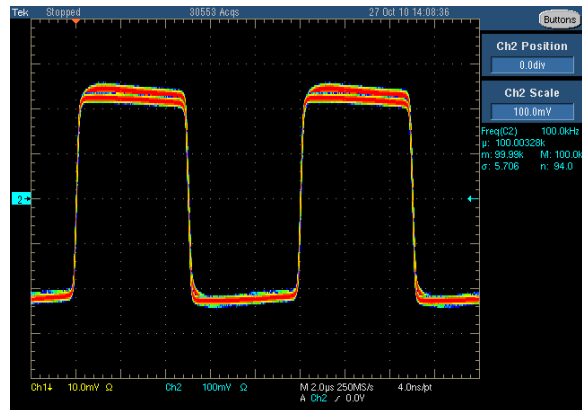
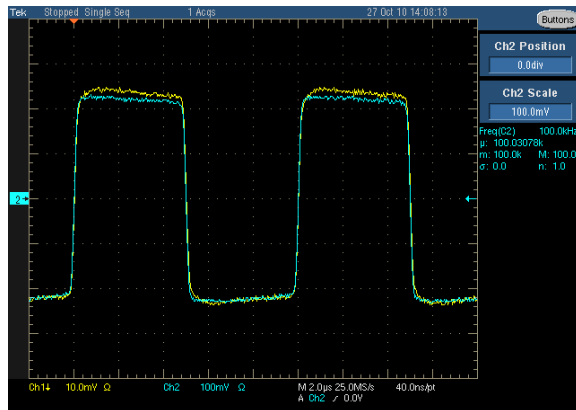


Messung nach Abgleich des 10 M Ω -Tastkopf

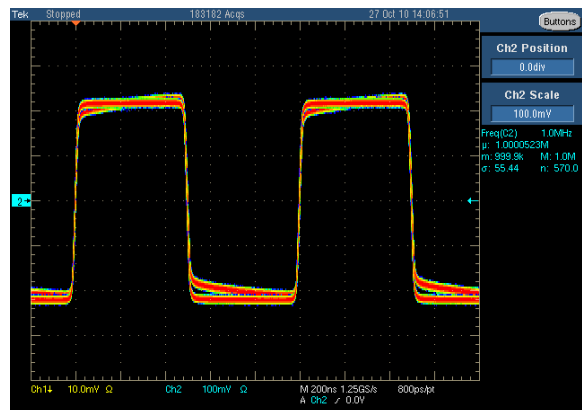
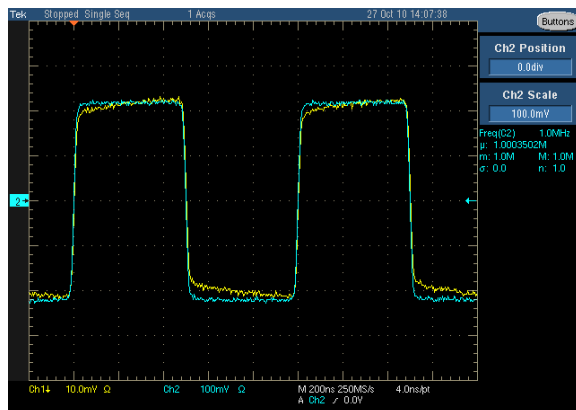
Der Abgleich des Tastkopfs erfolgt mit einem Sinussignal 1 MHz, 400 mVpp direkt am abgeschlossenen Gatterausgang.

Nach dem Abgleich werden die Signale am Ausgang des Gatters bei verschiedenen Frequenzen oszillografiert (Sinussignal 400 mVpp am Eingang des Gatters).

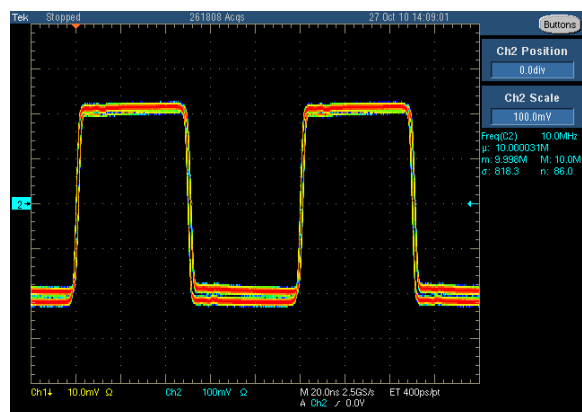
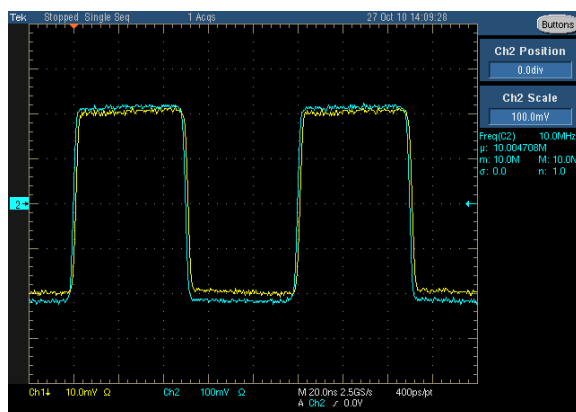
100 kHz



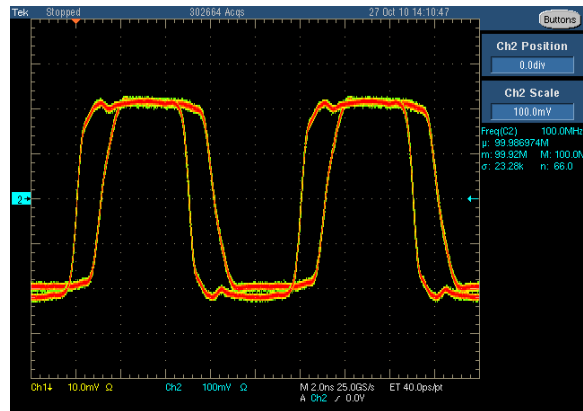
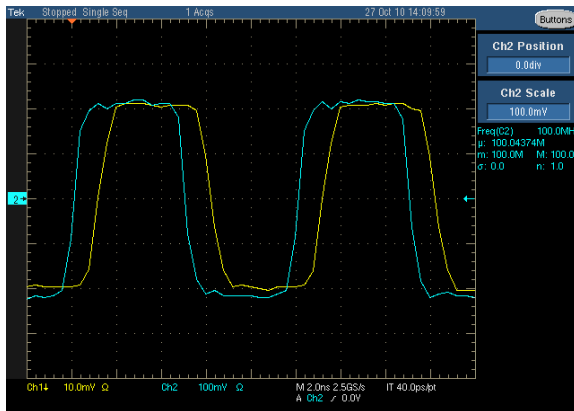
1 MHz



10 MHz



100 MHz



Frequenzgang des abgeglichenen 10 M Ω -Tastkopf

(500 kHz – 1 GHz, 1 dB/div, RefLVL -29.0 dBm)



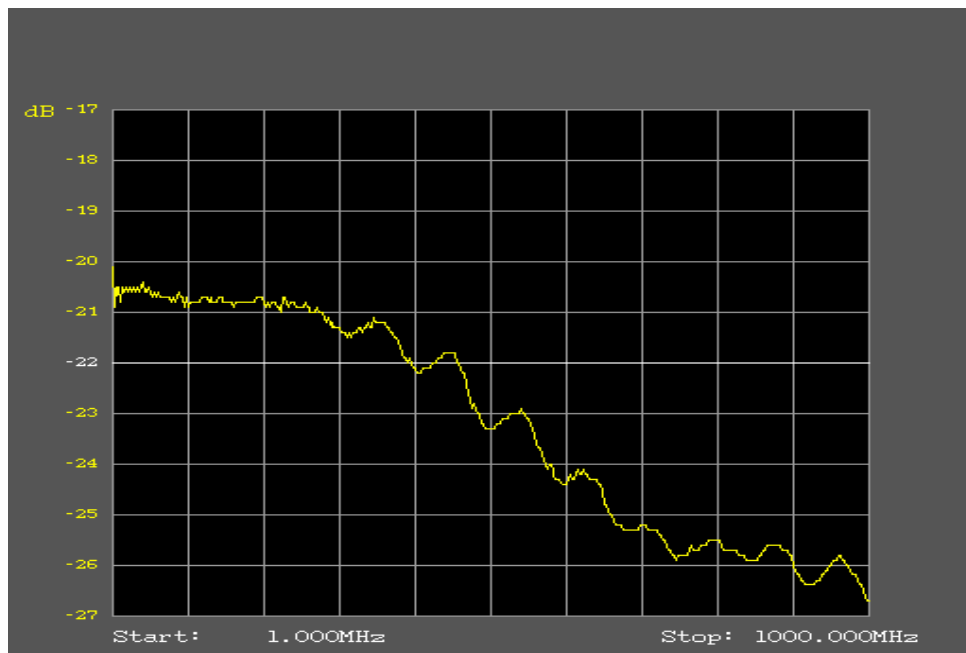


Abbildung 14: Referenzmessung lin. Netzwerkanalysator

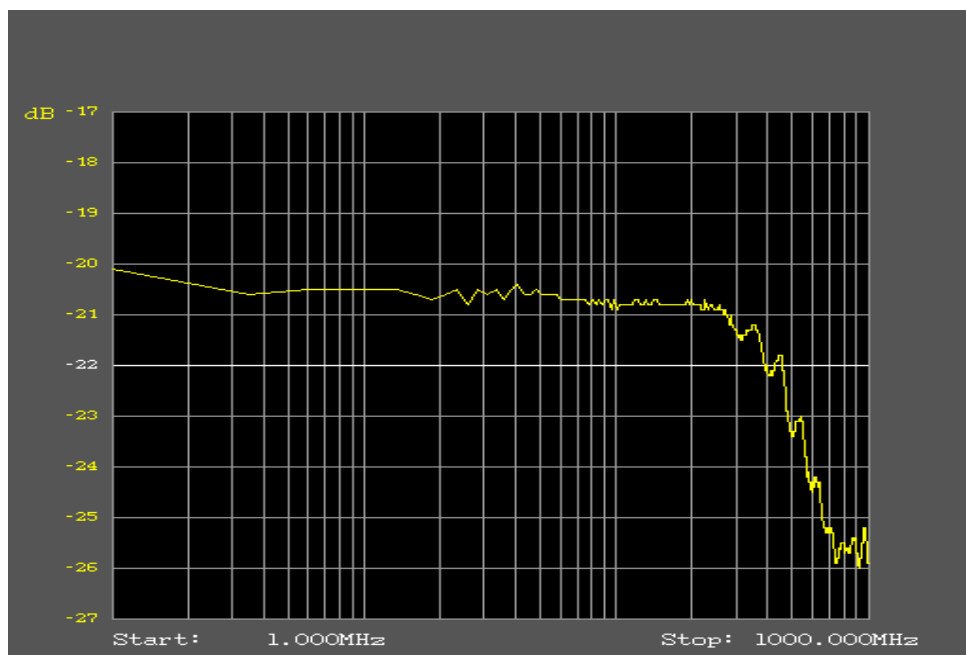
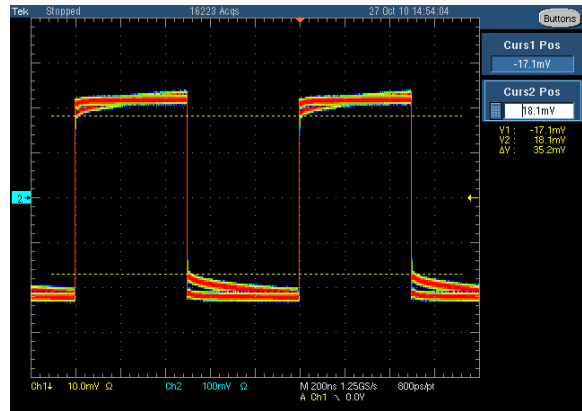
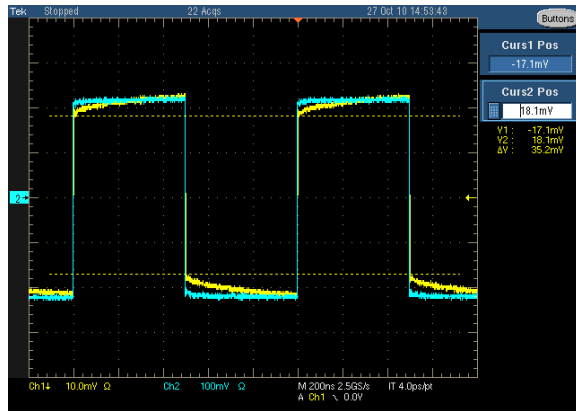


Abbildung 15: Referenzmessung log. Netzwerkanalysator

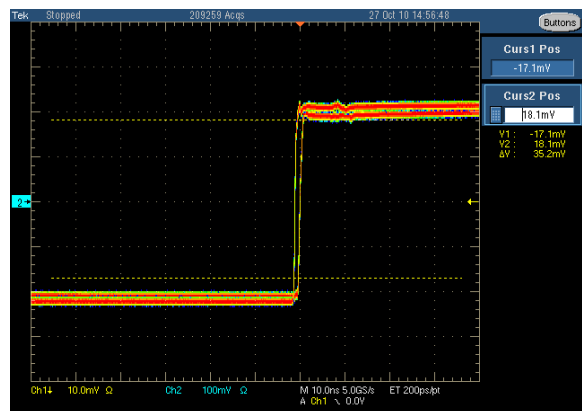
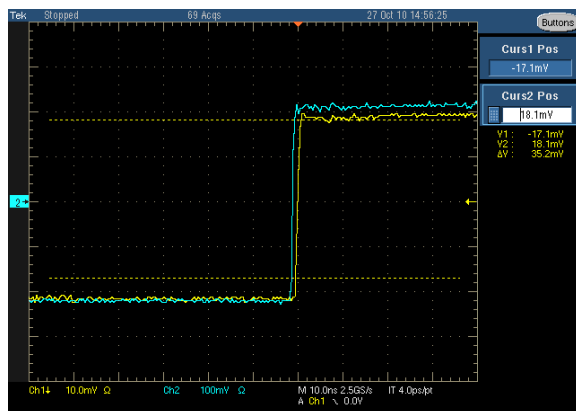
Messung der Anstiegszeiten am abgeglichenen 10 M Ω -Tastkopf

Die Messungen der Anstiegszeit werden mit einem Rechtecksignal MHz, Vpp am Eingang des ECL-Gatters durchgeführt.

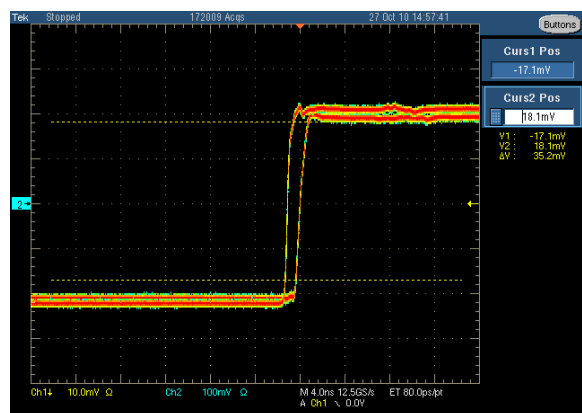
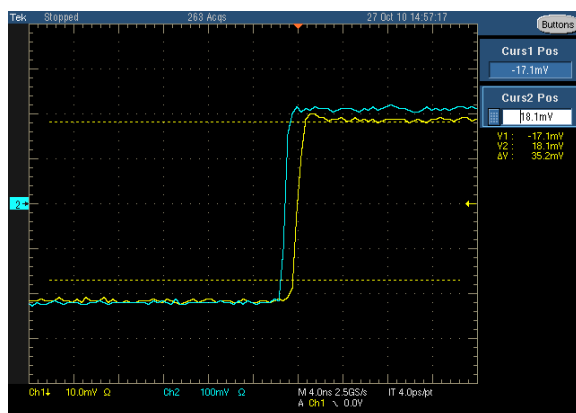
200 ns/div



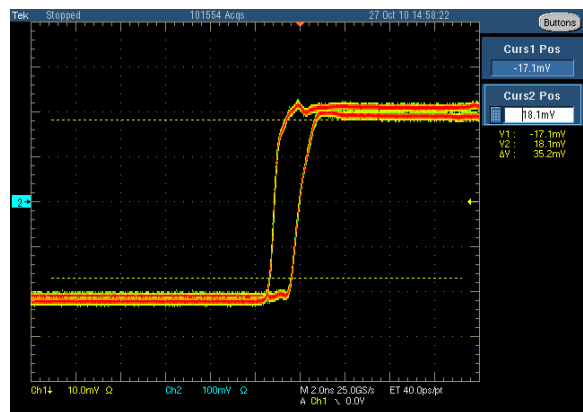
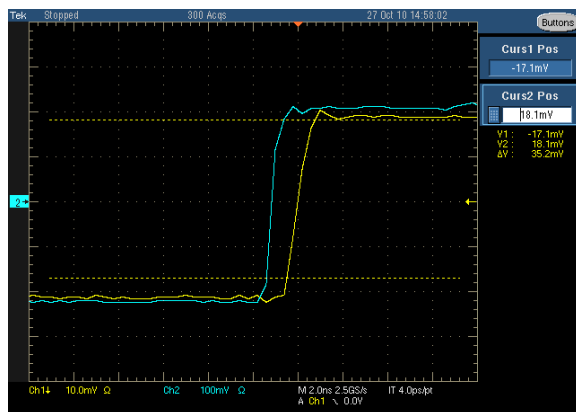
10 ns/div



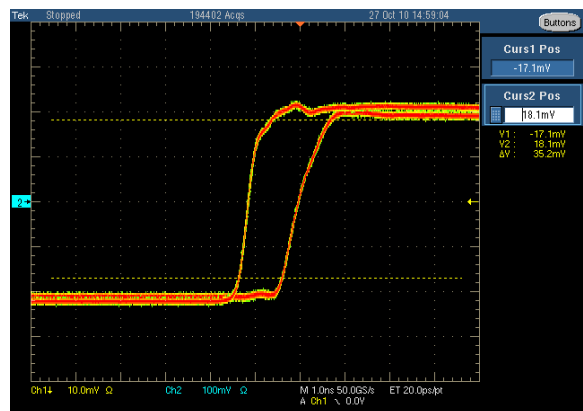
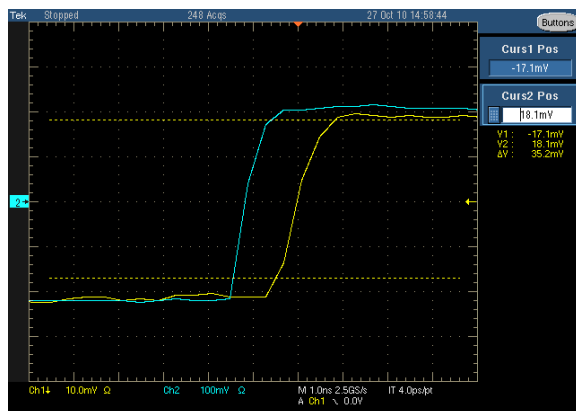
4 ns/div



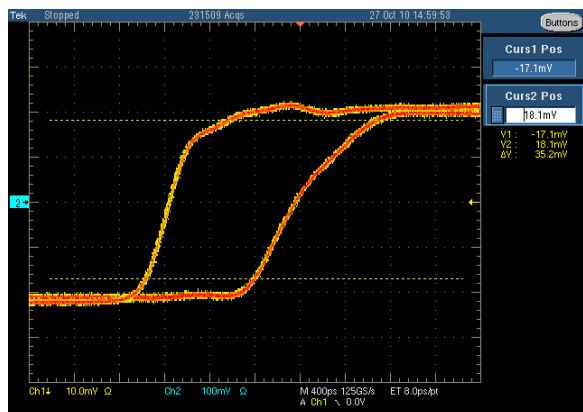
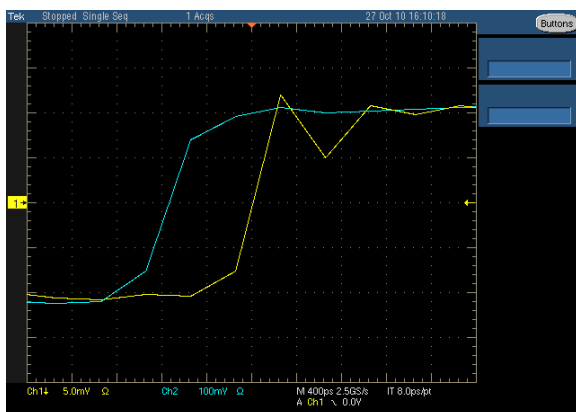
2 ns/div



1 ns/div

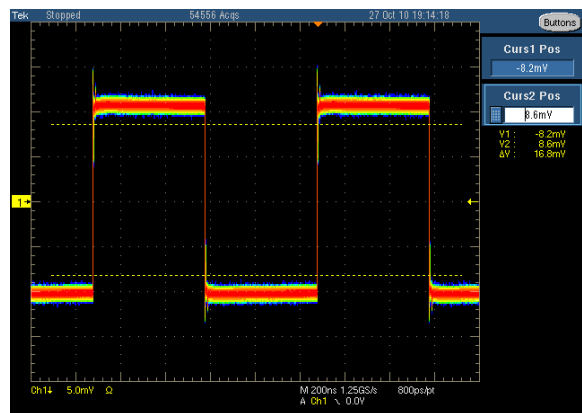
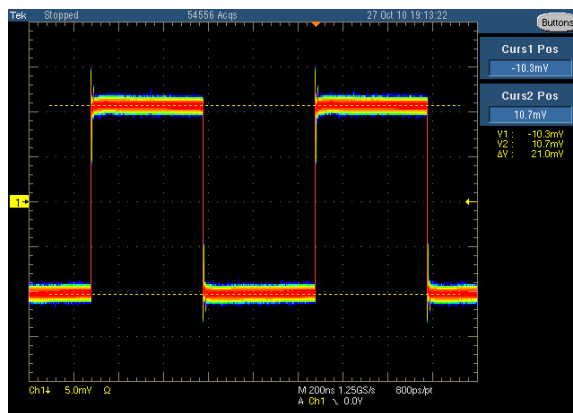


400 ps/div

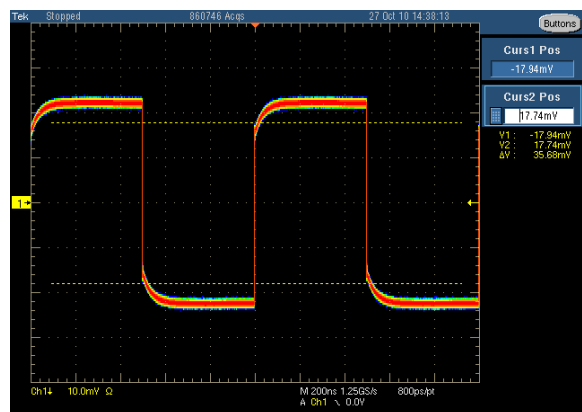
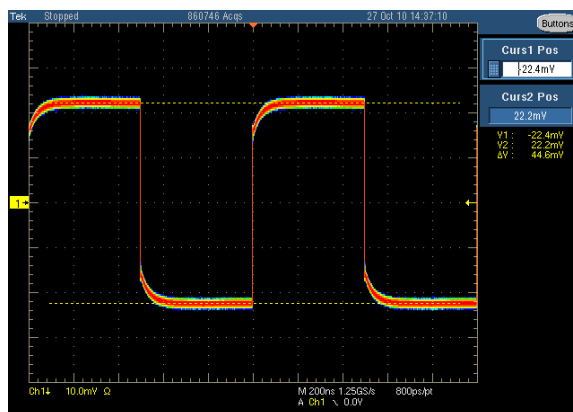


Bestimmung der 10% - 90% Markerposition

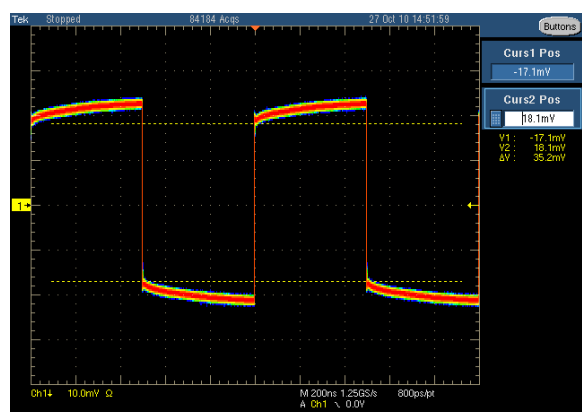
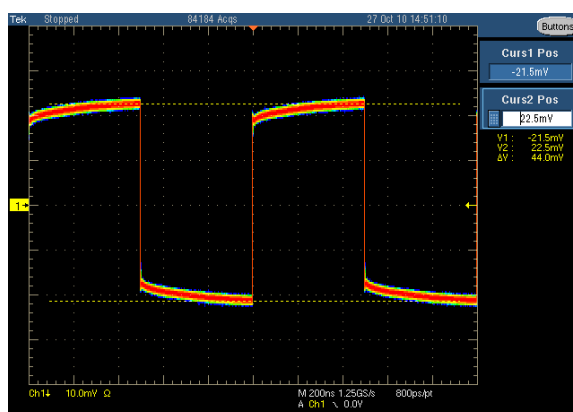
Resistiver Tastkopf



1 M Ω -Tastkopf



10 M Ω -Tastkopf



Vergleich der Anstiegszeiten ohne Kabelkompensation

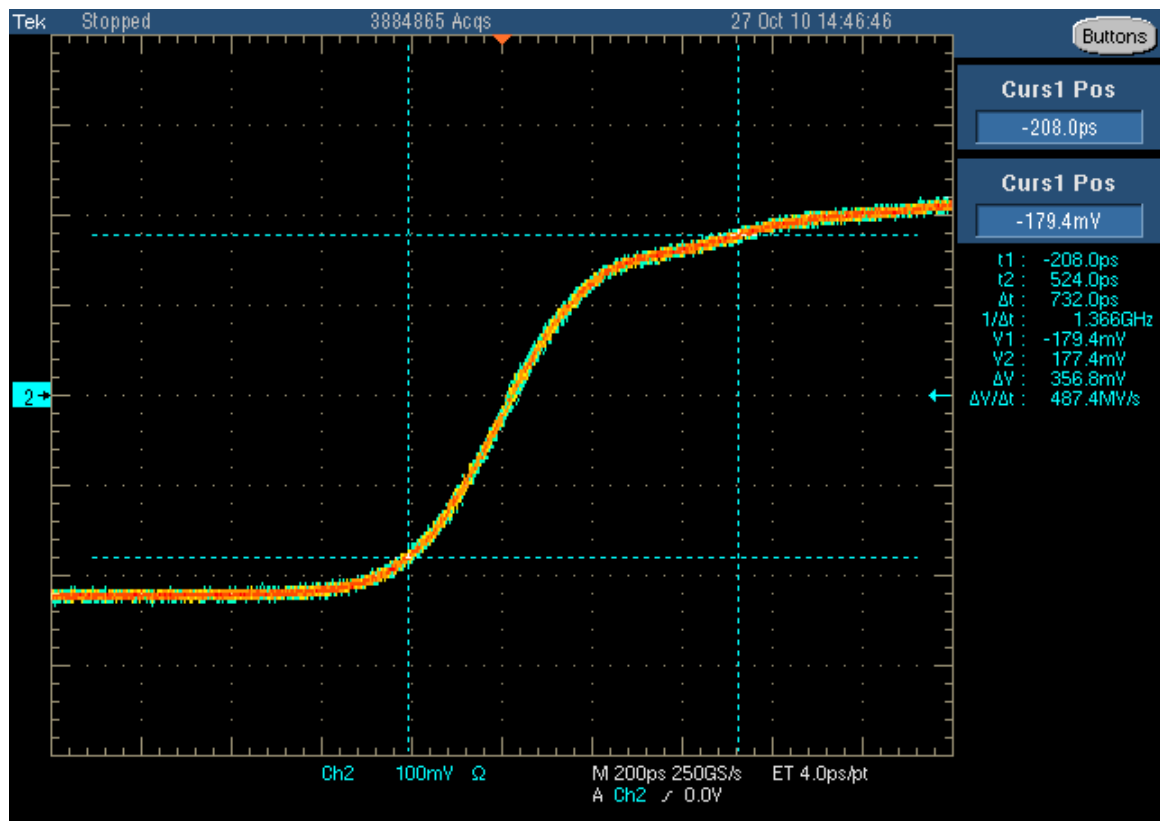


Abbildung 16: 50 Ω direkt

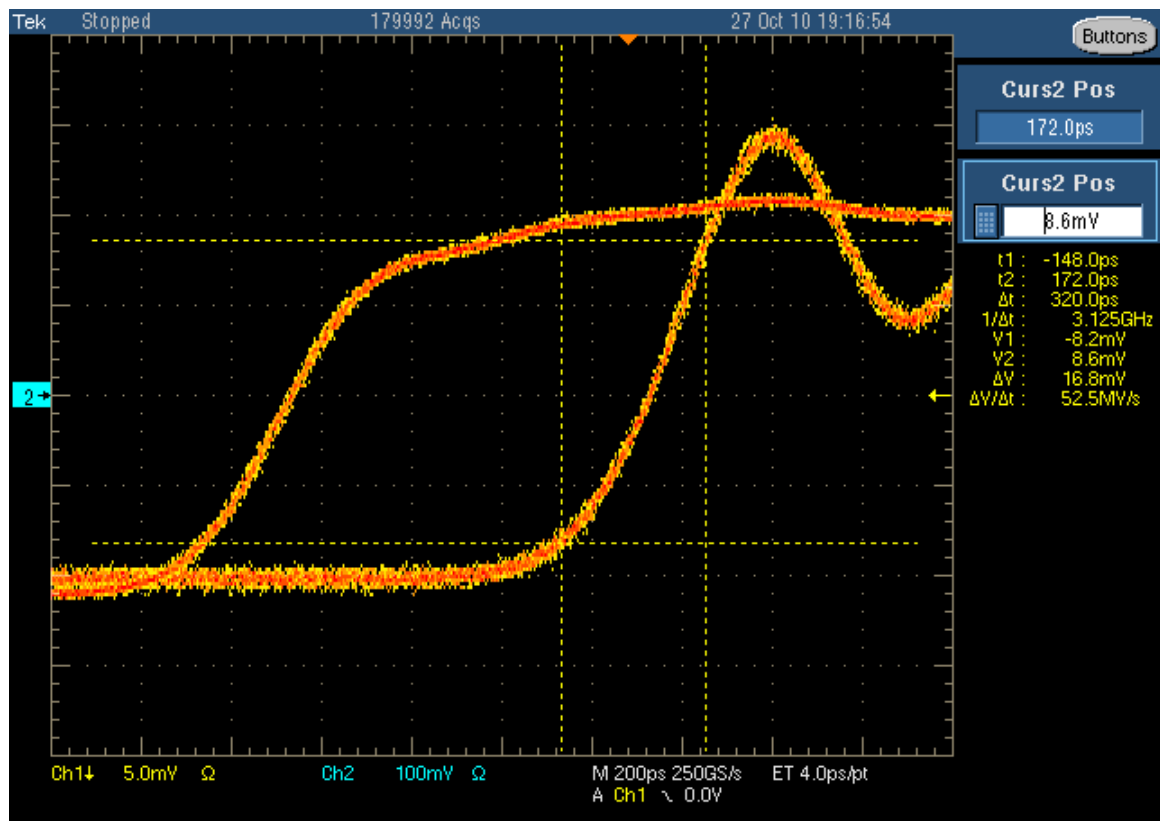


Abbildung 17: 50 Ω direkt und resistiver Tastkopf

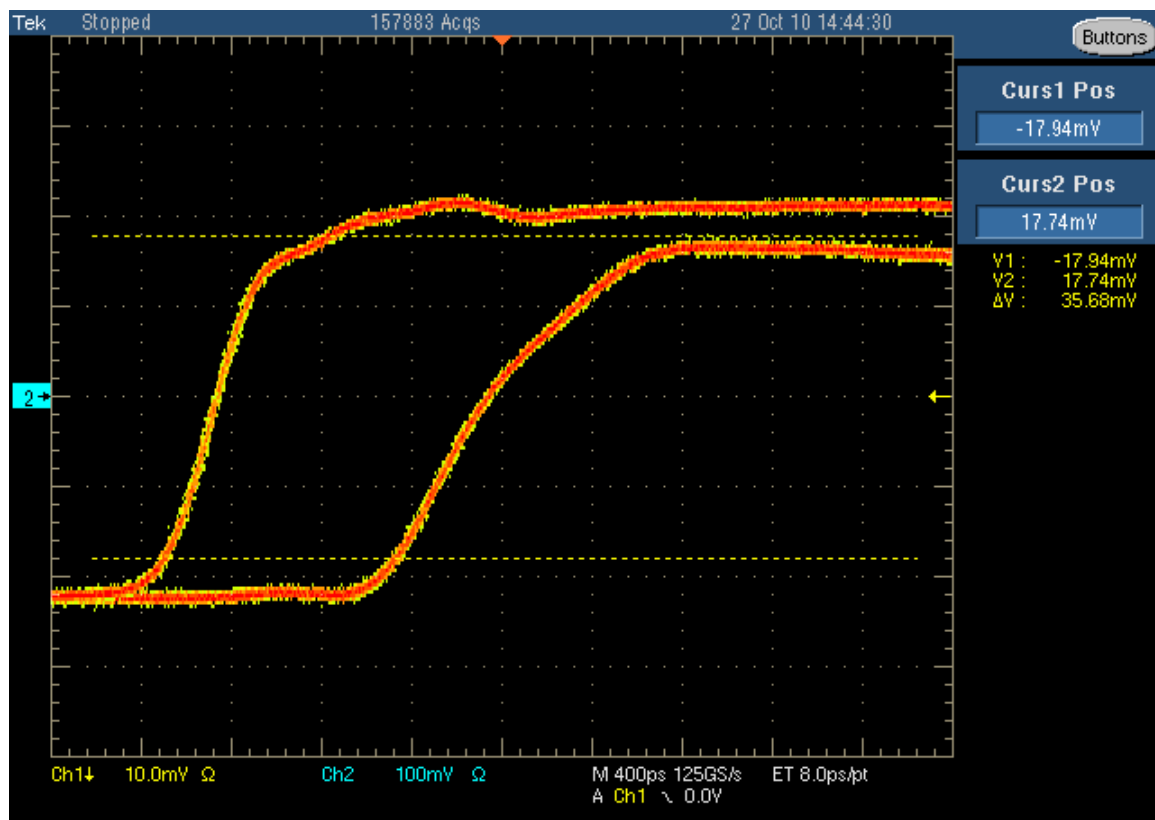


Abbildung 18: 50Ω direkt und 1MΩ-Tastkopf

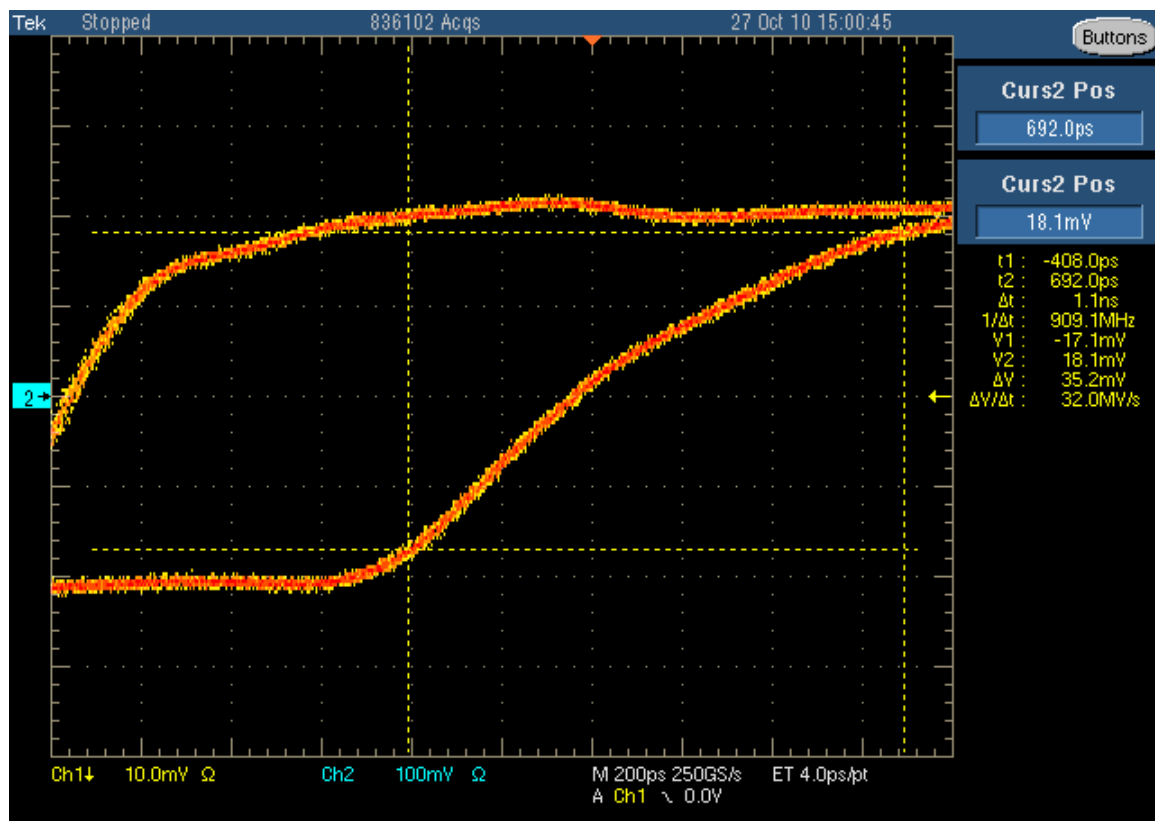


Abbildung 19: 50Ω direkt und 10MΩ-Tastkopf

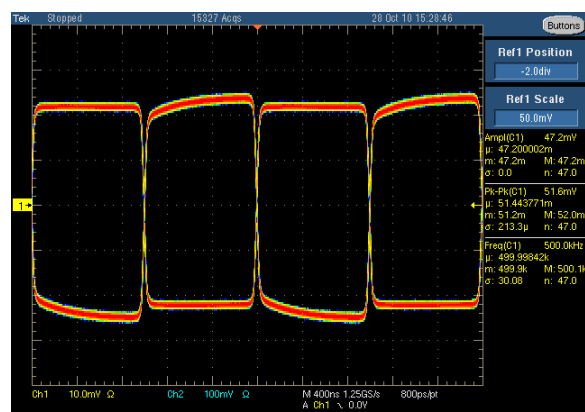
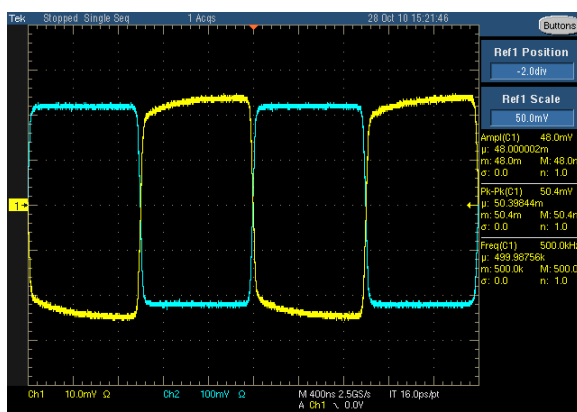
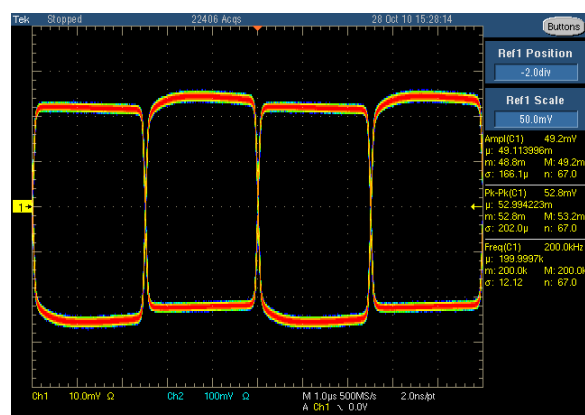
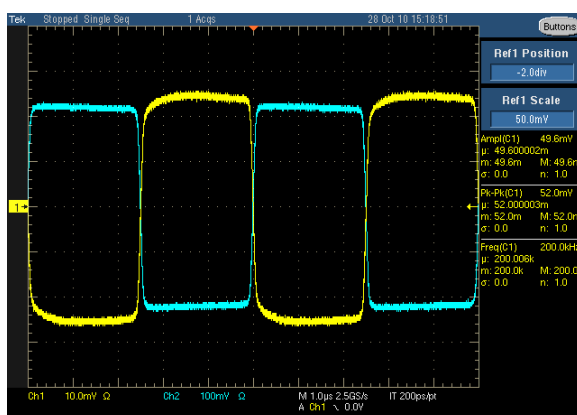
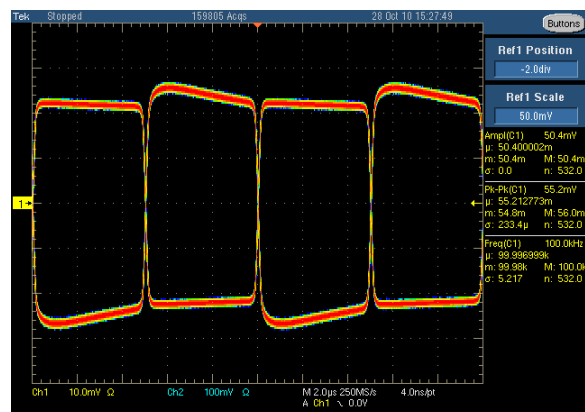
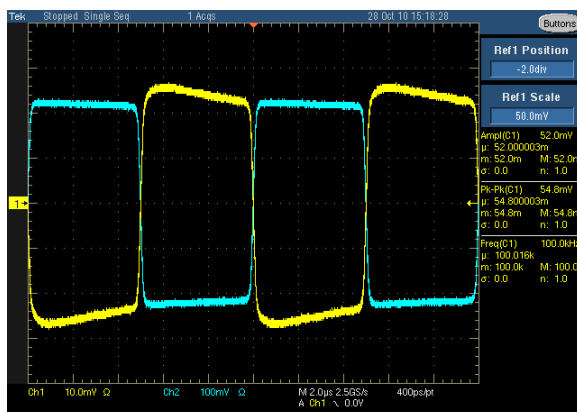
Messungen Stand 28.10.2010

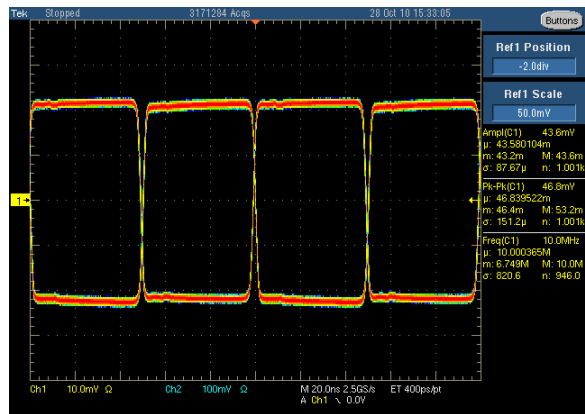
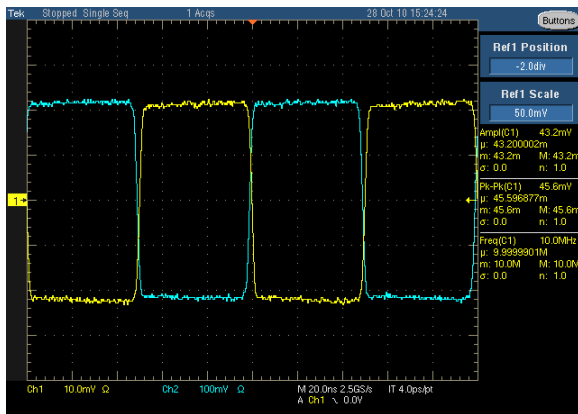
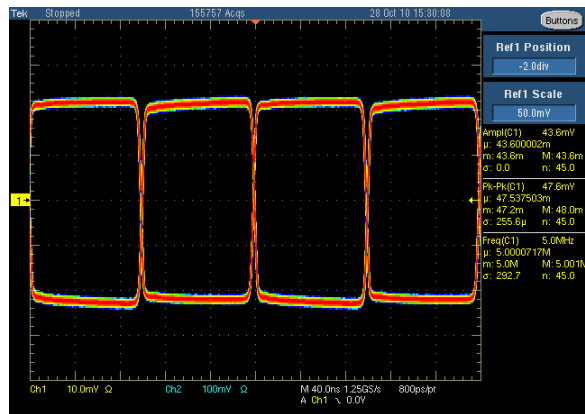
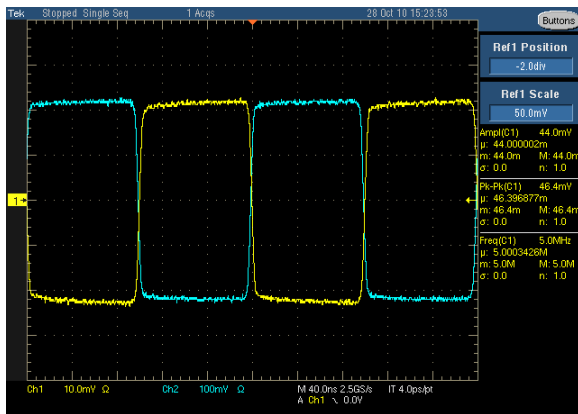
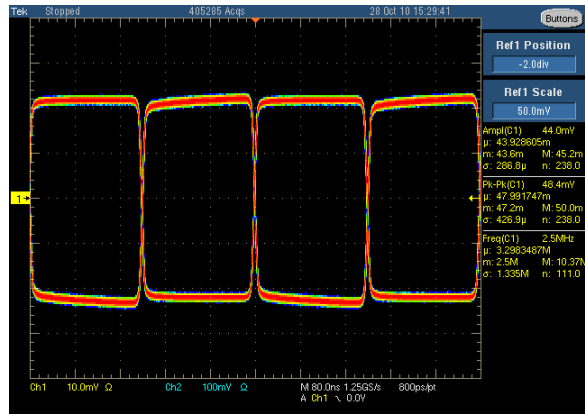
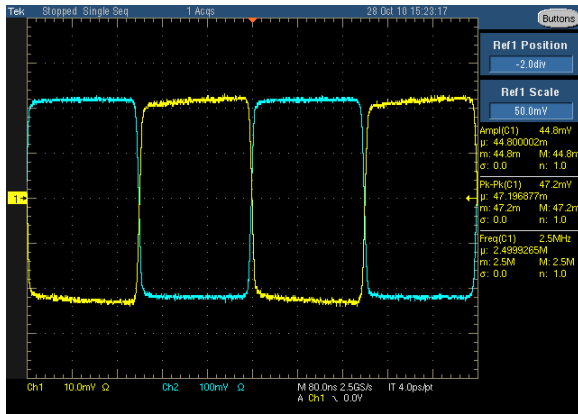
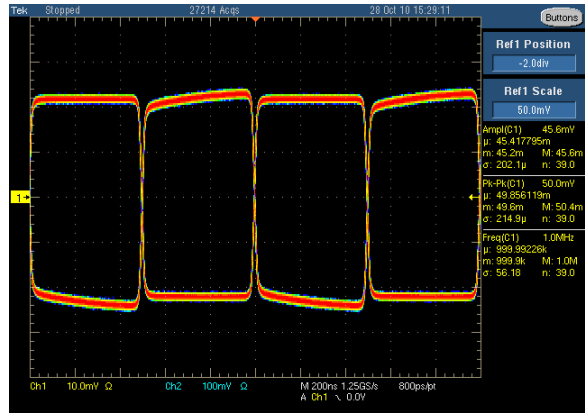
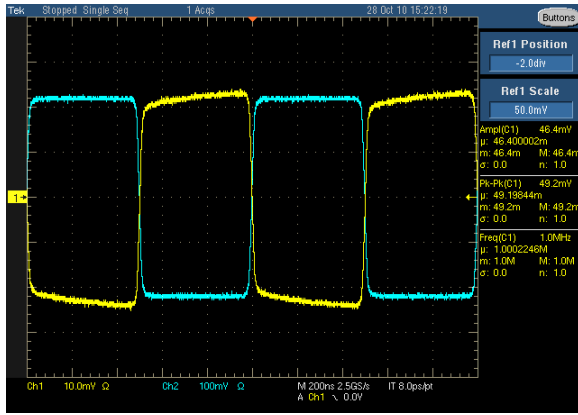
In den nachfolgenden Messungen wurde der Eingangsspannungsteiler des 10 M Ω -Tastkopfs noch einmal etwas geändert.

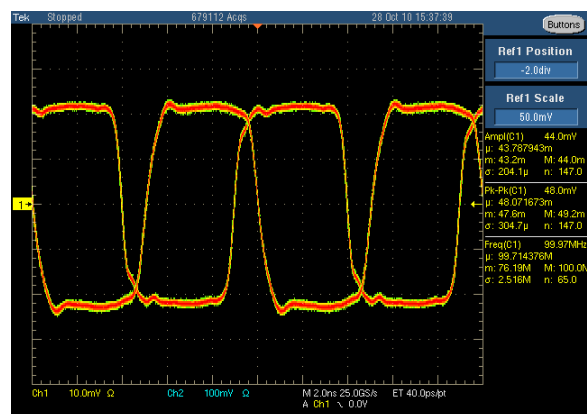
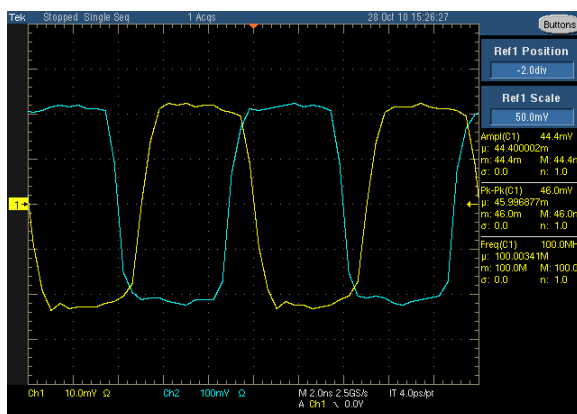
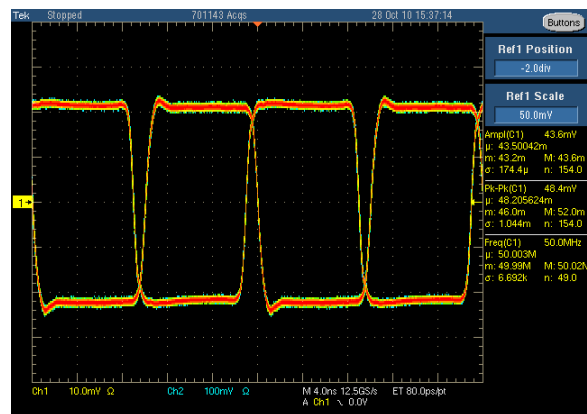
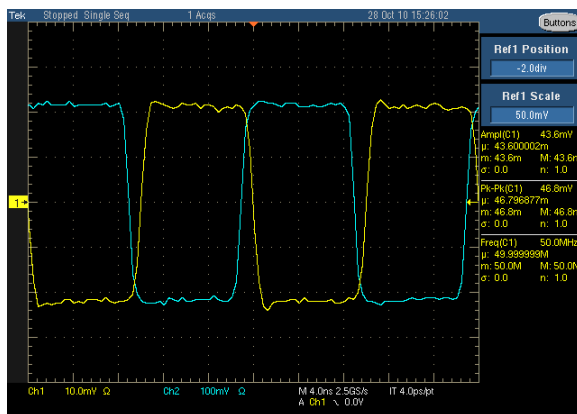
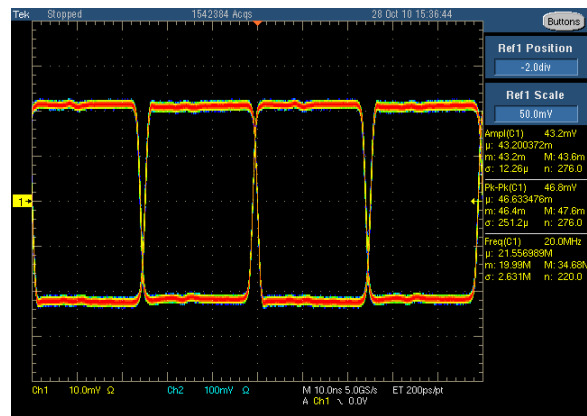
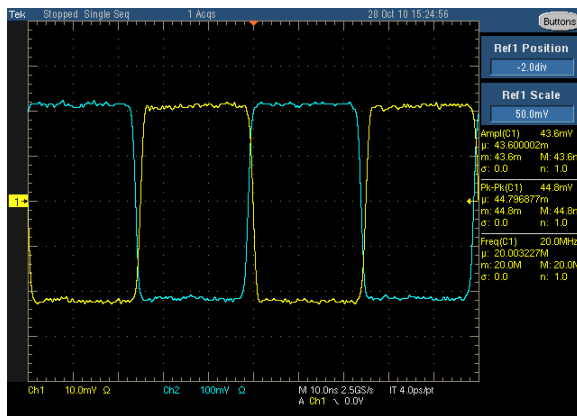
$C_8 = 0,5 \text{ pF}$, $C_{10} = 1,4 - 3 \text{ pF}$, $C_9 = 2.5 \text{ pF}$ (vgl. Schaltplan Abbildung 1)

Anschließend wurde ein Abgleich bei 1 MHz Rechtecksignal wie oben beschrieben durchgeführt. Danach erfolgten die Messungen mit dem Tastkopf am Ausgang des ECL-Gatters bei verschiedenen Eingangsfrequenzen in das ECL-Gatter.

Deutlich zu erkennen ist ein Übergangsbereich zwischen 100 - 200 kHz, bei dem sich die steigende Flanke stark verändert und fälschlicherweise als Fehlkomensation interpretiert werden kann.







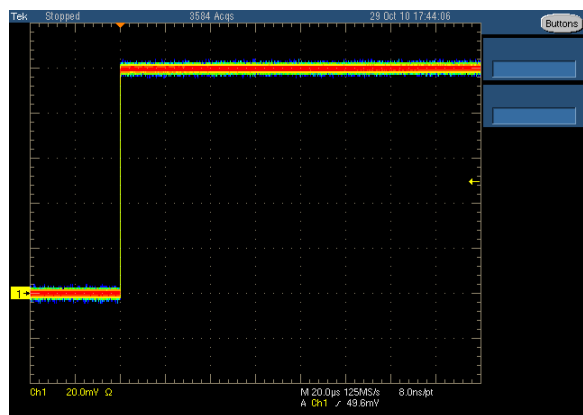
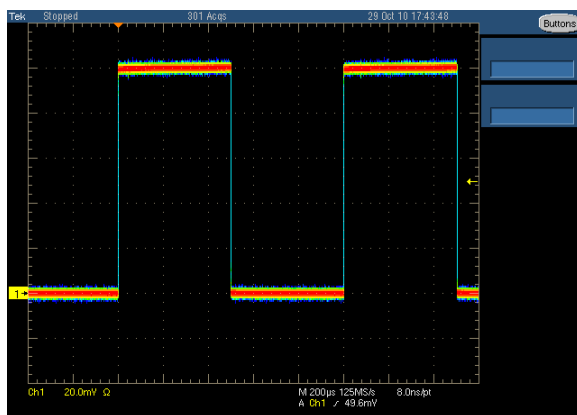
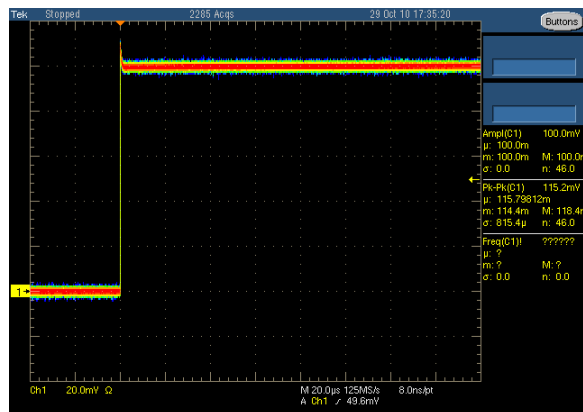
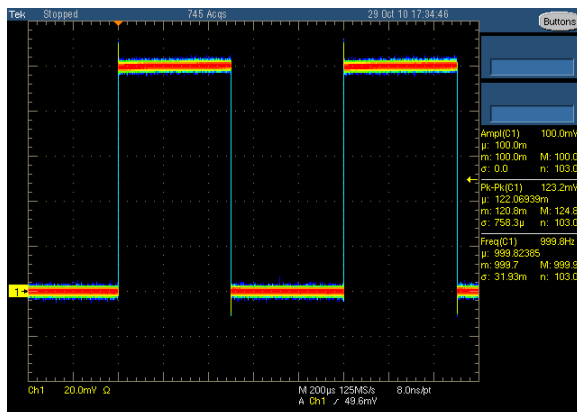
Die Ursache für dieses Verhalten muss untersucht werden. Dazu wird für die nächsten Messungen ein Tastkopf ohne Eingangsspannungsteiler aufgebaut und der 50 Ω -Abschlusswiderstand des ECL-Gatters direkt an den Eingang des OPA659 kontaktiert. Ansonsten entspricht der Aufbau komplett dem Tastkopf. Die so durchgeführten Messungen sollen ergeben, ob es sich um einen Einfluss des Eingangsspannungsteilers handelt oder ob die Gründe am Ausgang des OPA659 zu suchen sind.

Messungen Stand 29.10.2010

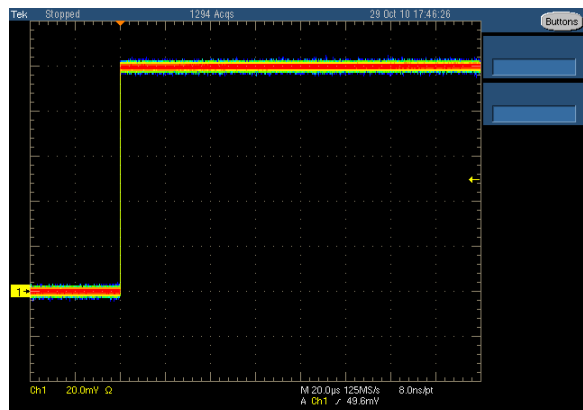
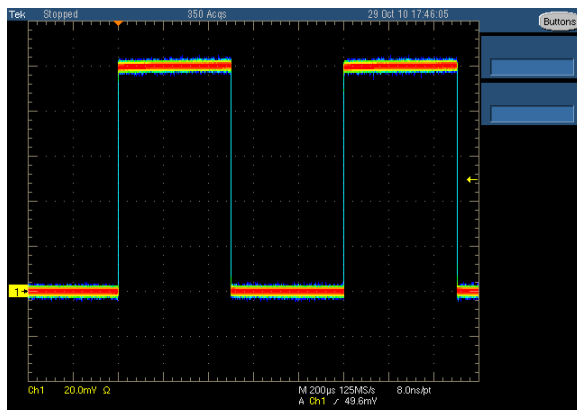
Um die Frage nach der Frequenzkompensation zu klären wurden die Tastköpfe am Probesignal des Oszilloskops kompensiert. Das 1 Vpp Probesignal des Oszilloskops hat eine Frequenz von 1 kHz. Nachfolgend werden Bilder der beiden verschiedenen Extremeinstellungen gezeigt und abschließend die kompensierte Einstellung. Der kapazitive Spannungsteiler beider Varianten ist dabei wie folgt bestückt:

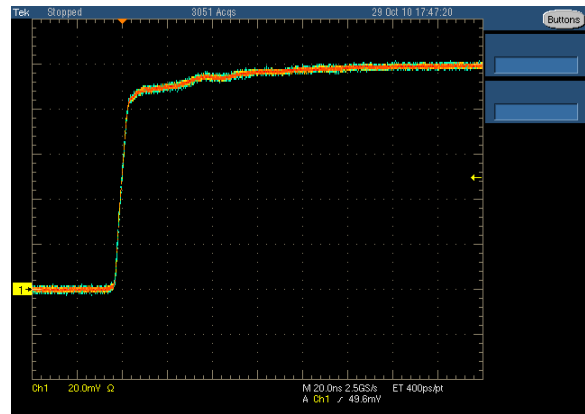
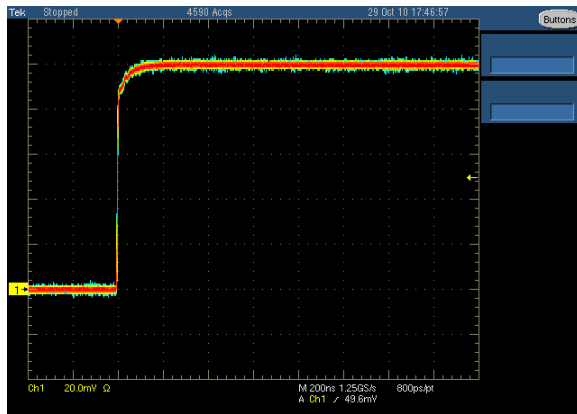
$C_8 = 0.5 \text{ pF}$, $C_{10} = 1.4 - 3 \text{ pF}$, $C_9 = 1.5 \text{ pF}$ (vgl. Schaltplan Abbildung 1)

Abgleich des 1 M Ω -Tastkopf

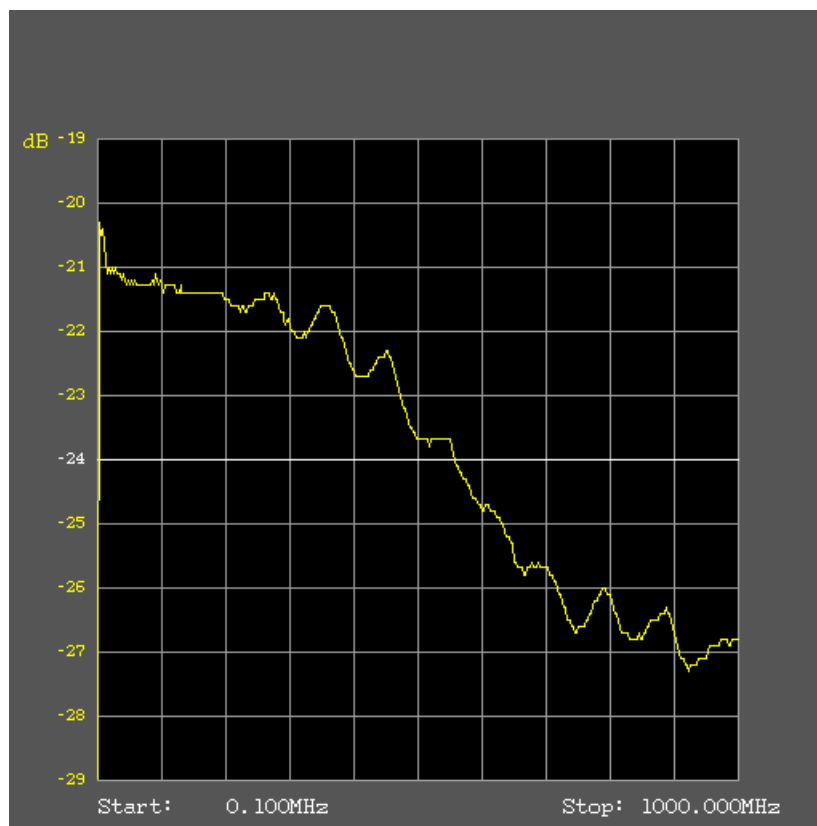


1 M Ω -Tastkopf abgeglichen



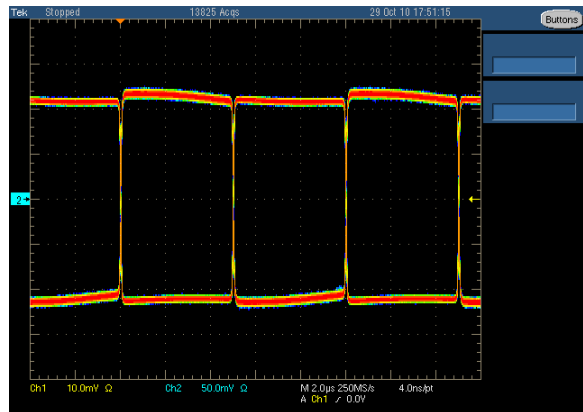
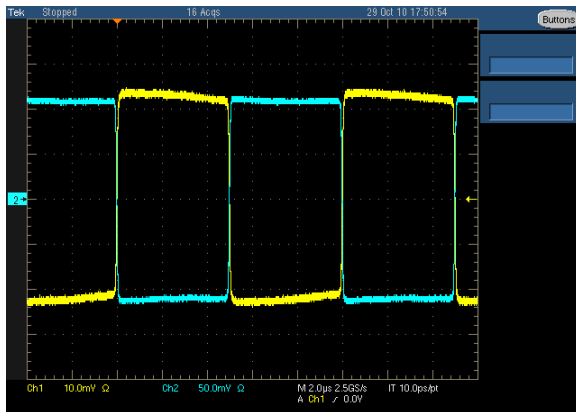


Der Frequenzgang des so abgeglichenen Tastkopfs wurde zunächst mit dem Netzwerkanalysator aufgezeichnet.

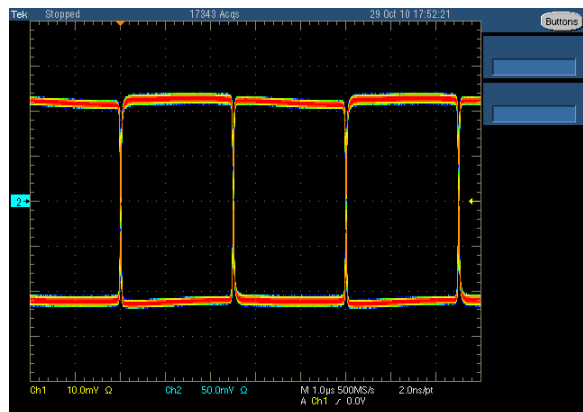
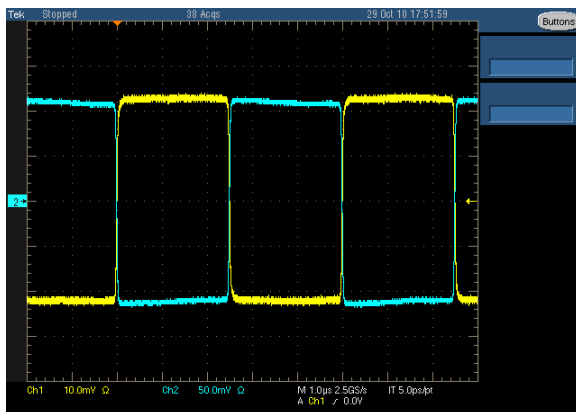


Anschließend wurde der Tastkopf am ECL-Gatter vermessen. Als Referenz dient der bereits weiter oben beschriebene Tastkopf ohne Eingangsspannungsteiler (blaue Kurve) am zweiten abgeschlossenen Ausgang des ECL-Gatters. Somit soll der Einfluss des reinen Eingangsspannungsteilers weitmöglichst nachgestellt werden, bzw. Einflüsse durch das unkompensierte Kabel deutlich gemacht werden.

100 kHz

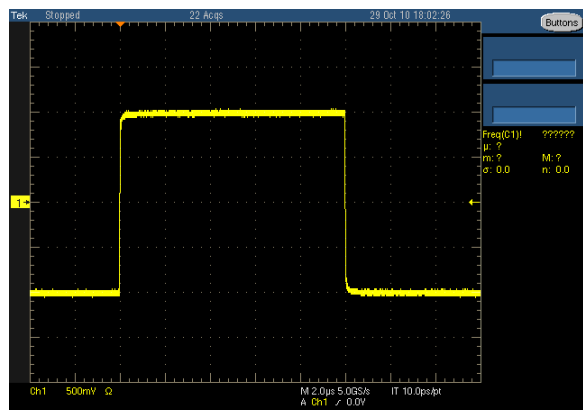
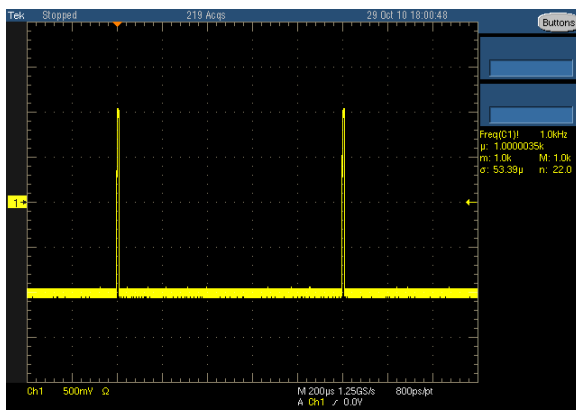


200 kHz

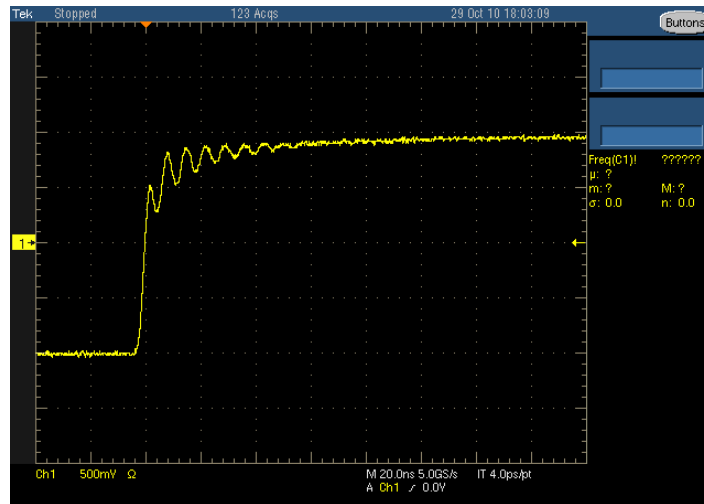


Messungen am Funktionsgenerator

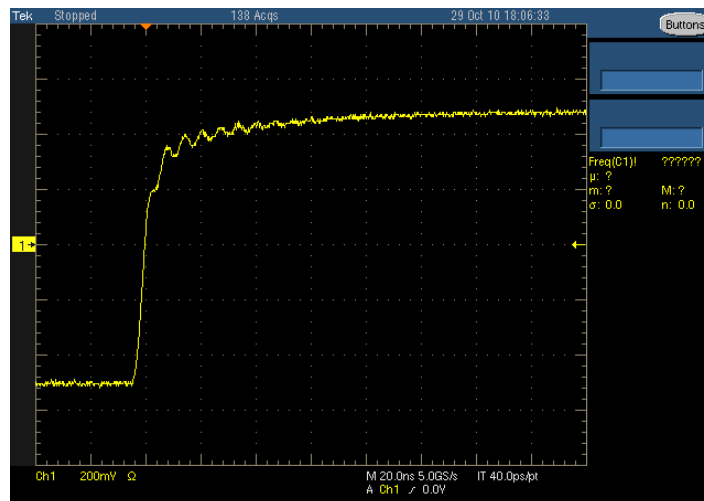
Es wurden Messungen an einem Funktionsgenerator durchgeführt, der über Ansteigszeiten von 5ns verfügt. Am Funktionsgenerator wurde ein Puls mit einer Pulswiederholfrequenz von 1 kHz und einem DutyCycle von 1% eingestellt und die Amplitude des Pulses variiert.



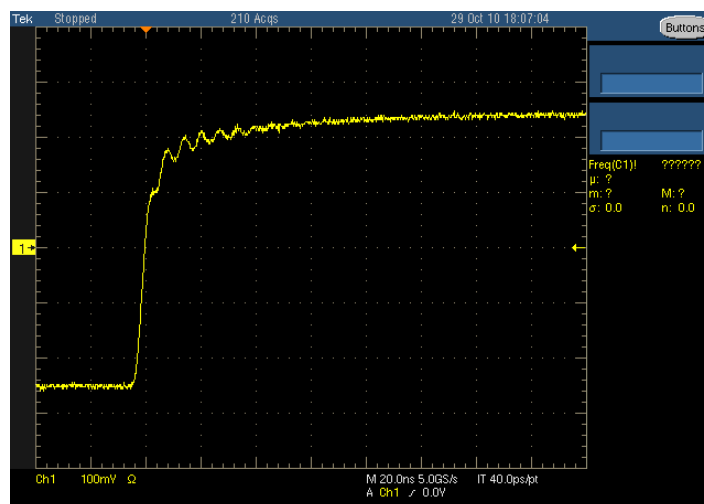
20 Vpp



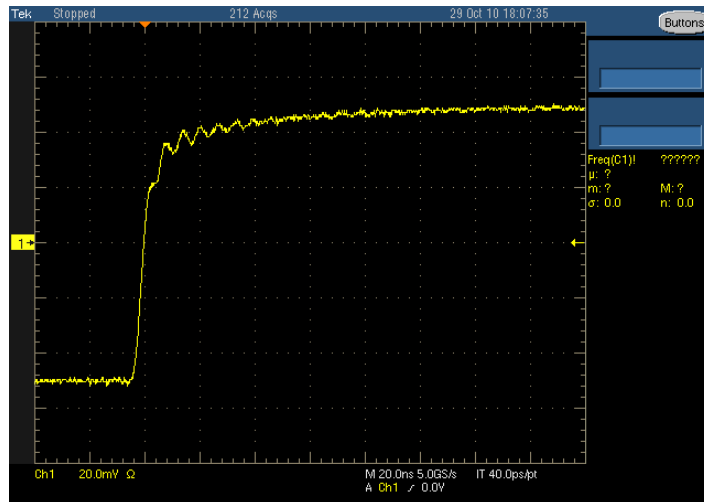
10 Vpp



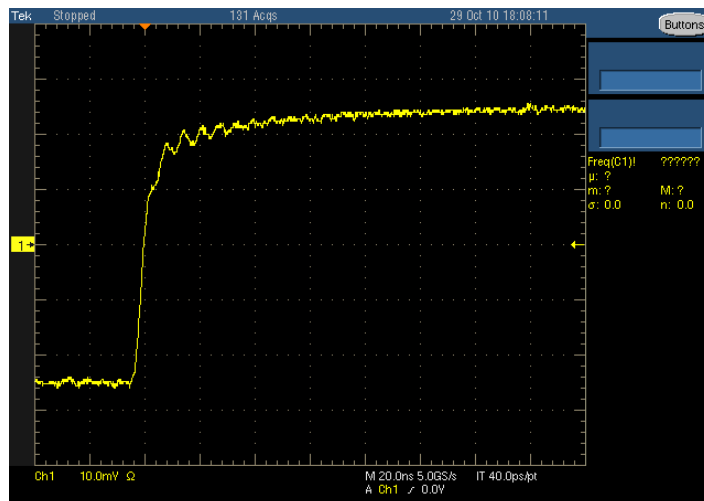
5 Vpp



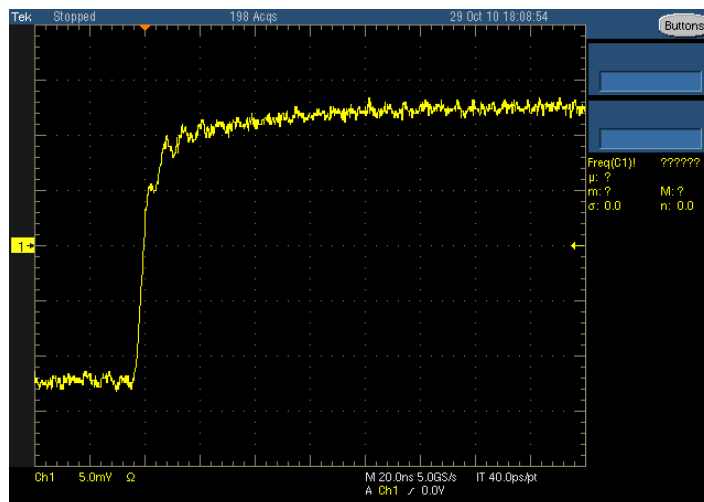
1 Vpp



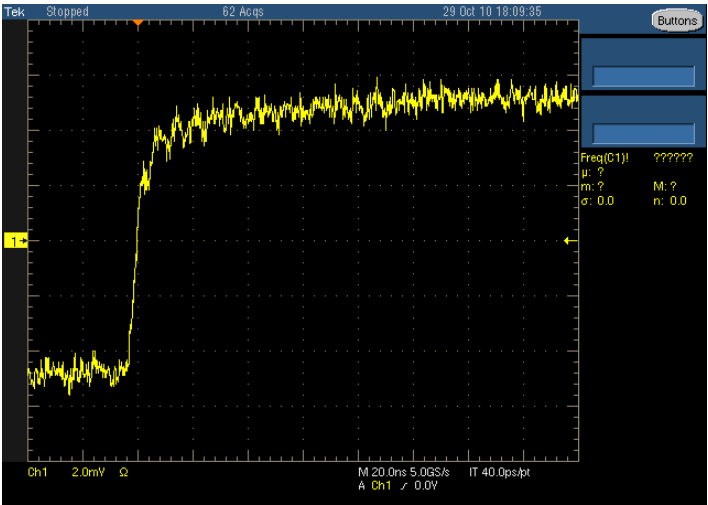
500 mVpp



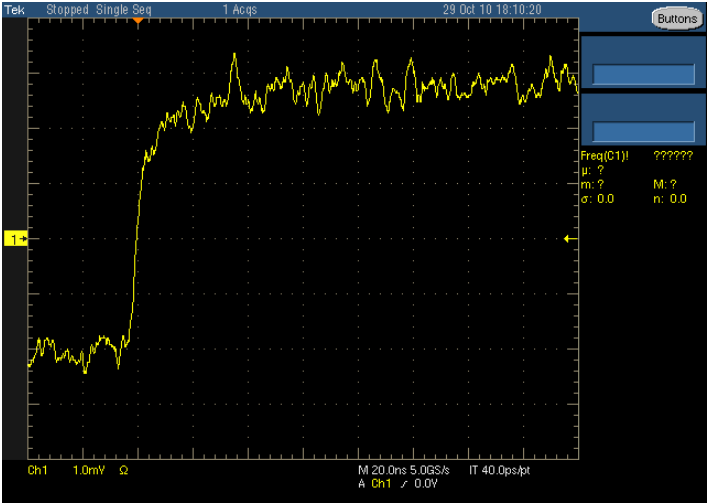
250 mVpp



100 mVpp



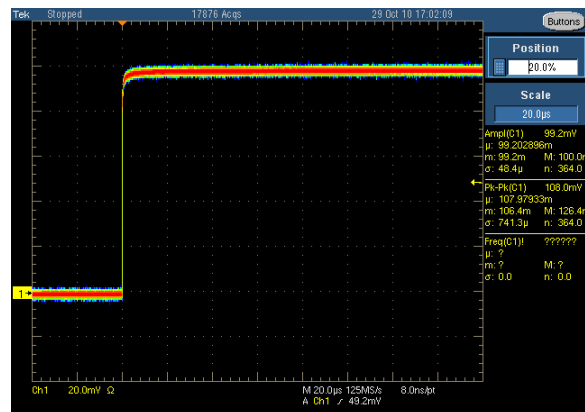
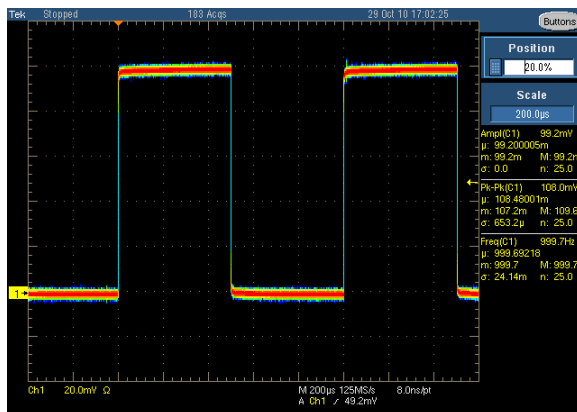
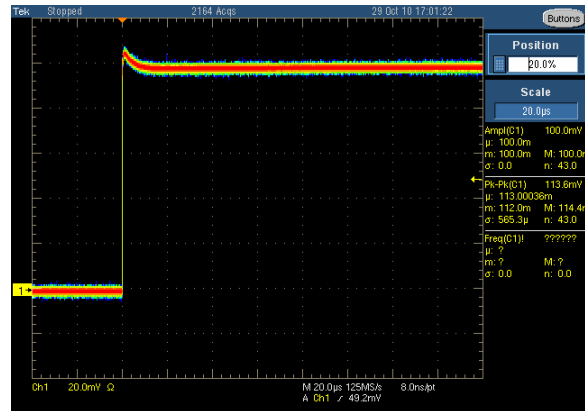
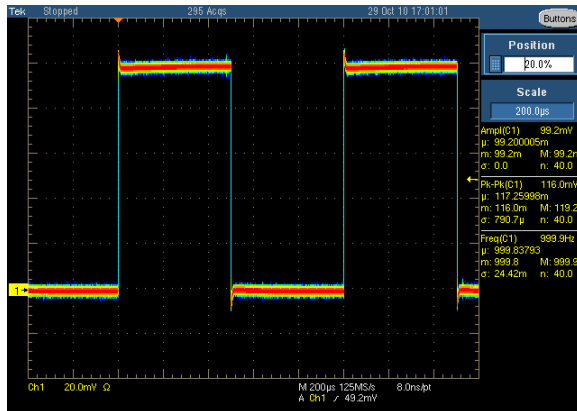
50 mVpp



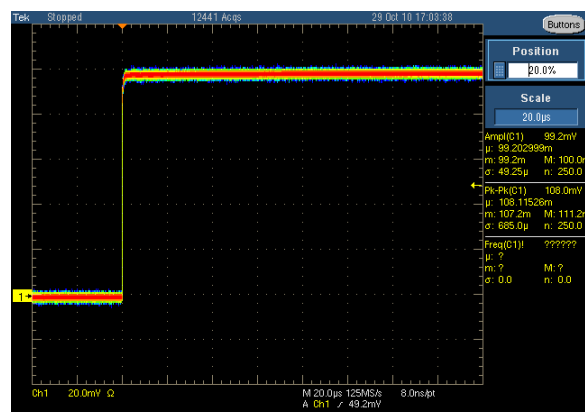
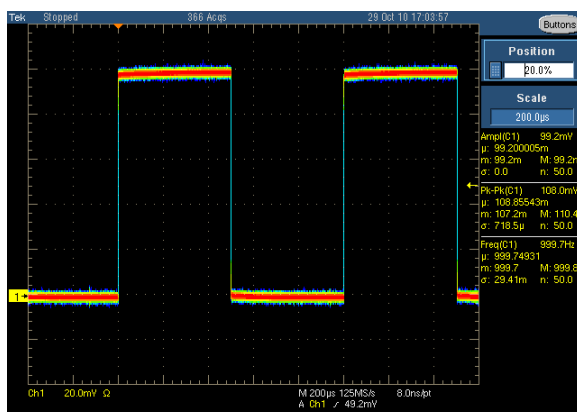
Abgleich des 10 M Ω -Tastkopf

Der Abgleich wurde wieder mit dem 1 Vpp Probesignal des Oszilloskops durchgeführt. Der kapazitive Spannungsteiler ist wiederum wie folgt bestückt:

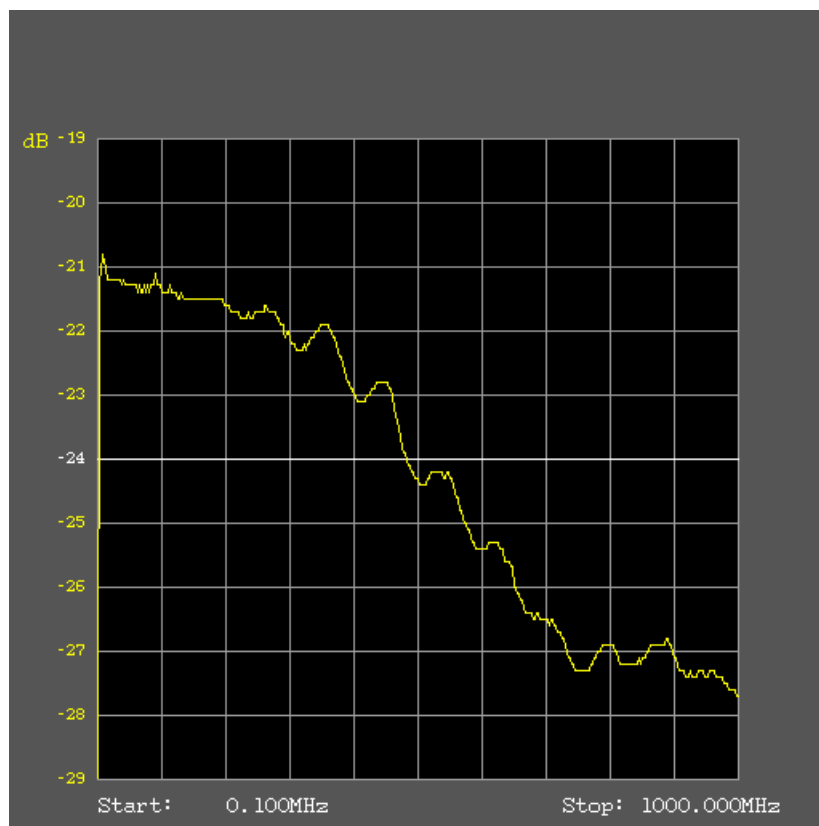
$C_8 = 0.5 \text{ pF}$, $C_{10} = 1.4 - 3 \text{ pF}$, $C_9 = 1.5 \text{ pF}$ (vgl. Schaltplan Abbildung 1)



10 M Ω -Tastkopf abgeglichen

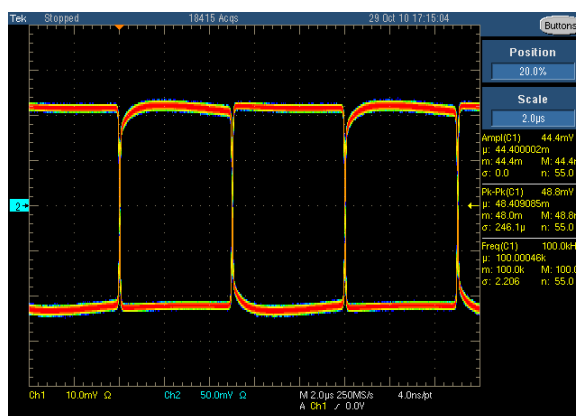
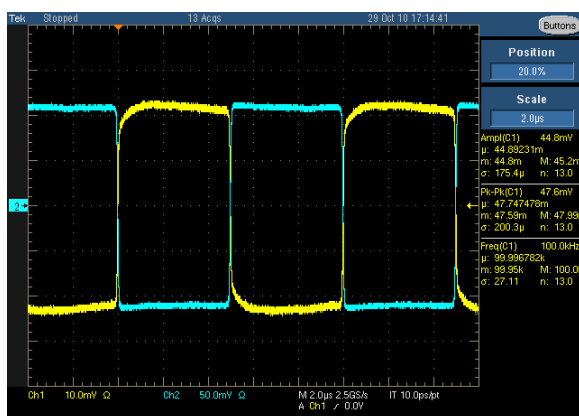


Zunächst wurde wieder der Frequenzgang mit dem Netzwerkanalysator aufgezeichnet.

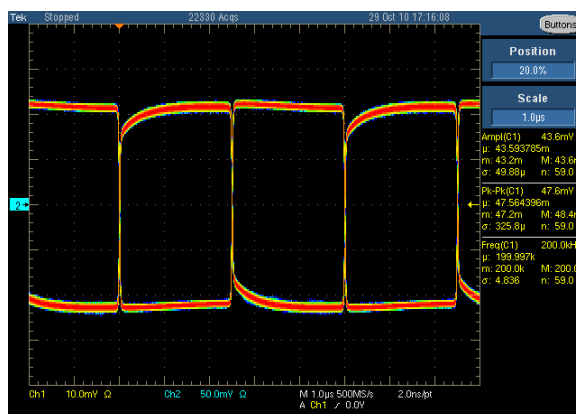
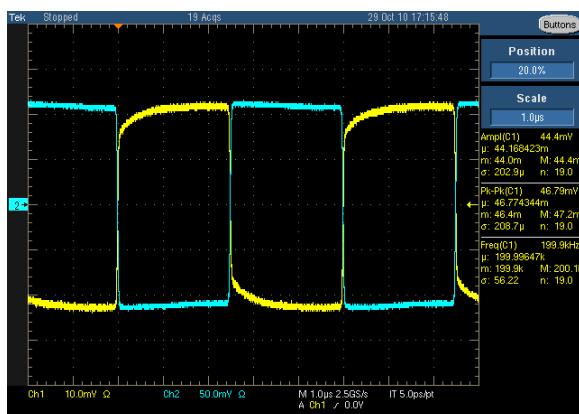


Anschließend wurde auch dieser Tastkopf am ECL-Gatter vermessen. Als Referenz dient wiederum der Tastkopf ohne Eingangsspannungsteiler (blaue Kurve).

100 kHz



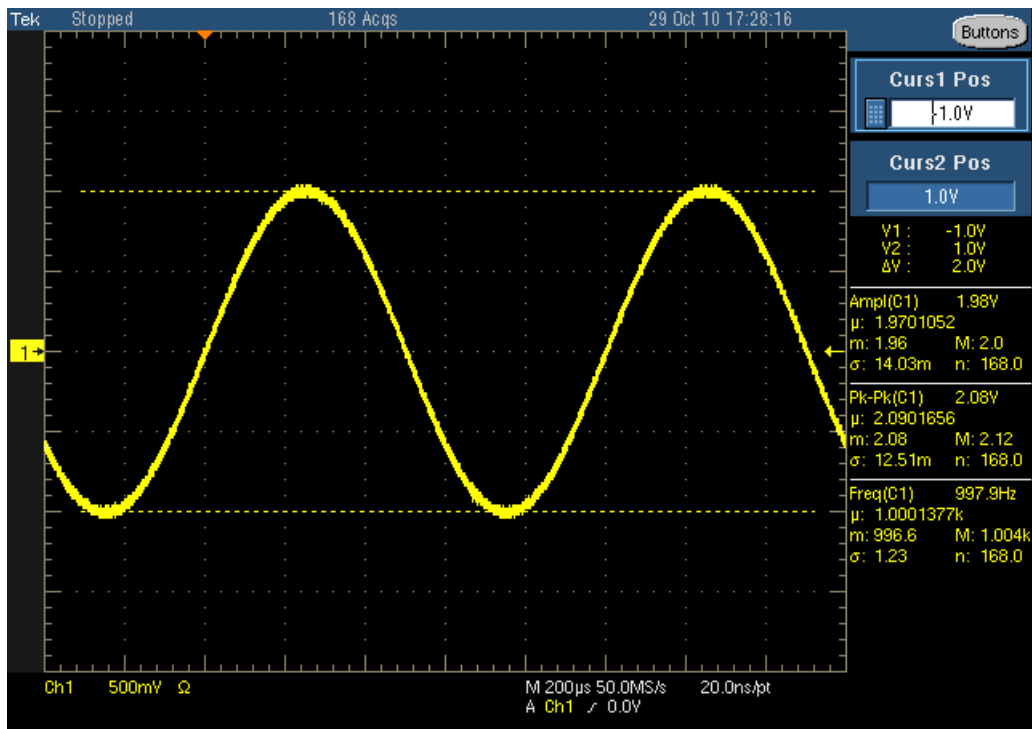
200 kHz



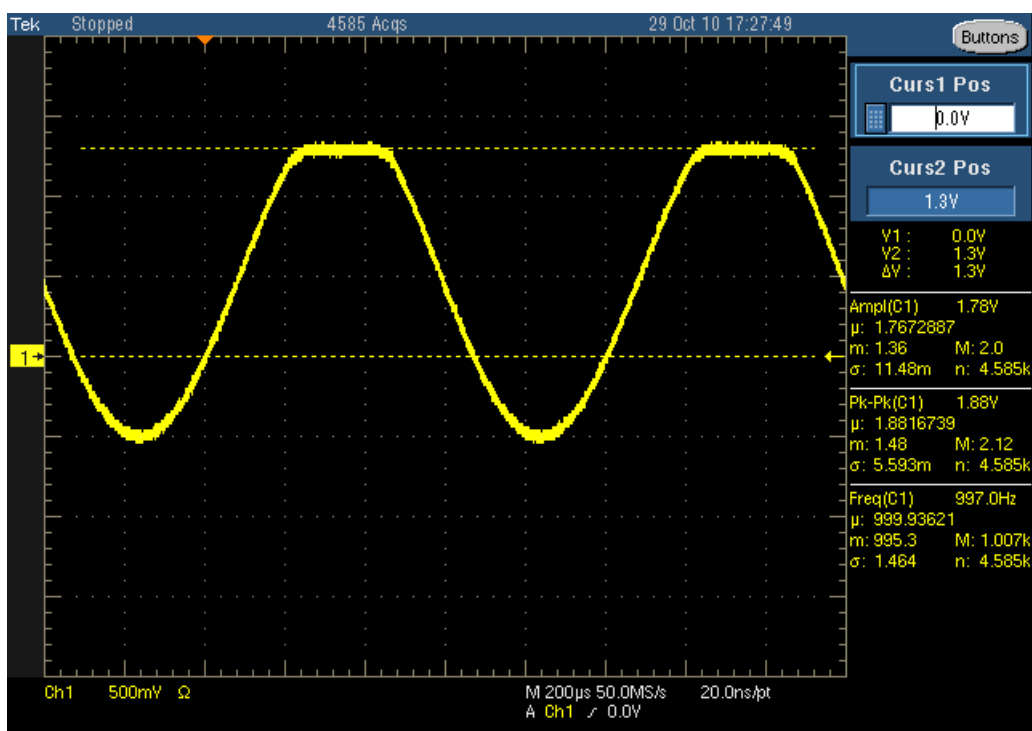
Eingangsspannungsgrenzen mit dem 10 M Ω -Tastkopf

Am Beispiel des 10 M Ω -Tastkopfes soll der Eingangsspannungsbereich des Tastkopfes nachgewiesen werden. Dazu werden Messungen am Funktionsgenerator durchgeführt.

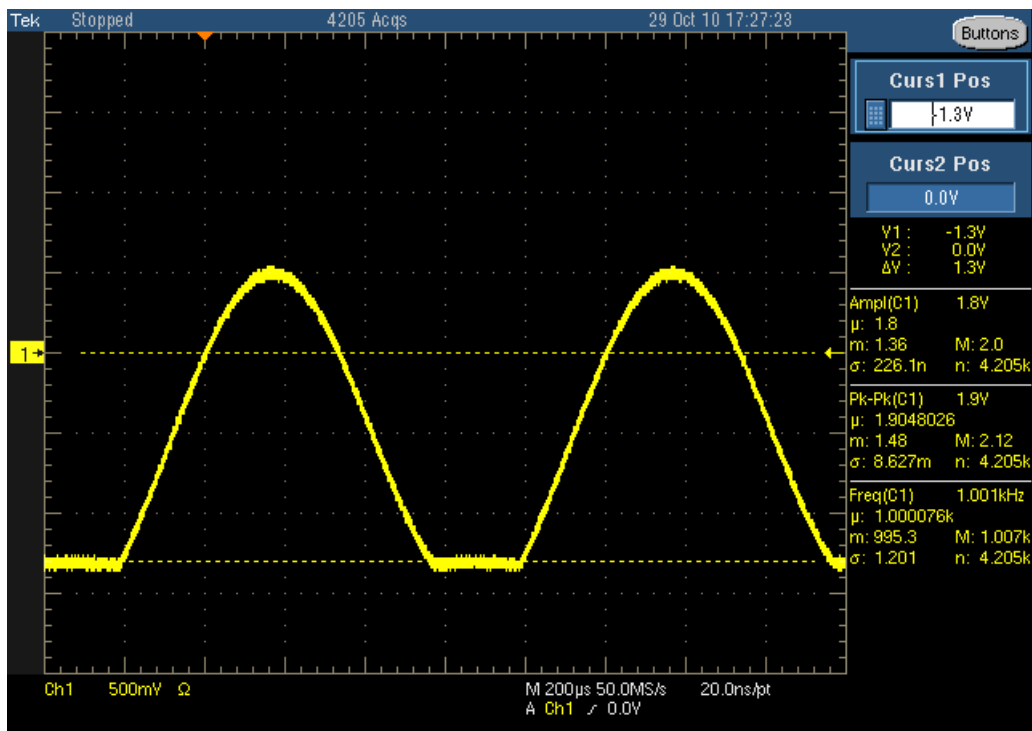
Sinus 1 kHz, 20 Vpp



Sinus 1 kHz, 20 Vpp, +5 V Offset



Sinus 1 kHz, 20 Vpp, -5 V Offset



Nachtrag 07.12.2010:

Die hier dargestellte Begrenzung des Signals kommt nicht durch den Tastkopf zustande, sondern durch den Funktionsgenerator, der an 50 Ω maximal 10 Vpp zur Verfügung stellen kann, entsprechend 20 Vpp ohne Abschluss und hochohmiger Messung mit dem Tastkopf am offenen Ausgang.

Messungen sollten theoretisch mit bis zu ± 3 V (6 Vpp) am Eingang des OPV und damit ± 15 V (30 Vpp) an der Tastkopfspitze, bei einer Versorgungsspannung des OPA650 mit ± 5 V, möglich sein.

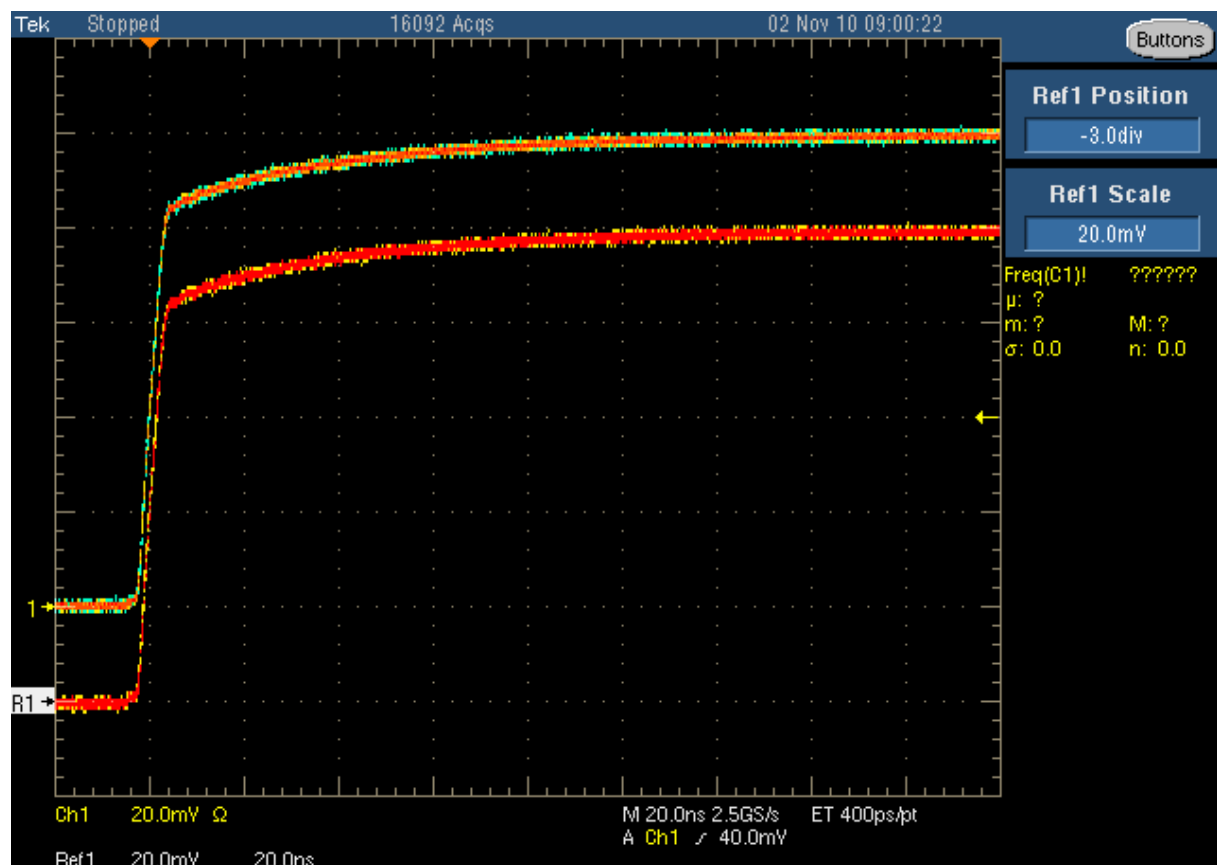
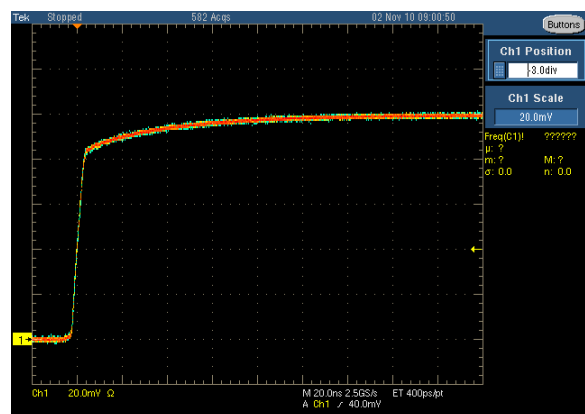
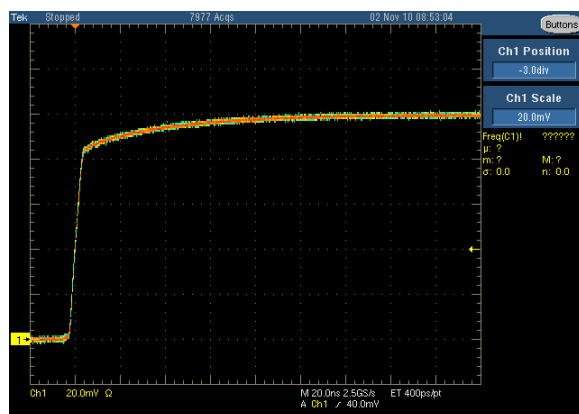
Bei einer Versorgung des OPV mit ± 6 V vergrößert sich der maximale Eingangsspannungsbereich sogar noch ein wenig, sodass $\pm 3,6$ V (7,2 Vpp) am OPV oder ± 18 V (36 Vpp) an die Tastkopfspitze angelegt werden können.

Bei noch größeren Eingangsspannungen geht der OPV in die Begrenzung. Es sei darauf hingewiesen, dass die Eingangsspannung am OPV die Versorgungsspannung nicht überschreiten sollte. Das heißt, bei einer Versorgungsspannung von ± 5 V des Tastkopfs sollte die Spannung an der Tastkopfspitze einen Wert von ± 25 V (50 Vpp) nicht überschreiten, da der Tastkopf bzw. der Operationsverstärker andernfalls Schaden nehmen können.

Messungen Stand 02.11.2010

Es stand die Frage im Raum, ob möglicherweise zusätzliche Abblockkondensatoren einen Einfluss auf den Einschwingvorgang haben können. Diese Frage soll am Beispiel des 1 M Ω -Tastkopf geklärt werden. Bisher waren an beiden Versorgungsleitungen 100 nF und 1 μ F als Keramik Kondensator und 6,8 μ F als Tantalkondensator bestückt. Das linke Bild zeigt den Einschwingvorgang mit dieser Bestückung. Anschließend wurden zusätzlich noch 1 nF und 10 nF Huckepack auf die bereits vorhandenen Abblockkondensatoren bestückt und das Bild rechts aufgenommen. Es ist zwischen beiden kein Unterschied zu erkennen, was auch das nachfolgende Bild noch einmal zeigt. Die untere Kurve entspricht der Ausgangsbestückung. Der Eingangsspannungsteiler ist dabei wieder wie folgt bestückt:

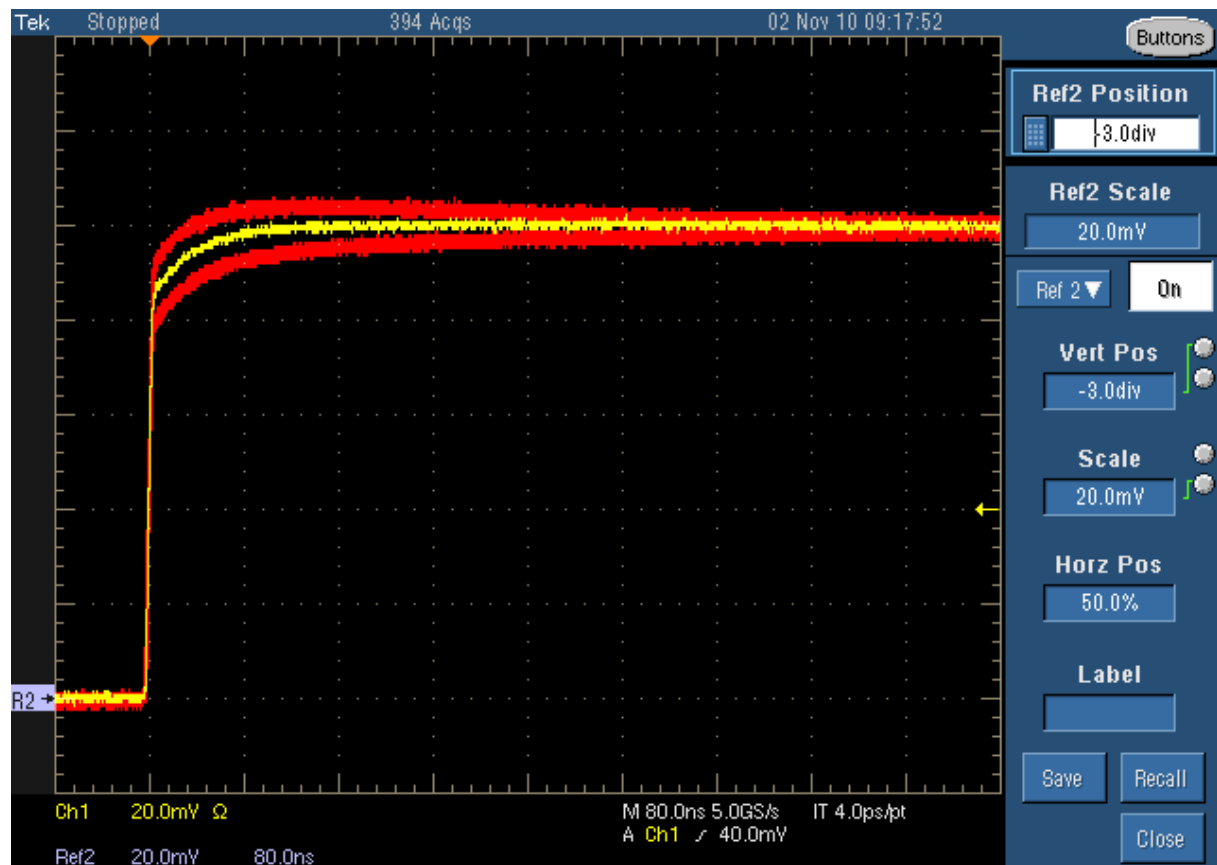
$C_8 = 0.5$ pF, $C_{10} = 1.4 - 3$ pF, $C_9 = 1.5$ pF (vgl. Schaltplan Abbildung 1)



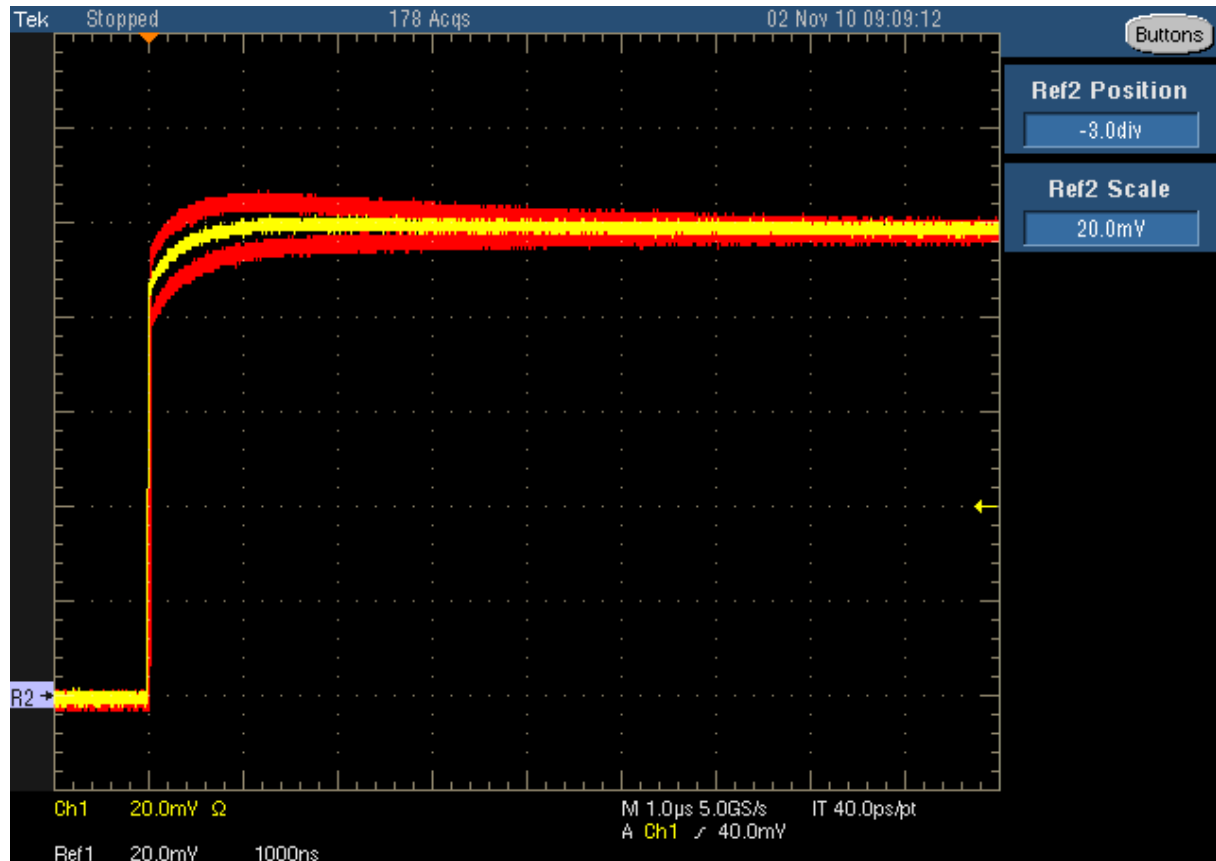
Weiterhin wurden noch einmal die beiden Extremeinstellungen des Eingangsspannungsteilers (rot) aufgenommen und dem abgeglichenen Signal (gelb) gegenüber gestellt. Dazu wurde wieder das 1 kHz, 1 Vpp Probe-Signal des Oszilloskops verwendet.

Deutlich erkennbar anhand der Zeitbasis ist die 10x größere Zeitkonstante des 10 M Ω -Tastkopf im Vergleich zum 1 M Ω -Tastkopf.

1 M Ω -Tastkopf



10 M Ω -Tastkopf



In weiteren Messungen soll geklärt werden, ob parasitäre Kapazitäten im, aus mehreren Widerständen zusammengesetzten, Spannungsteiler vorhanden sind, die sich negativ auswirken:

1 M Ω : 680 k Ω + 120 k Ω : 100 k Ω + 100 k Ω bzw.

10 M Ω : 6.8 M Ω + 1.2 M Ω : 1 M Ω + 1 M Ω

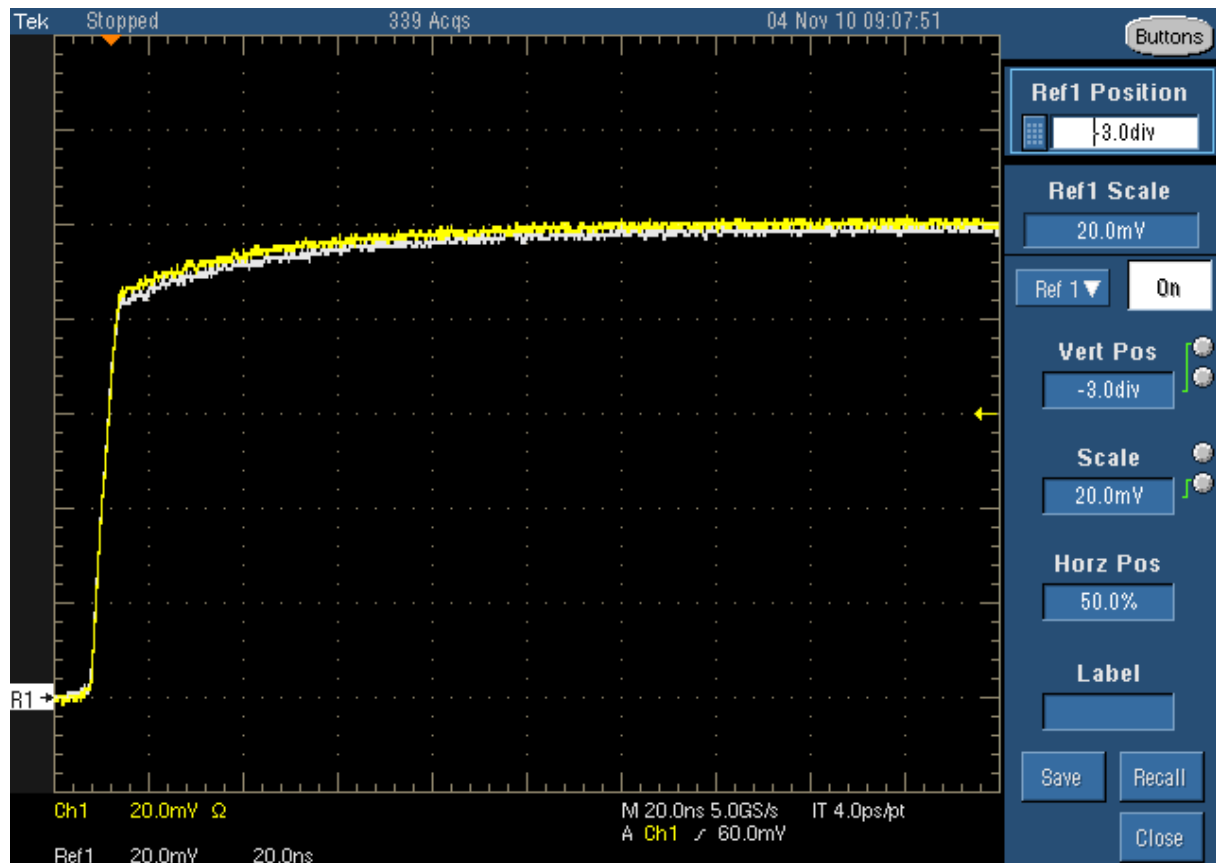
Dazu sollen verschiedene Widerstandskombinationen getestet werden, wie z.B.:

1 M Ω : 1.6 M Ω || 1.6 M Ω : 200 k Ω

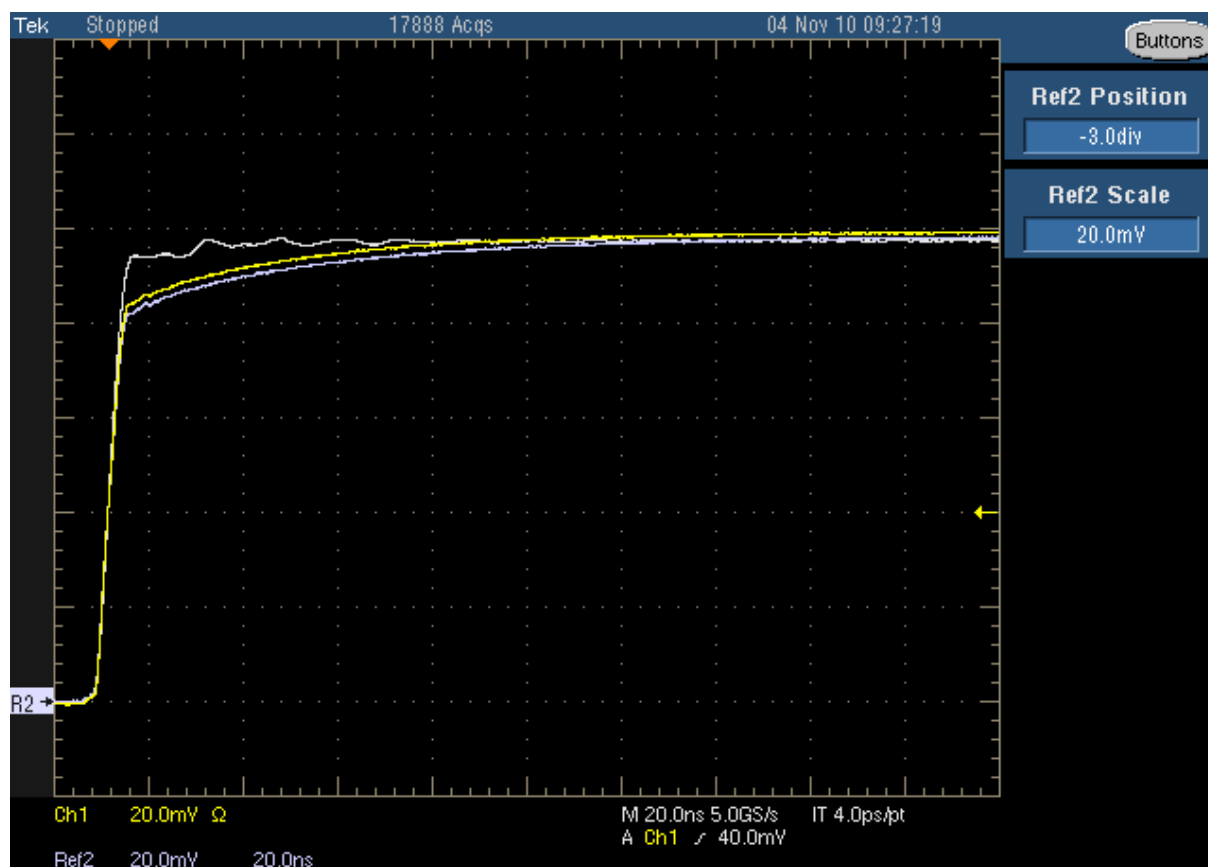
1.025 M Ω : 820 k Ω : 205 k Ω .

Messungen Stand 04.11.2010

Zunächst soll der Einfluss der Versorgungsspannung auf das Einschwingverhalten am Beispiel des 1 M Ω -Tastkopfs und dem 1 Vpp, 1 kHz Probe-Signal aufgezeigt werden. Grau dargestellt ist das Einschwingverhalten bei einer Versorgungsspannung von ± 5 V, gelb bei einer Versorgungsspannung von ± 6.5 V, der maximal erlaubten Versorgungsspannung laut Datenblatt für den OPA659.

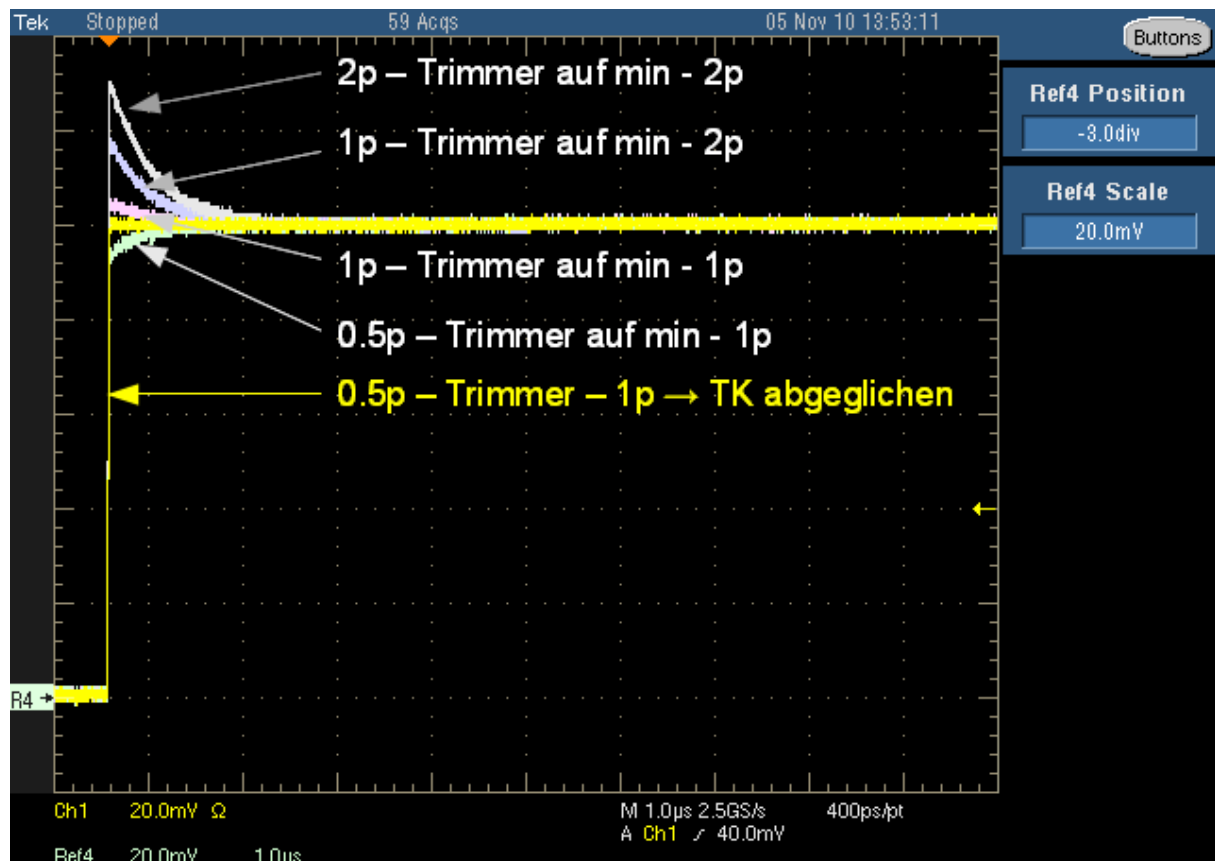


Im nachfolgenden Bild soll gezeigt werden, warum das bisherige Verhalten des Tastkopfs nicht zufriedenstellend ist. Dazu wurde als Referenz ein passiver 500 MHz-Tastkopf (P5050, Tektronix) dem derzeitigen 1 M Ω -Tastkopf mit einer Versorgungsspannung von ± 5 V bzw. ± 6.5 V gegenübergestellt.



Messungen Stand 05.11.2010

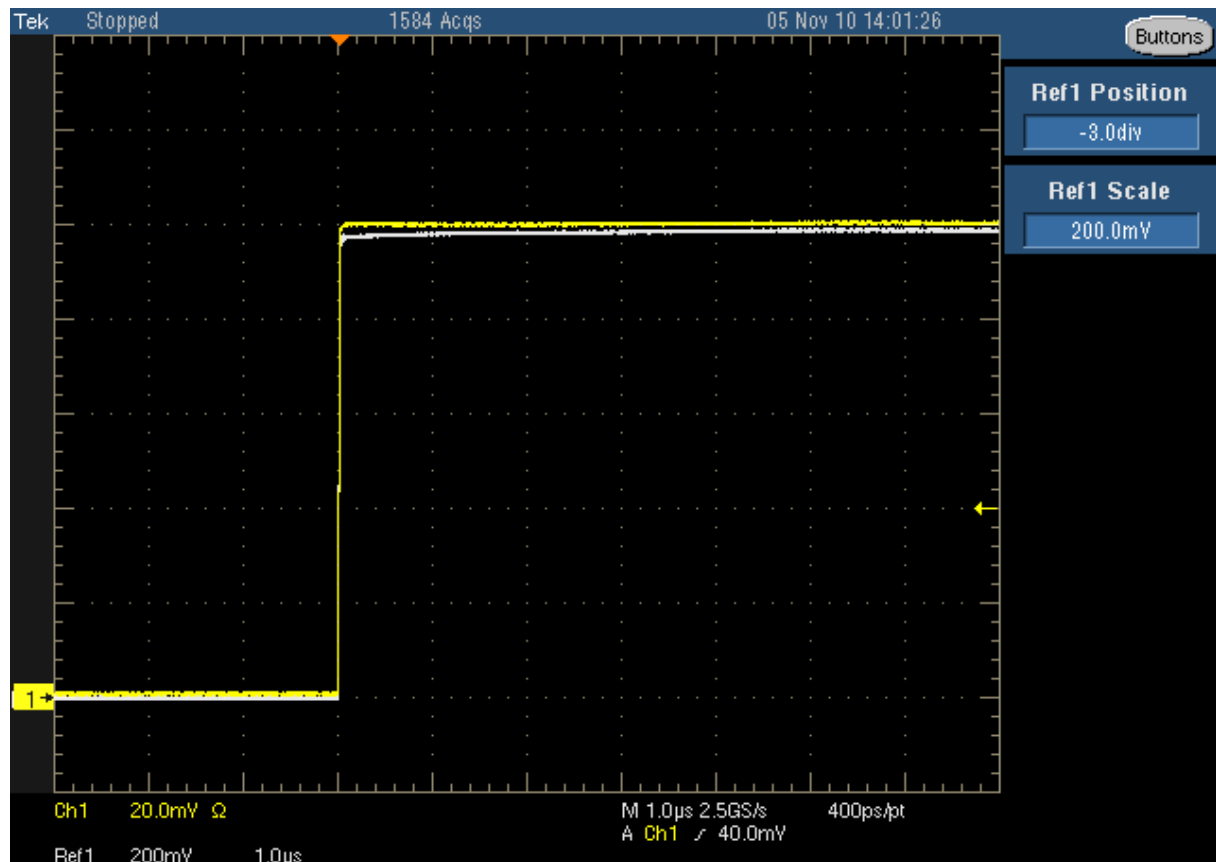
Ein neuer Tastkopf wurde auf der bestehenden Leiterplatte aufgebaut. Anders als in den bisherigen Versionen wurden R_2 und R_5 durch einen Kurzschluss ersetzt (Drahtbrücke) und R_3 mit $820\text{ k}\Omega$ und R_4 mit $205\text{ k}\Omega$ bestückt. Dies ergibt einen Tastkopf mit $1.025\text{ M}\Omega$ Eingangswiderstand. Danach erfolgte systematisch das Ermitteln der notwendigen Kondensatorwerte für C_8 und C_9 zusammen mit dem Trimmer C_{10} ($1.4 \dots 3\text{ pF}$), der für diese Zwecke auf seinen Minimumwert eingestellt ist. Als Abgleichsignal kommt wiederum das 1 Vpp , 1 kHz Probe-Signal des Oszilloskops zum Einsatz.



Dem Bild kann man die ermittelten Werte für die Kondensatoren entnehmen:

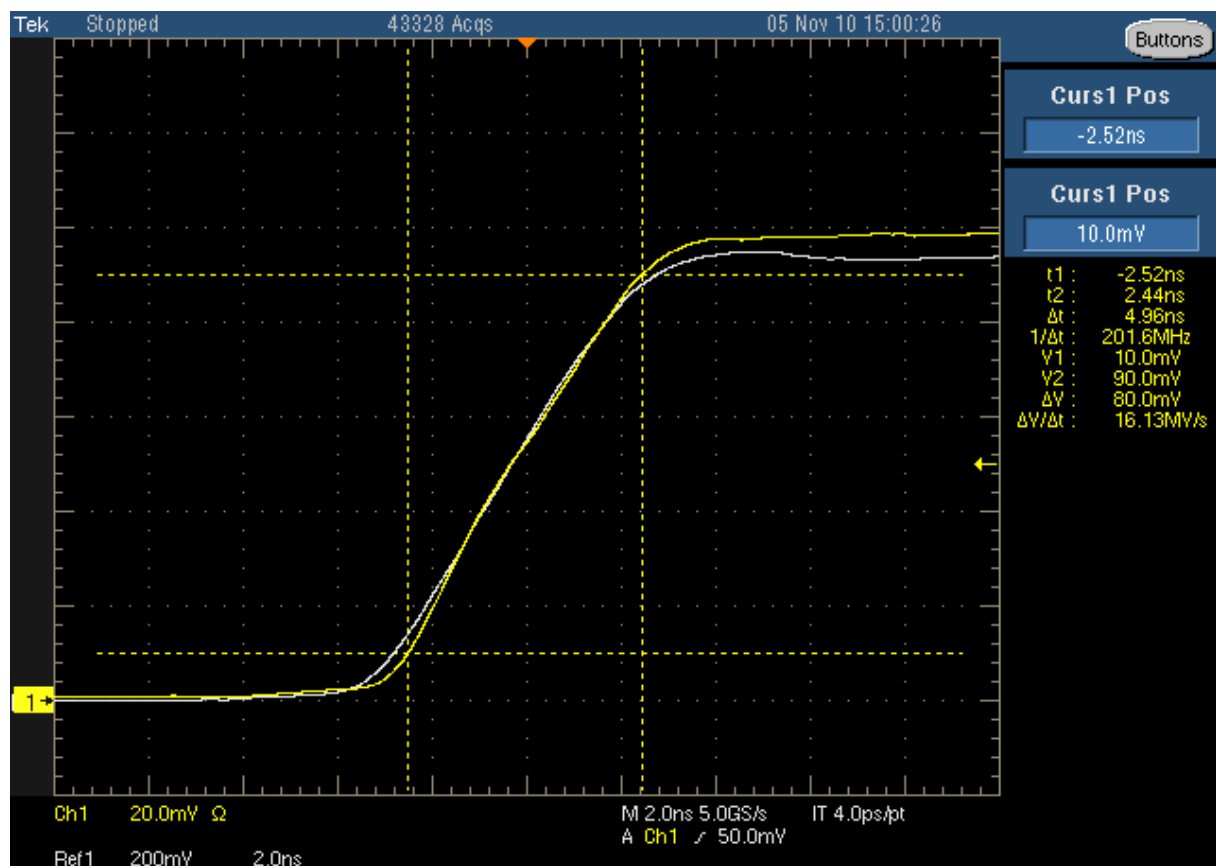
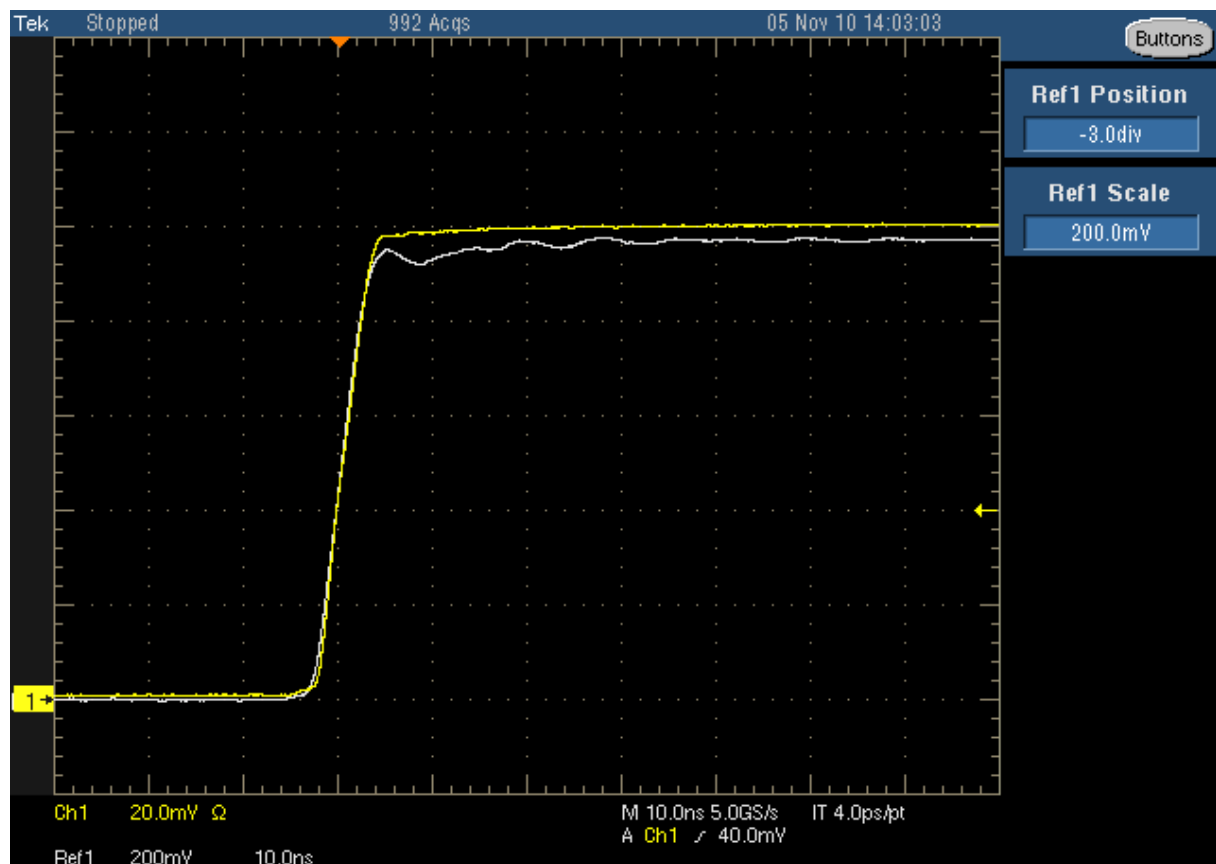
$C_8 = 0.5\text{ pF}$, $C_{10} = 1.4 - 3\text{ pF}$, $C_9 = 1\text{ pF}$ (vgl. Schaltplan Abbildung 1)

Nun erfolgt der Feinabgleich. Als Referenz kommt hierzu der passive Tastkopf P5050 (graue Kurve) zum Einsatz, gelb dargestellt ist der 1.025 M Ω -Tastkopf. Die nachfolgenden Abbildungen sind im Average-Modus durchgeführt worden.

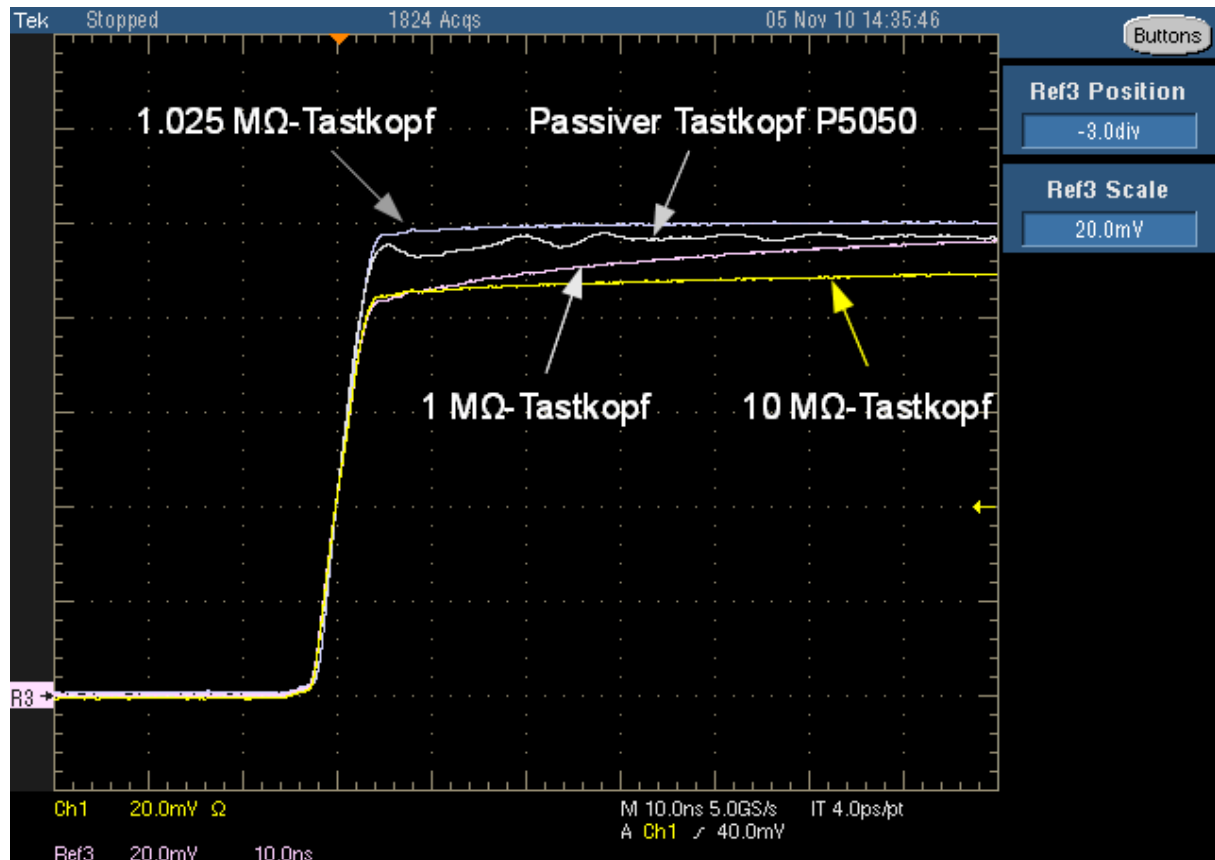


Es zeigt sich bereits hier, dass mit dieser neuen Bestückung ein um Welten besseres Einschwingverhalten erreicht wird, dass den passiven Tastkopf übertrifft.

In noch kleineren Zeitbasen wird dies dann eindeutig ersichtlich.



Wie ursprünglich vermutet stellt die Serienschaltung von Widerständen also tatsächlich ein Problem dar. Um das noch einmal eindringlich zu verdeutlichen, wurden die bisher aufgebauten Tastköpfe dem neuen Tastkopf gegenübergestellt. Es sei angemerkt, dass alle Tastköpfe abgeglichen sind, nur weisen der 1 M Ω und der 10 M Ω -Tastkopf eine zusätzliche Zeitkonstante auf, die eben in der Serienschaltung der Widerstände und damit verbundenen parasitären Kapazitäten zu suchen ist.



Ein kurzer Test des bestückten Kompensationsgliedes am Ausgang des Operationsverstärkers (10 Ω + Trimmkondensator 3...10 pF) brachte keinen erkennbaren Vorteil, bei Messungen mit dem Probe-Signal am Eingang.

Der derzeitige Stand kann sich durchaus sehen lassen und sollte zu einem Nachbau anregen. Als nächster Schritt ist der Aufbau weiterer Tastköpfe geplant. Mögliche Kombinationen von Widerständen hierfür sind:

1 M Ω -Tastkopf: 1.6 M Ω || 1.6 M Ω : 200 k Ω

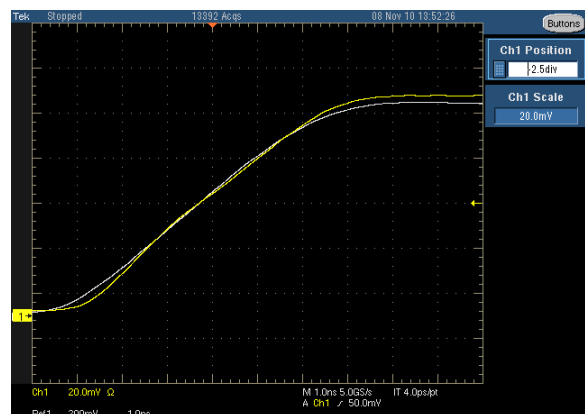
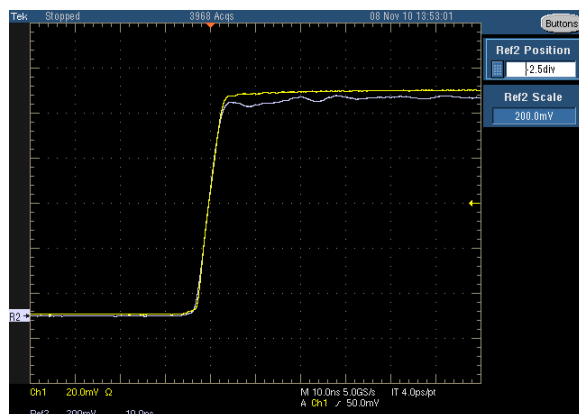
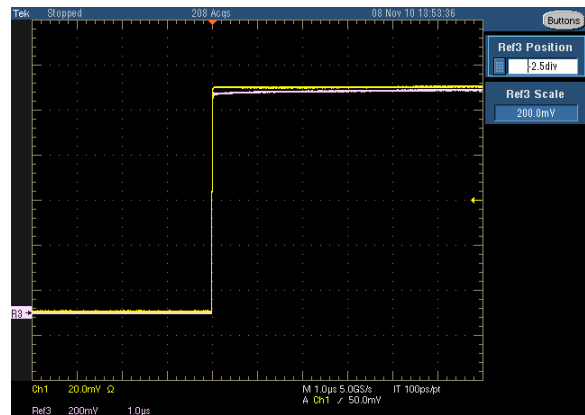
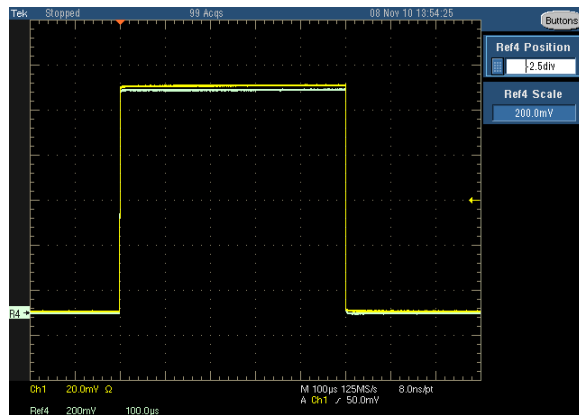
3.75 M Ω -Tastkopf: 3 M Ω : 750 k Ω

Nachfolgend ist noch die aktuelle Bauteilliste zu finden. Alle Angaben beziehen sich auf den anfangs vorgestellten Schaltplan.

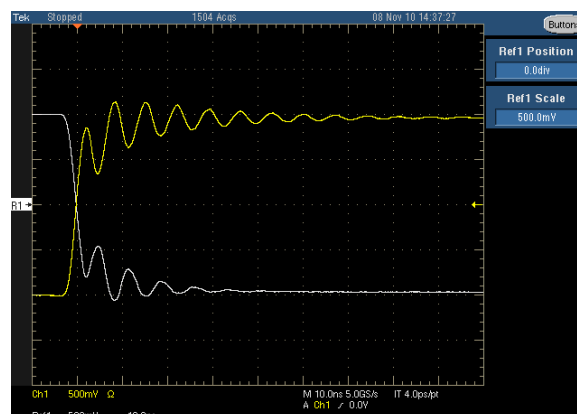
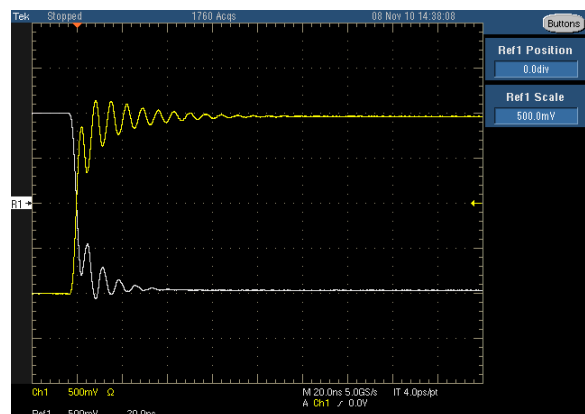
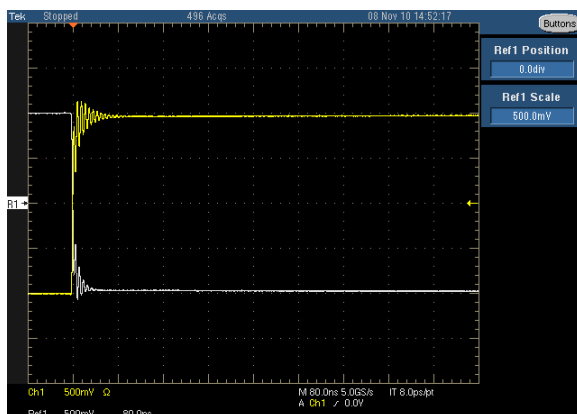
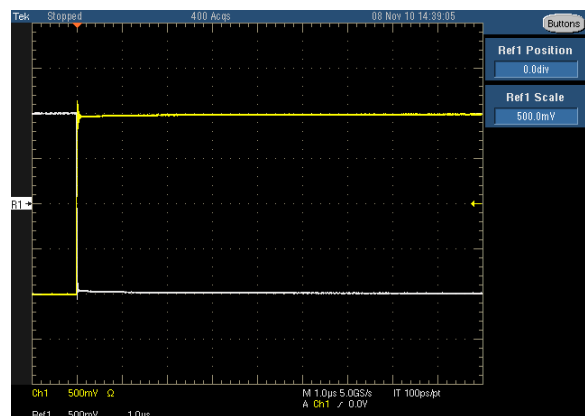
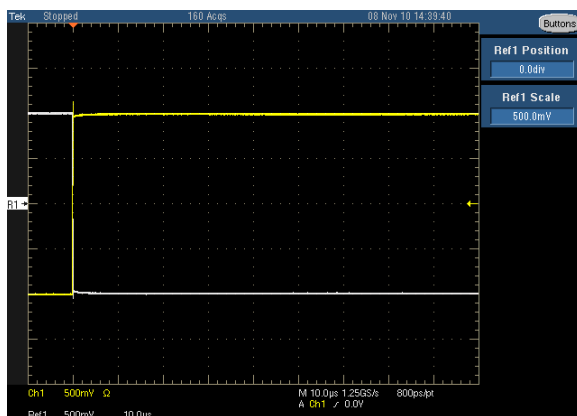
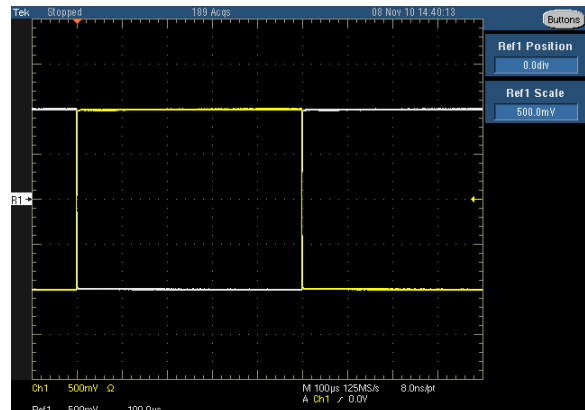
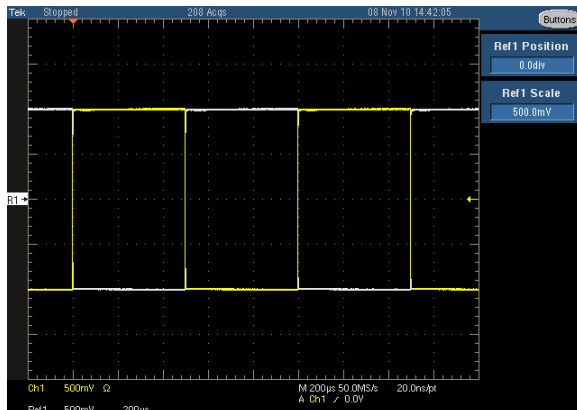
C4	100n	0603	RS Components	264-4630
C5	1μ	0603	RS Components	391-040 or 391-050
C6	10μ	SMC_B	Farnell	1457459
C7	10μ	SMC_B	Farnell	1457459
C8	0.5p	0805	Farnell	1759178
C9	1p	0805	Farnell	1759179
C10	1.4 ... 3p	CTRIMTZBX4	RS Components	832-374
IC1	OPA659	SOT23-5		
L1	Ferrit Bead	1206	RS Components	466-9596
L2	Ferrit Bead	1206	RS Components	466-9596
R1	49.9R	0805	Farnell	1612051 or 1469935
R2	0R	0805		
R3	820k	0805	RS Components	666-2755 or 679-1695
R4	205k	0805	RS Components	215-4783 or 614-5913
R5	0R	0805		
R6	49.9R	0805	Farnell	1612051 or 1469935
R7	NC	0805		
	Connection	Buchsenleiste	Farnell	1629135
	Probe-Tip	SMB-Buchse	Reichelt	SMB EB1-L174
		RG174-Kabel		

Messungen Stand 08.11.2010

In den nachfolgenden Messungen wurde mit dem 1.025 M Ω -Tastkopf das 1 Vpp, 1 kHz Probe-Signal des Oszilloskops aufgezeichnet und im Vergleich zum passiven Tastkopf P5050 (Referenz, graue Kurven) in verschiedenen Zeitbasen dargestellt. Das Oszilloskop steht dazu im Average-Modus.



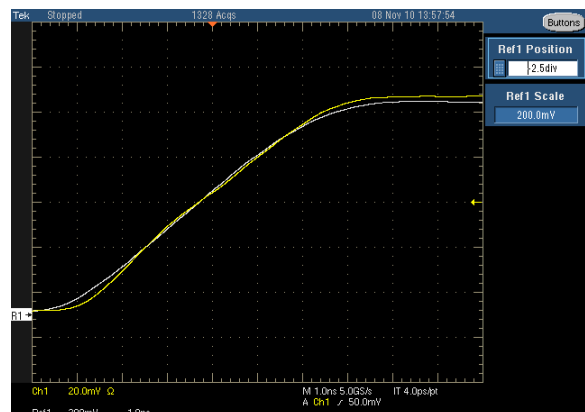
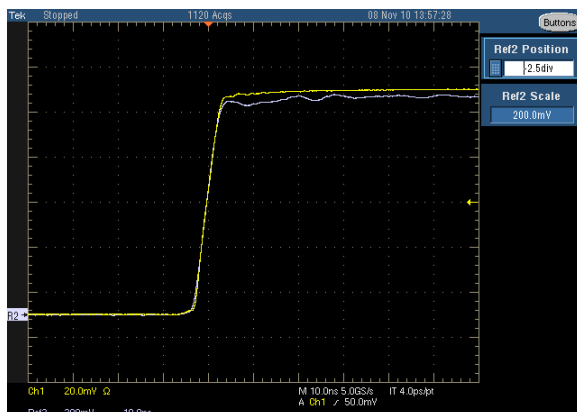
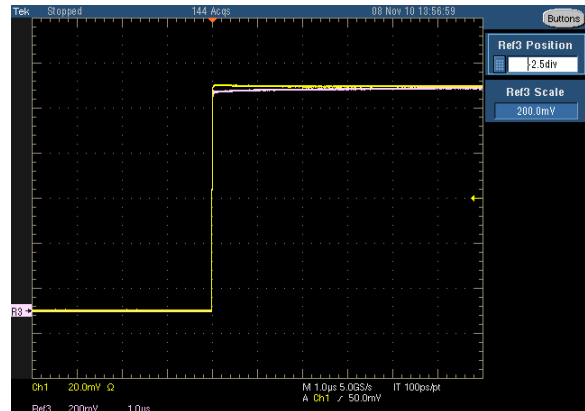
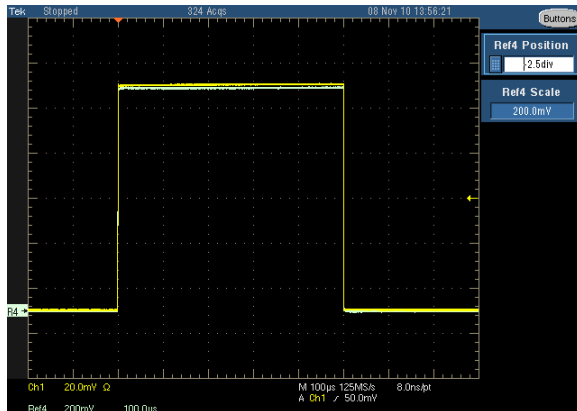
Anschließend wurde mit dem $1.025\text{ M}\Omega$ -Tastkopf am Funktionsgenerator ein 20 Vpp 1 kHz -Rechtecksignal in unterschiedlichen Zeitbasen oszillographiert. Grau dargestellt ist diesmal die fallende Flanke des Tastkopfsignals.



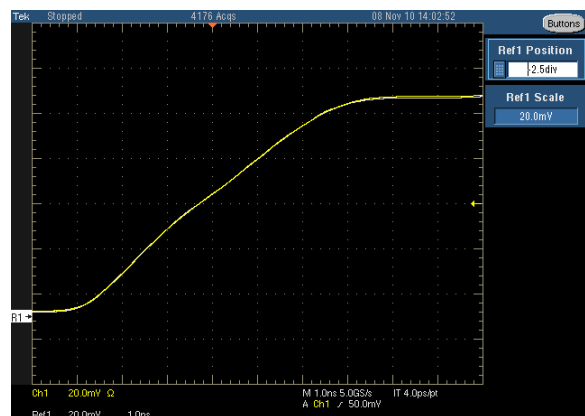
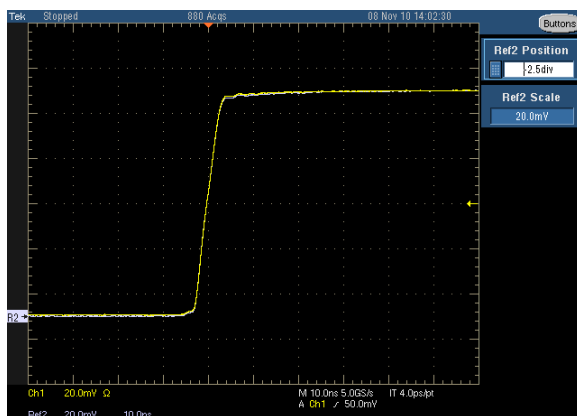
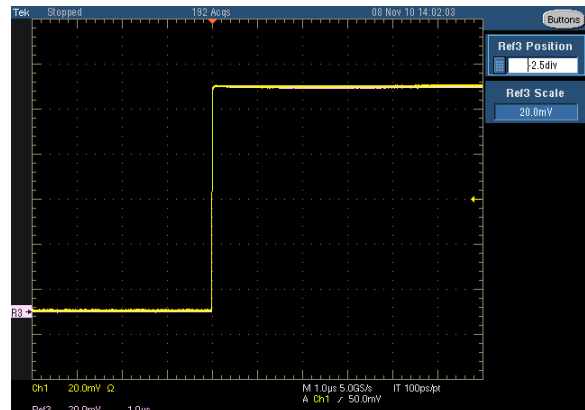
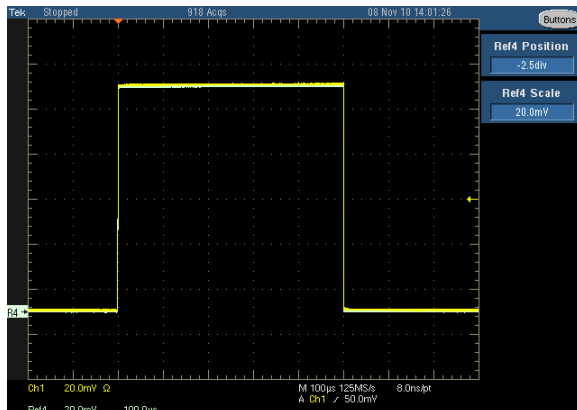
Weiterhin wurde ein 1 M Ω -Tastkopf mit 1.6 M Ω || 1.6 M Ω : 200 k Ω aufgebaut. Zur Kompensation des Eingangsspannungsteilers wurden die Kondensatoren wie folgt bestückt:

$C_8 = 0.5$ pF, $C_{10} = 1.4 - 3$ pF, $C_9 = 1$ pF (vgl. Schaltplan Abbildung 1)

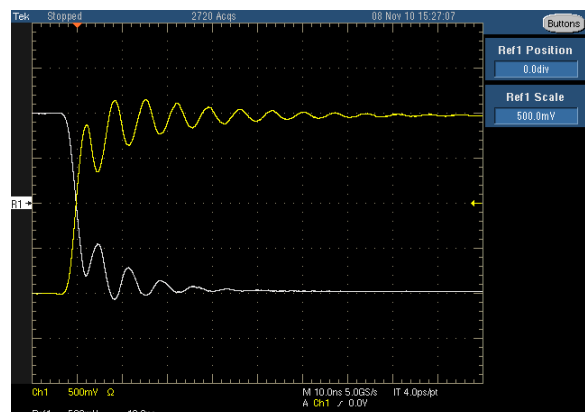
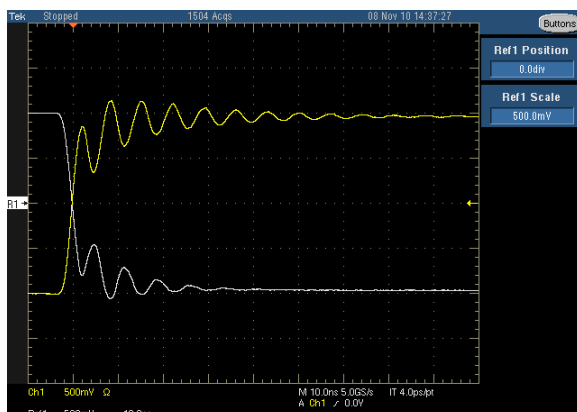
Nachfolgend ist der Tastkopf mit dem 1 Vpp, 1 kHz Probe-Signal des Oszilloskops im Vergleich zum passiven Tastkopf P5050 in verschiedenen Zeitbasen dargestellt.



Um zu erkennen, ob ein Unterschied zwischen dem 1.025 M Ω -Tastkopf (gelbe Kurve) und dem 1 M Ω -Tastkopf (graue Kurve) besteht, wurden beide Tastköpfe zusammen, unter Verwendung des 1 Vpp, 1 kHz Probe-Signals, oszillografiert.



Offenbar verhalten sich beide Tastköpfe sehr ähnlich, was auch im Vergleich beider Tastköpfe in der Messung am Funktionsgenerator deutlich wird. Links dargestellt der 1.025 M Ω -Tastkopf, rechts der 1 M Ω -Tastkopf, das Eingangssignal ist wiederum ein 20 Vpp, 1 kHz Rechtecksignal.

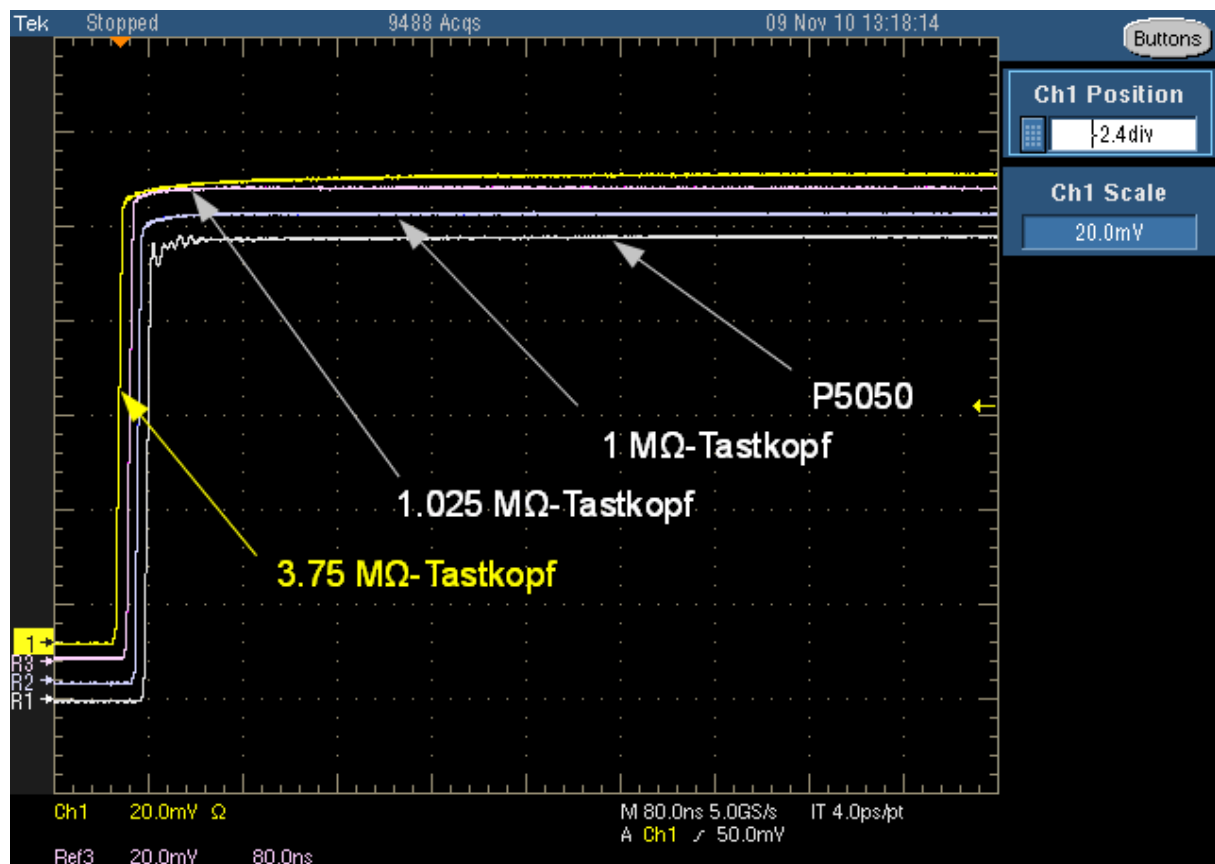


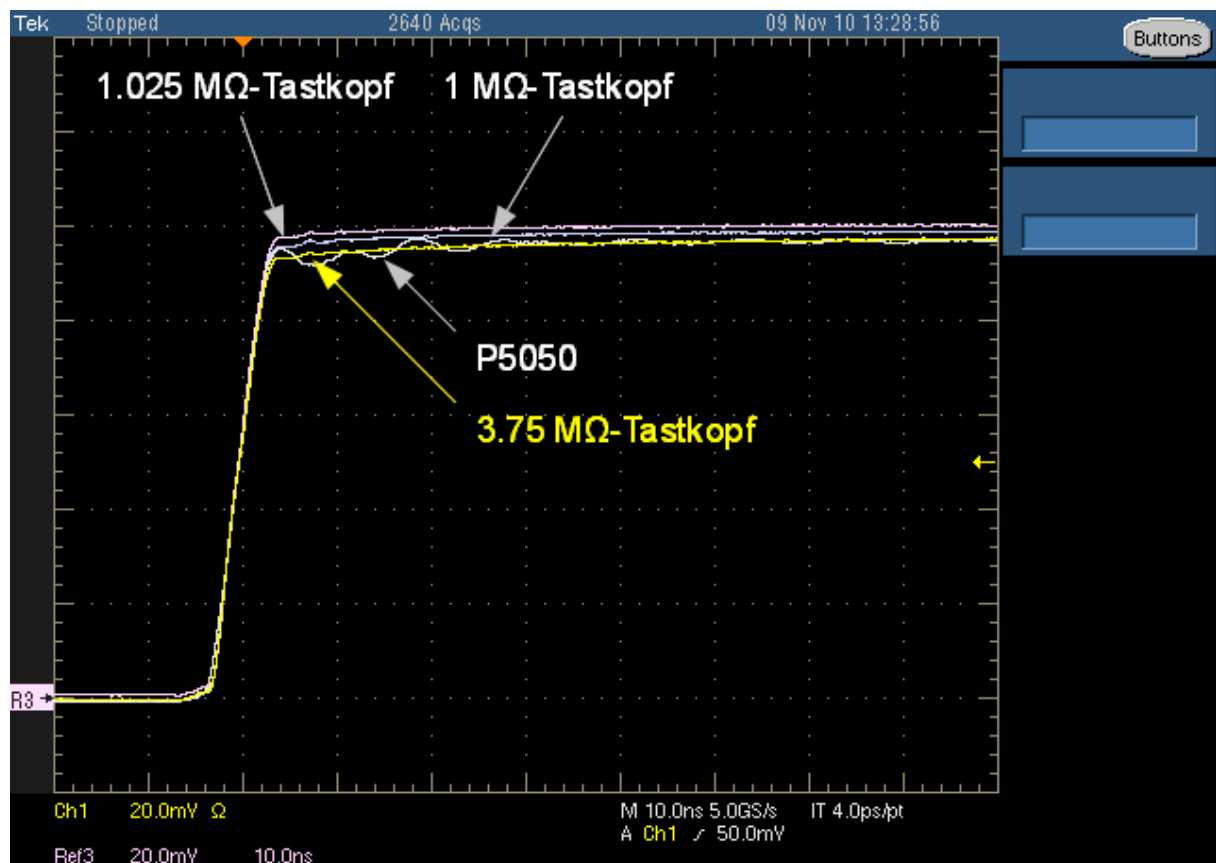
Daraus lässt sich schlussfolgern, dass die Parallelschaltung der 1.6 M Ω -Widerstände keinen Einfluss hat der nicht durch die Kondensatoren kompensiert werden kann.

Messungen Stand 09.11.2010

Ein Tastkopf mit 3.75 M Ω -Tastkopf, bestehend aus 3 M Ω : 750 k Ω , wurde aufgebaut, wiederum mit $C_8 = 0.5$ pF, $C_{10} = 1.4 - 3$ pF, $C_9 = 1$ pF (vgl. Schaltplan Abbildung 1) abgeglichen und am 1 Vpp, 1 kHz Probe-Signal den anderen bereits aufgebauten Tastköpfen gegenüber gestellt.

Deutlich zu erkennen ist, dass dieser Tastkopf eine Zeitkonstante aufweist, die durch das äußere Kompensationsglied weitestgehend unbeeinflusst bleibt.



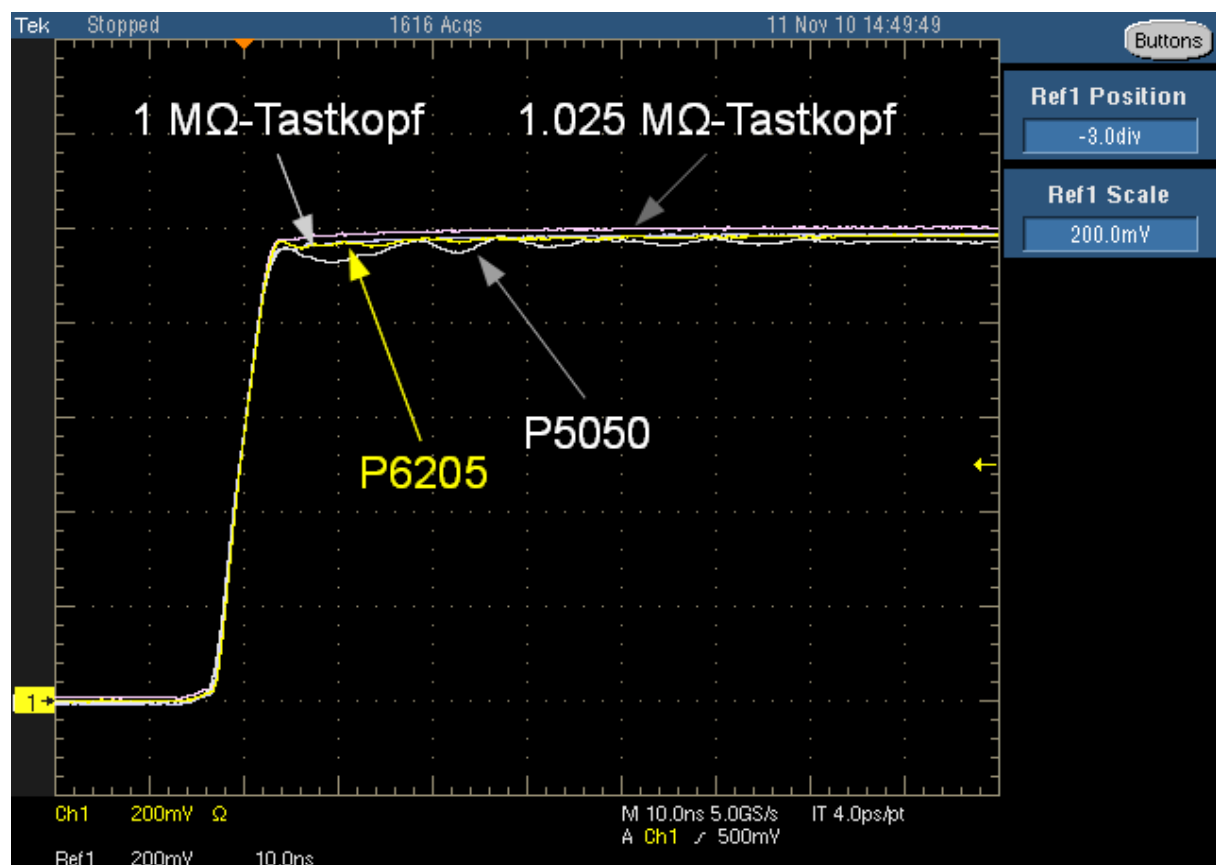


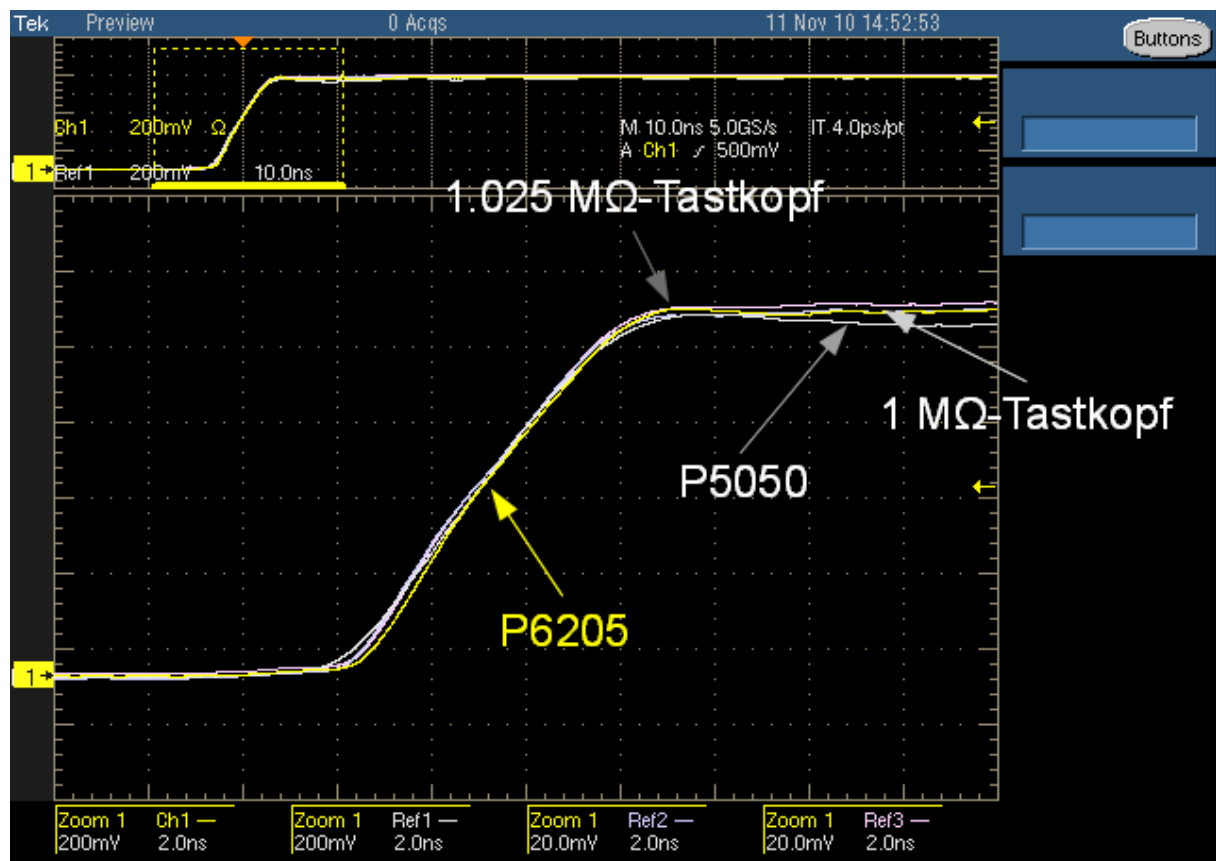
Messungen Stand 11.11.2010

Seit heute kann ich einen gebrauchten, aktiven 10:1 Tastkopf von Tektronix mein Eigen nennen. Der P6205 weist einen Eingangswiderstand von $1\text{ M}\Omega$ mit $<2\text{ pF}$ und eine Bandbreite von 750 MHz auf. Die ideale Voraussetzung um einen Vergleich mit dem Selbstbautastkopf durchzuführen.

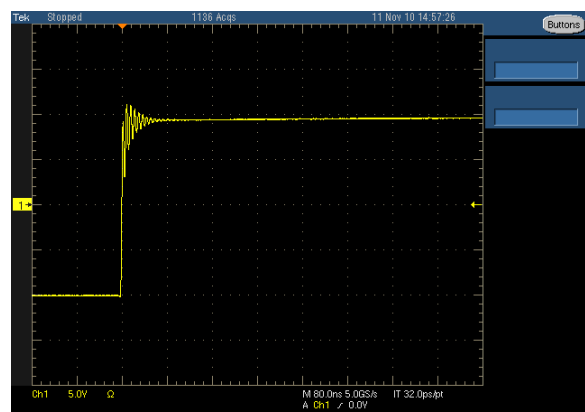
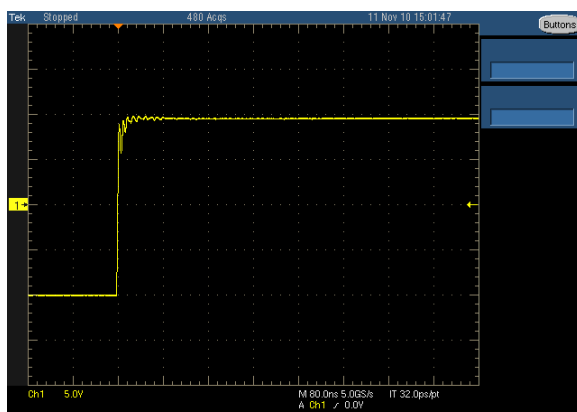
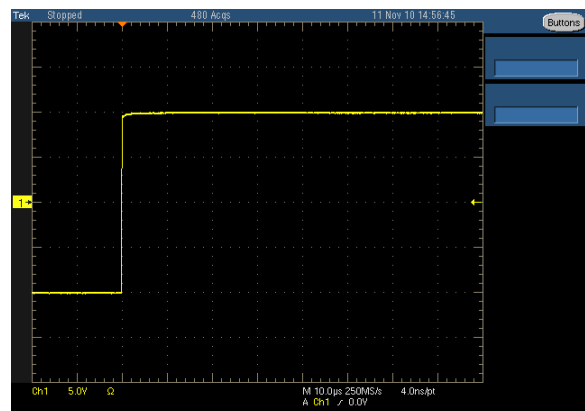
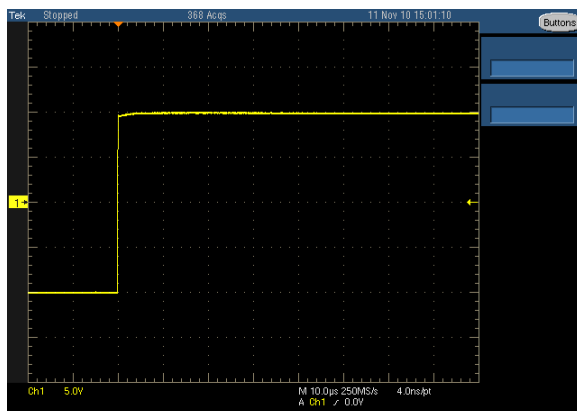
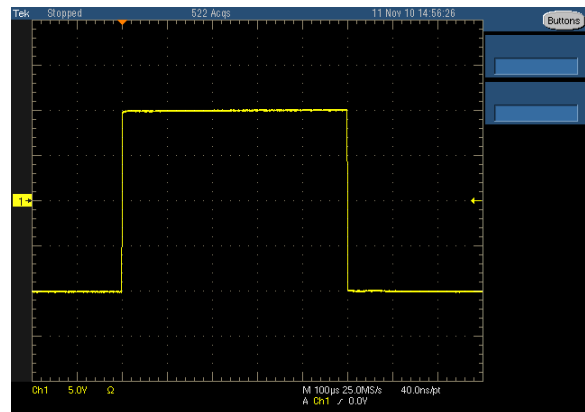
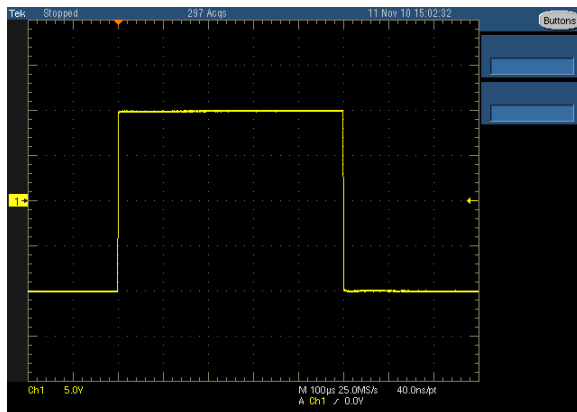
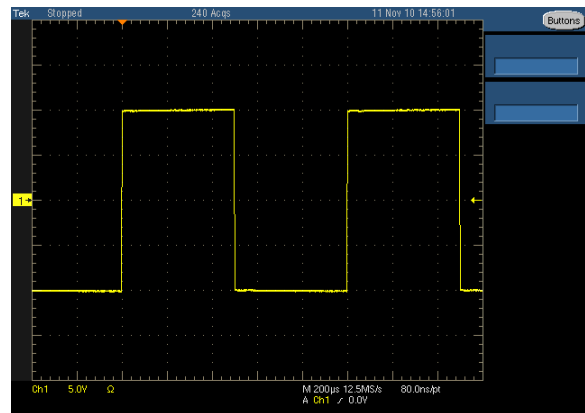
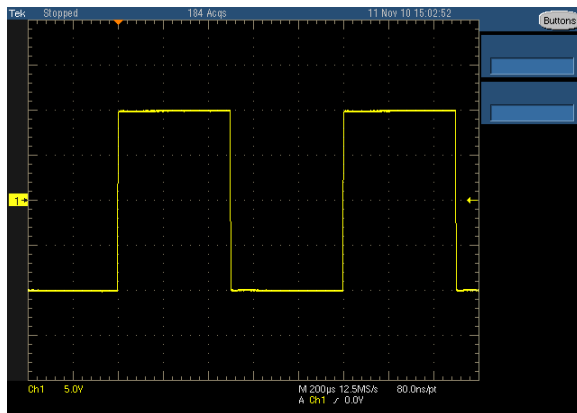
Zunächst wurde der Tastkopf am TDS5104B kalibriert. Dies erfolgt, indem man das Probesignal an den Eingang anlegt und die Kalibrieroutine im Oszilloskop aufruft. Gleichspannungsabweichungen werden dabei ebenfalls korrigiert.

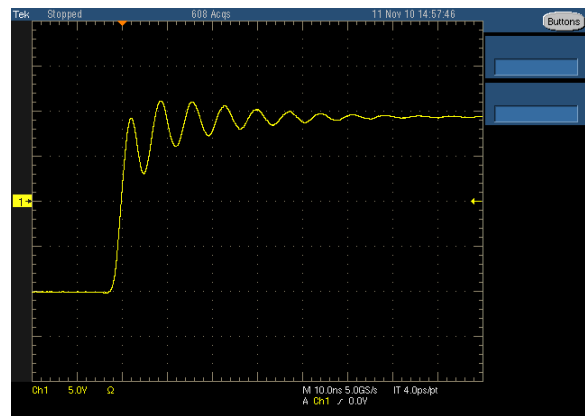
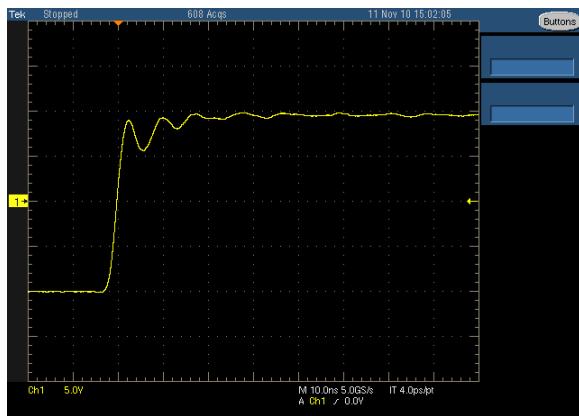
Danach wurde das Probe-Signal der verschiedenen Tastköpfe aufgezeichnet. Als Masseverbindung am P6205 kam der beiliegende 6 Inch Ground Lead zum Einsatz.





Anschließend wurden die gewünschten Vergleichsmessungen am Funktionsgenerator mit einem 20 Vpp, 1 kHz-Rechtecksignal, dem P5050 (links) und dem P6205 (rechts) durchgeführt, um die oben durchgeführten Messungen mit dem Selbstbautastkopf am Funktionsgenerator besser bewerten zu können.



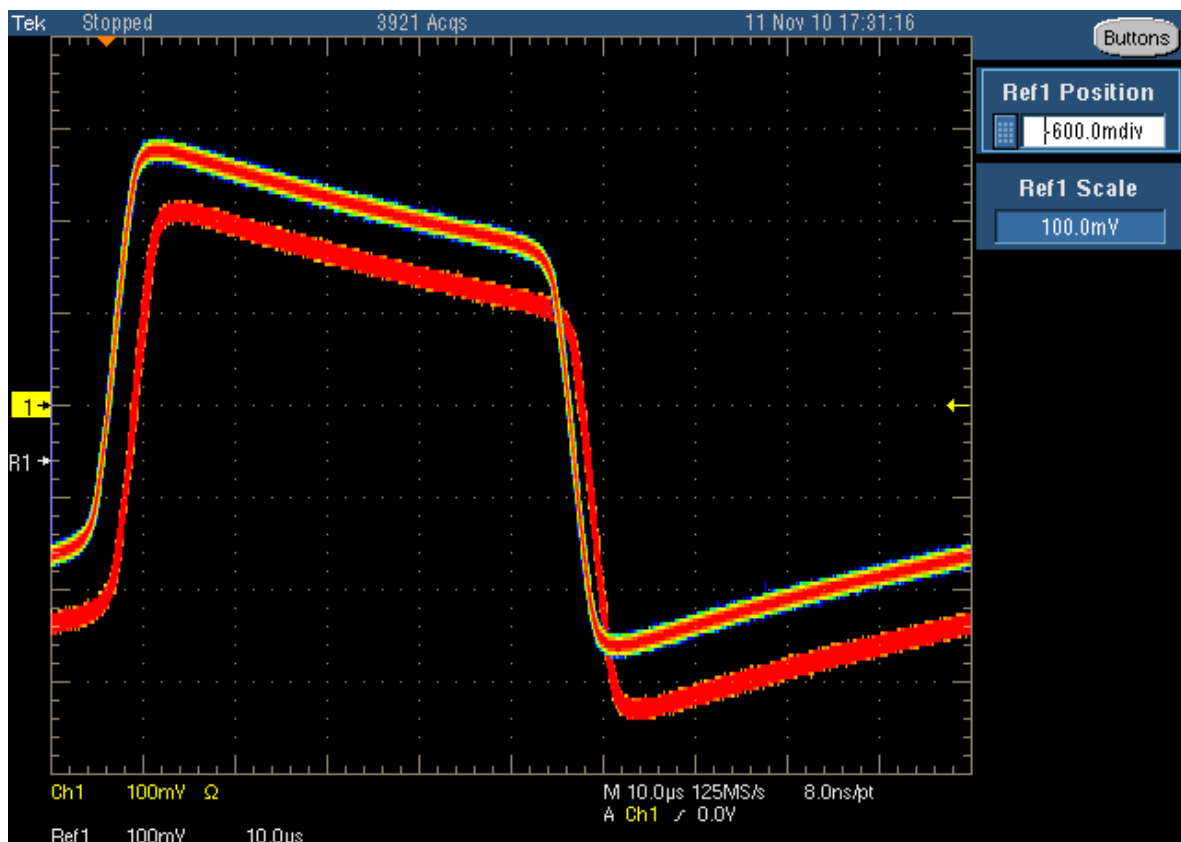


Weiterhin bestand noch Klärungsbedarf bezüglich der Messung mit dem Selbstbautastkopf am ECL-Gatter.

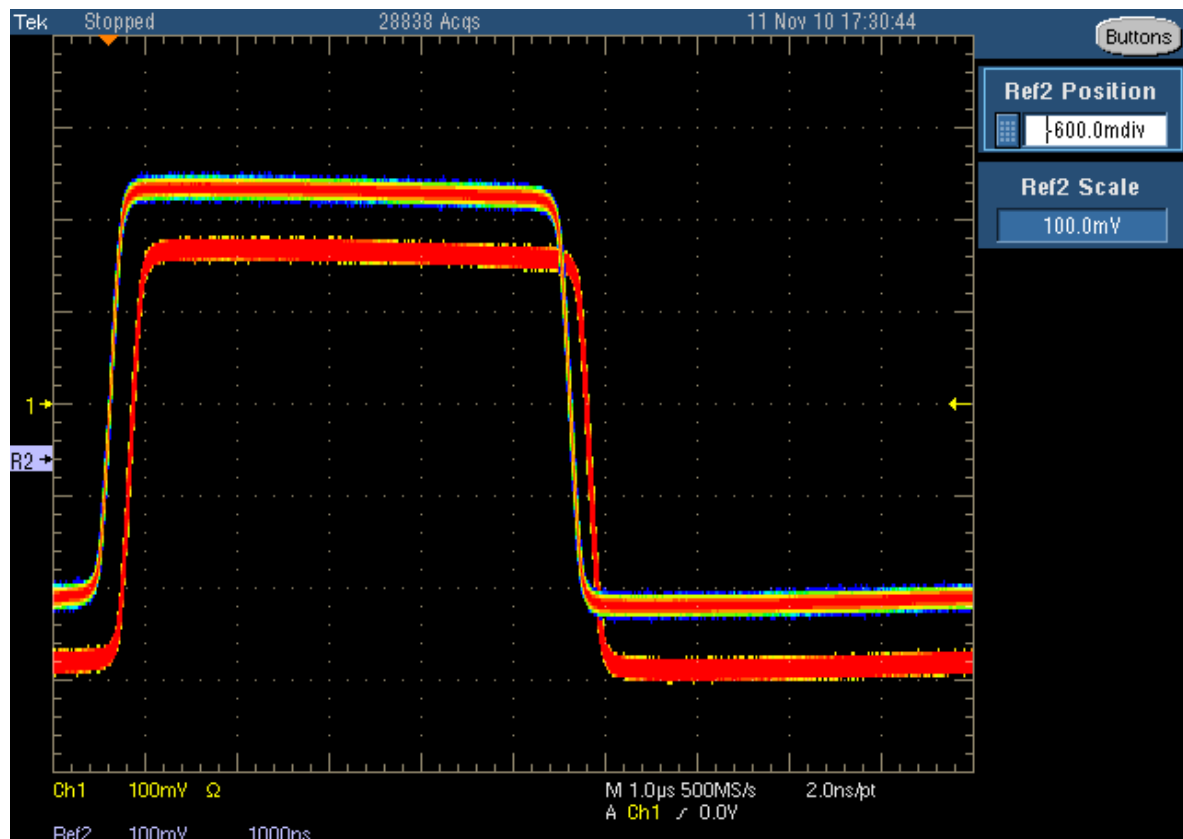
Daher wurde eine Vergleichsmessung mit einem Sinussignal von 400 mVpp am Eingang des ECL-Gatters bei verschiedenen Frequenzen mit dem 1.025 M Ω -Tastkopf und dem P6205 durchgeführt. Auf Ch1 ist der Selbstbautastkopf und als Referenz (Ref 1-3) der P6205 dargestellt.

Offensichtlich handelt es sich hierbei nicht um einen Effekt durch den Tastkopf, sondern durch das ECL-Gatter bzw. der Schaltung um das Gatter selbst, sodass hierdurch die vorab kritisch betrachteten Ergebnisse relativiert werden.

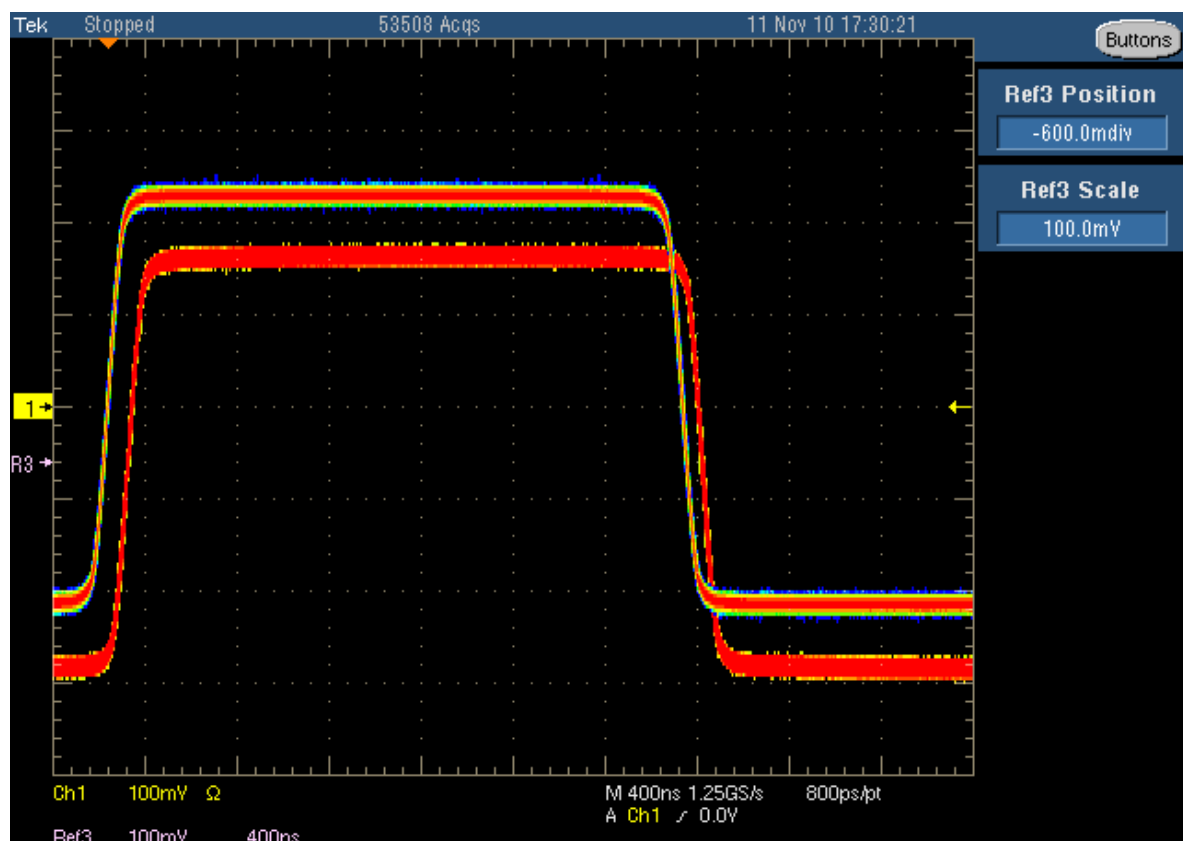
10 kHz Sinussignal am ECL-Gattereingang



100 kHz Sinussignal am ECL-Gattereingang



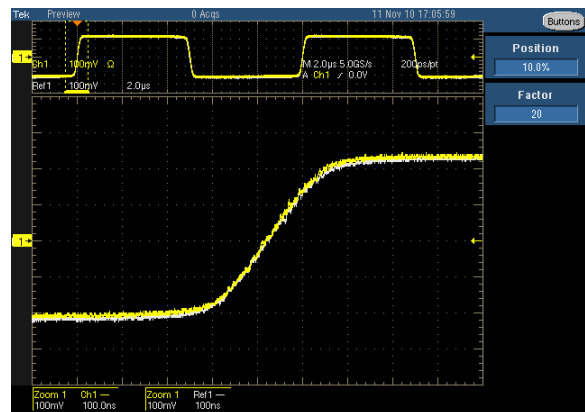
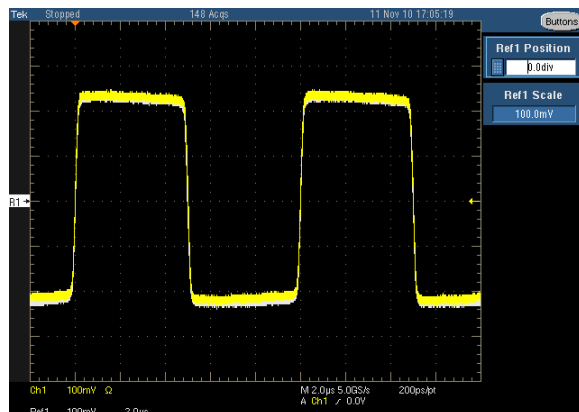
200 kHz Sinussignal am ECL-Gattereingang



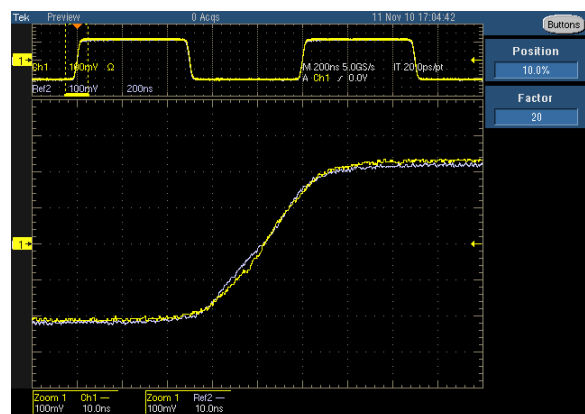
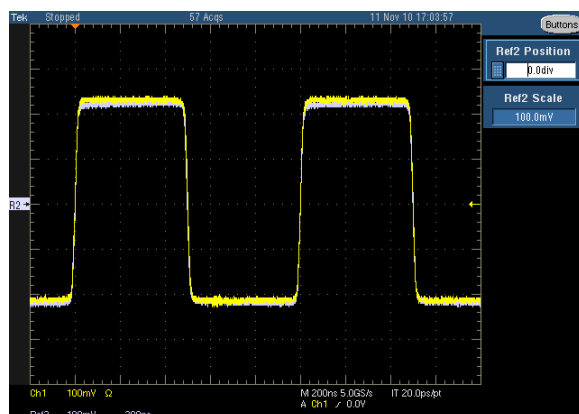
Da dieser Punkt geklärt ist, können Vergleichsmessungen des 1.025 M Ω -Tastkopf mit dem P6205 bei verschiedenen Frequenzen am ECL-Gatter durchgeführt werden. Als Referenz (R1-4) wurde das Signal mit dem P6205 aufgezeichnet.

Bei den Messungen wurde besonders darauf geachtet, die Masseverbindung zum Messpunkt so kurz wie möglich zu halten. Beim P6205 wurde dies dadurch erreicht, dass der GND-Anschluss direkt hinter der Tastkopfspitze auf GND gelegt und kein zusätzliches Massekabel verwendet wurde.

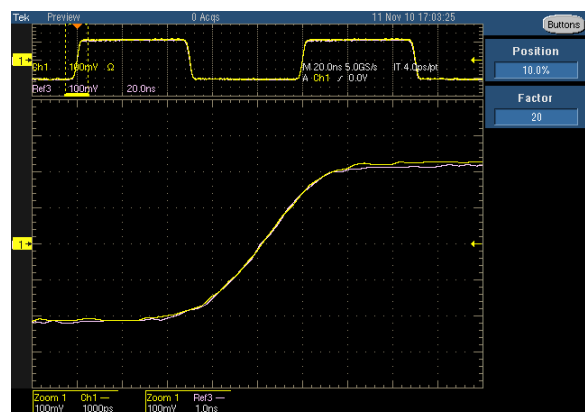
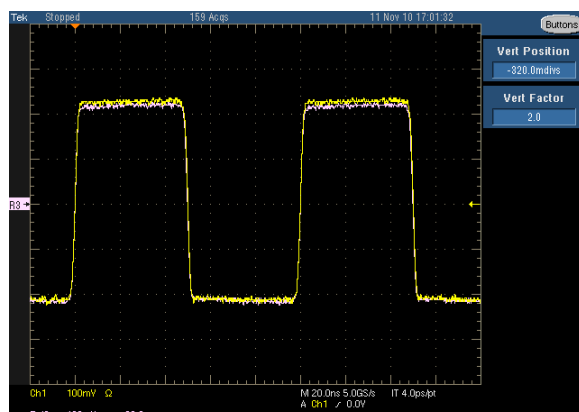
100 kHz Sinussignal am ECL-Gattereingang



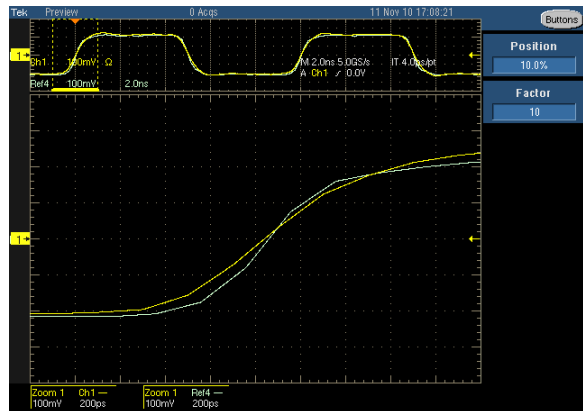
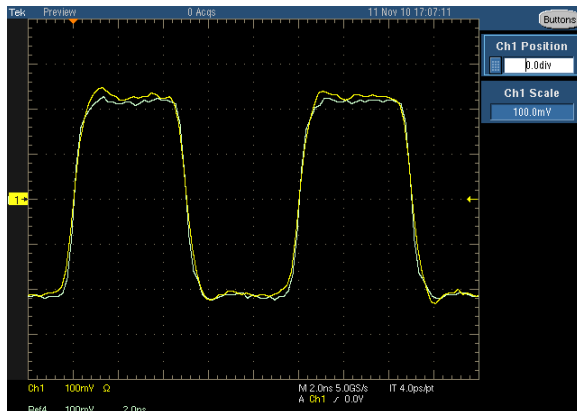
1 MHz Sinussignal am ECL-Gattereingang



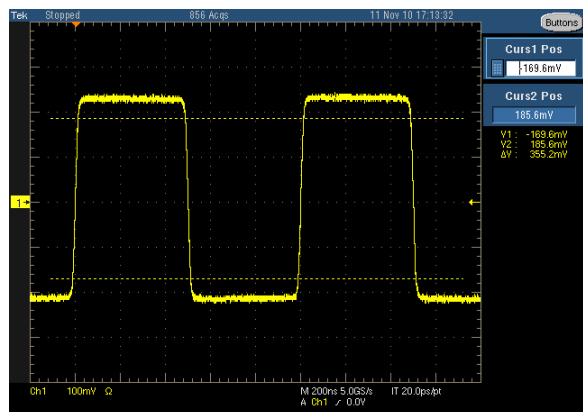
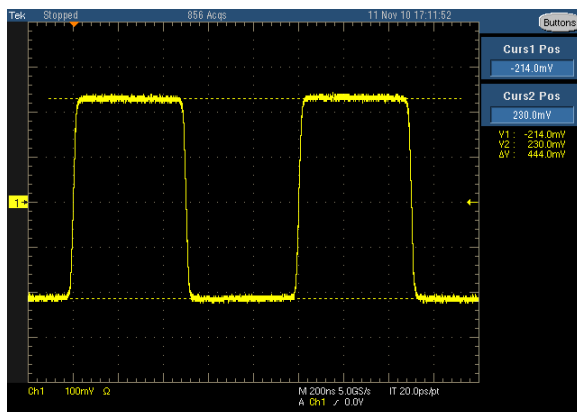
10 MHz Sinussignal am ECL-Gattereingang



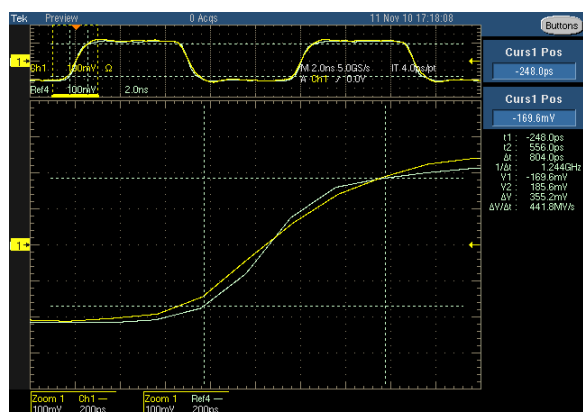
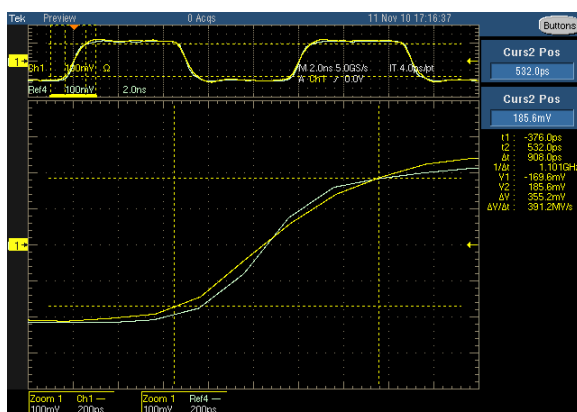
100 MHz Sinussignal am ECL-Gattereingang



Abschließend zu diesen Messungen soll der Vollständigkeit halber noch ein Vergleich der Anstiegszeiten beider Tastköpfe am 100 MHz Signal durchgeführt werden. Dazu werden zunächst die 0% 100% Marker und anschließend die 10% 90% Marker anhand des 1 MHz ECL-Ausgangssignals ermittelt,



und danach die Zeitmessung am 1.025 M Ω -Tastkopf (links) und am P6205 (rechts) durchgeführt.



Es ergeben sich Anstiegszeiten von ~ 908 ps für den 1.025 M Ω -Tastkopf und ~ 804 ps für den P6205. Diese Ergebnisse sollten nicht überbewertet werden, Grenzen werden hier sicherlich durch den Aufbau des ECL-Gatters und der Tatsache gesetzt, dass ein Sinussignal am Funktionsgenerator anliegt. Bessere Ergebnisse könnten mit einem 1 Vpp Rechtecksignal erreicht werden, diese Messungen wurde aber nicht mehr durchgeführt.

Tendenzielle Aussagen lassen sich aber durch die Vergleichsmessung dennoch treffen.

Abschließend lässt sich zusammenfassen, dass sich die "Poor Man's 500 MHz Active FET Probe mit OPA659" auch vor kommerziellen Tastköpfen, wie die Vergleichsmessungen eindrucksvoll beweisen, nicht verstecken muss.

Aufgrund seines einfachen Aufbaus aus nur wenigen Bauteilen, gepaart mit den kostengünstigen Ersatzspitzen (siehe Bauteilliste) ist er bestens geeignet für Messungen im semiprofessionellen Bereich.

Ein weiterer Eingangsspannungsteiler, bspw. als Aufsatzplatine anstelle des Masseanschlusses und der Probespitze, kann den Eingangsspannungsbereich weiter vergrößern.

Ein Aufbau empfiehlt sich, denn günstiger bekommt man nicht mal einen neuen, kommerziellen, passiven Tastkopf.

Ich wünsche viel Spaß beim Aufbau.

A.B. Alias branadic

Leiterplatten können beim Autor erfragt werden.

Die wichtigsten Kenndaten des Tastkopfs lassen sich in etwa wie folgt zusammenfassen:

Attenuation	10x at DC into 50Ω	
Input resistance	1 MΩ (1.6MΩ 1.6 MΩ : 200 kΩ) bzw.	
	1.025 MΩ (820 kΩ : 205 kΩ)	
Input capacitance	< 1 pF	
Bandwidth	> 500 Mhz	
Output load requirement	50Ω	
Input range	±15 V @ ±5 V Power supply / ±18 V @ ±6 V Power supply	
Power supply requirements	+5 V, 30 mA	max. +6.5 V, 36 mA
	-5 V, 30 mA	max. -6.5 V, 36 mA

Die Simulation des 1 MΩ-Tastkopfs zeigt noch einmal qualitativ den Impedanzverlauf des Tastkopfs.

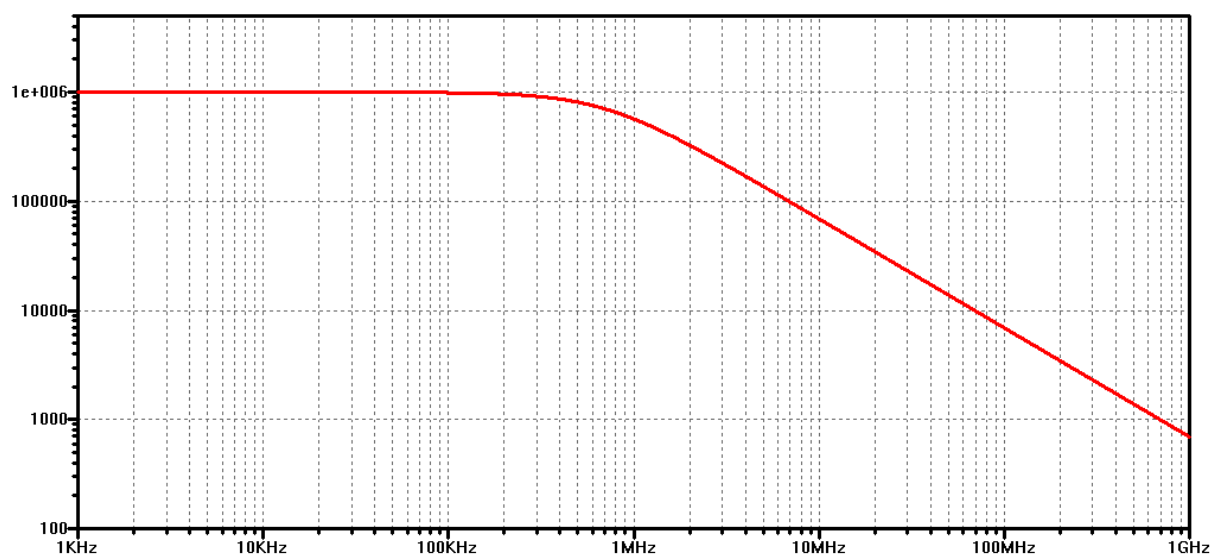
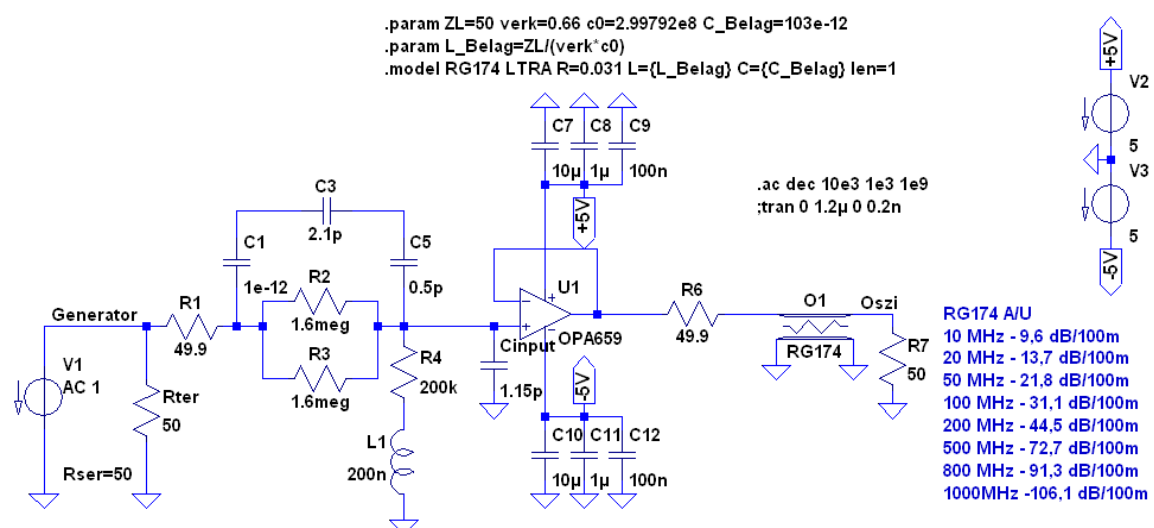
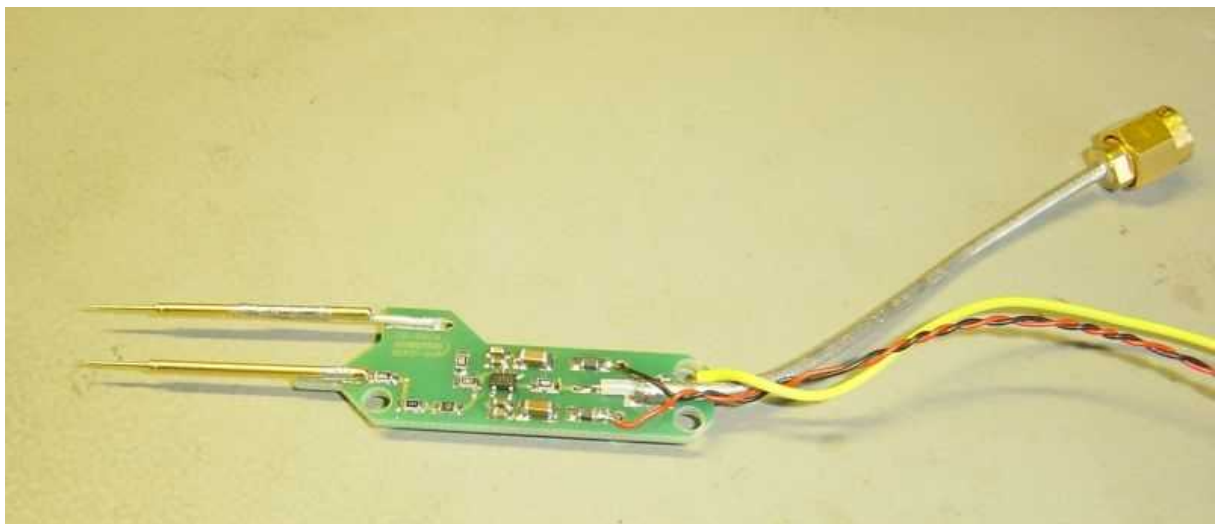
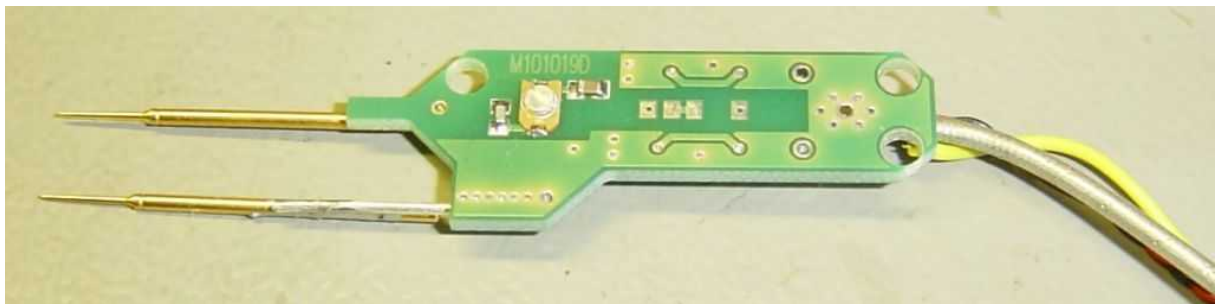
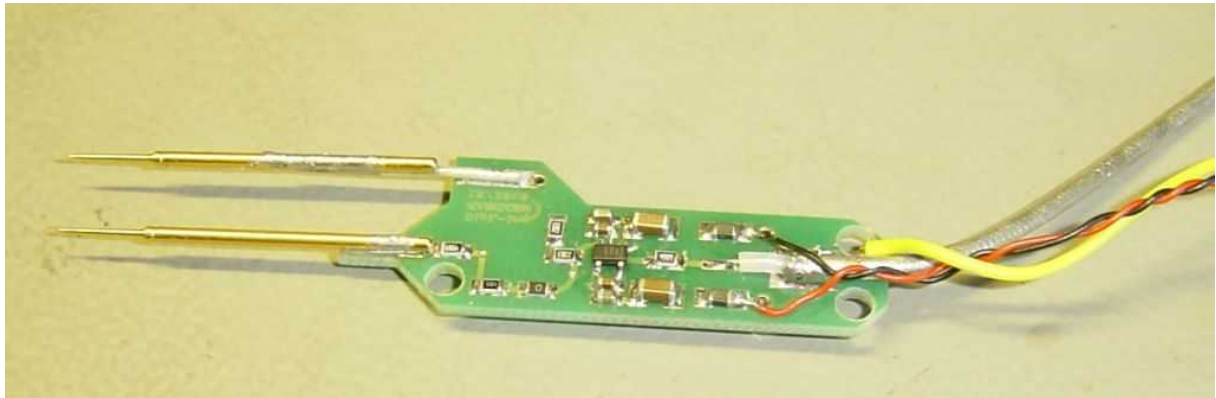


Abbildung 20: Impedanzverlauf des 1MΩ-Tastkopfs

Messungen Stand 10.01.2011

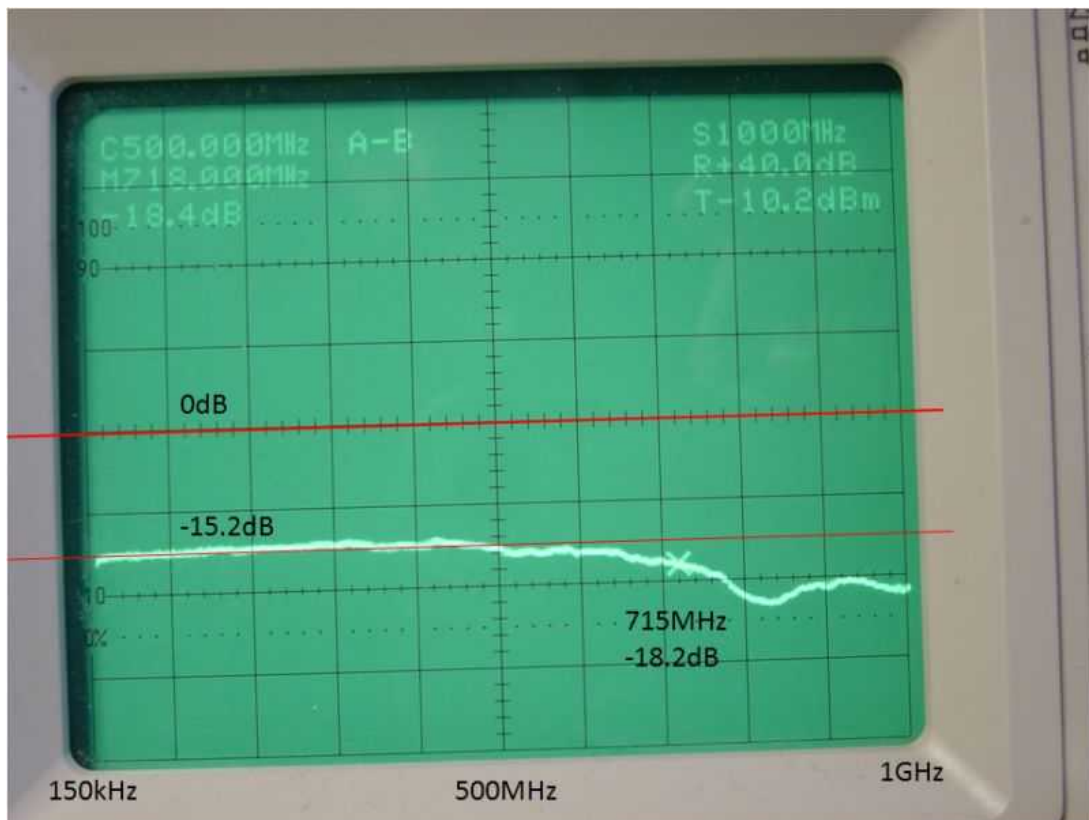
Erste Tastkopfleiterplatten sind ausgeliefert und von verschiedenen Leuten aufgebaut worden. So entstanden weitere Messungen und Erkenntnisse, die nachfolgend präsentiert werden sollen.

Von Eric H. wurde der folgende Tastkopf mit längeren Messspitzen aufgebaut:



und Messungen durchgeführt. Der Tastkopf ist mit einem kurzen Stück Semi-Rigid versehen, an dessen Ende ein SMA-Anschluss bestückt ist. Der Eingangsspannungsteiler ist mit anderen als den vorgesehenen Widerstandswerten bestückt, wodurch sich ein etwas anderes Teilverhältnis ergibt. Dies beeinflusst jedoch die nachfolgenden Messungen nicht.

Messung der Bandbreite mittels Spektrumanalysator:



Messung der Eingangskapazität mittels Vektoriellem Netzwerkanalysator (VNWA):

Nachfolgend wurde die Eingangskapazität von Eric H. bestimmt (blaue Kurve). Dazu werden der Tastkopf am TX-Port des VNWA kontaktiert und die S11-Parameter (Reflektionskoeffizienten) frequenzabhängig gemessen.

Um zu verstehen wie daraus die Eingangskapazität bestimmt werden kann soll kurz die Theorie dahinter angerissen werden.

Mit der bekannten Ausgangsimpedanz des VNWA von $Z_0 = 50 \Omega$ und den gemessenen S11-Parametern der Form $R+jX$ in Abhängigkeit der Frequenz lässt sich S11 in die Eingangsimpedanz Z_{input} der Form $R+jX$ umrechnen. R stellt dabei den Realteil und X den Imaginärteil dar:

$$Z_{input} = \frac{Z_0 \cdot (1 + S11)}{(1 - S11)} = \frac{Z_0 \cdot (1 + r)}{(1 - r)} \quad .$$

Danach wird S11 durch den Ausdruck $S11 = R + jX$ ersetzt:

$$Z_{input} = Z_0 \cdot \frac{(1 + R + jX)}{(1 - R - jX)} \quad .$$

Nun wird der Ausdruck mit seinem konjugiert Komplexen erweitert, um den Real- und Imaginärteil der Impedanz zu gewinnen:

$$Z_{input} = Z_0 \cdot \frac{(1 + R + jX)}{(1 - R - jX)} \cdot \left(\frac{1 - R + jX}{1 - R + jX} \right)$$

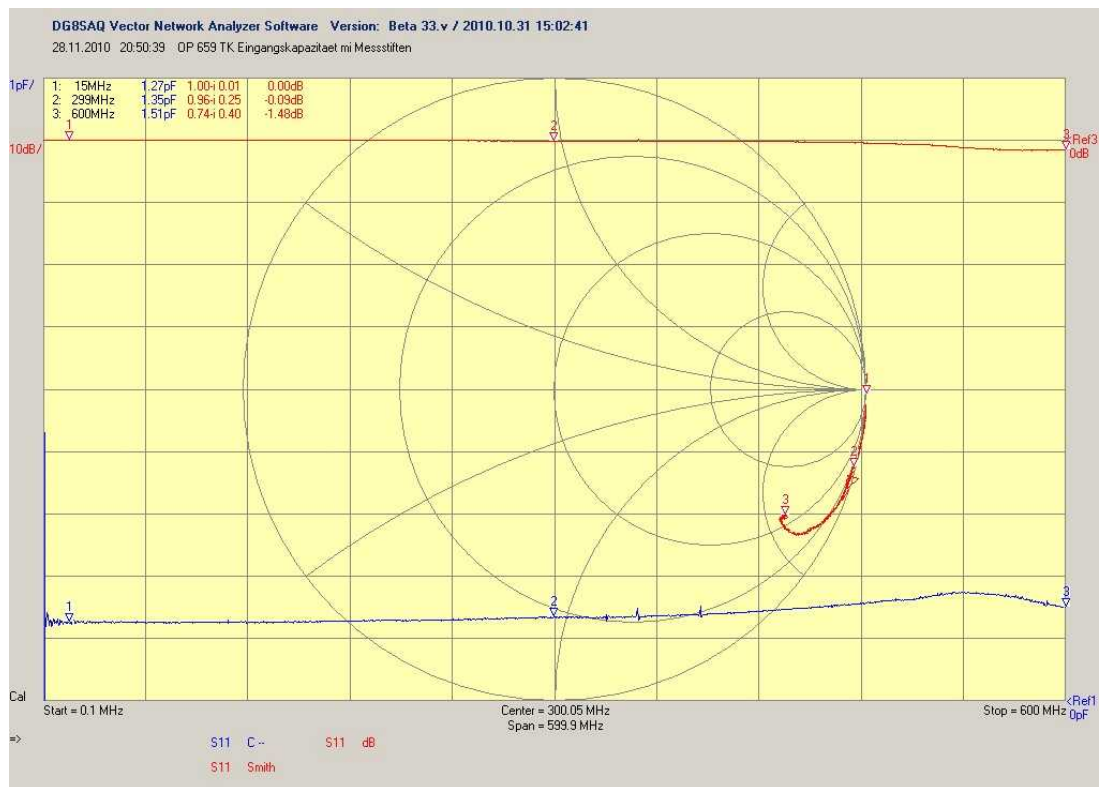
$$Z_{input} = Z_0 \cdot \left(\frac{1 - R^2 - X^2 + j2X}{(1 - R)^2 + X^2} \right)$$

$$Z_{input}(real) = Z_0 \cdot \left(\frac{1 - R^2 - X^2}{(1 - R)^2 + X^2} \right) \quad Z_{input}(imaginär) = Z_0 \cdot \left(\frac{j2X}{(1 - R)^2 + X^2} \right)$$

Aus dem Imaginärteil $Z_{input}(imaginär)$ lässt sich nun die Kapazität C über den Ausdruck:

$$C = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_{input}(imaginär))} \quad \text{bestimmen.}$$

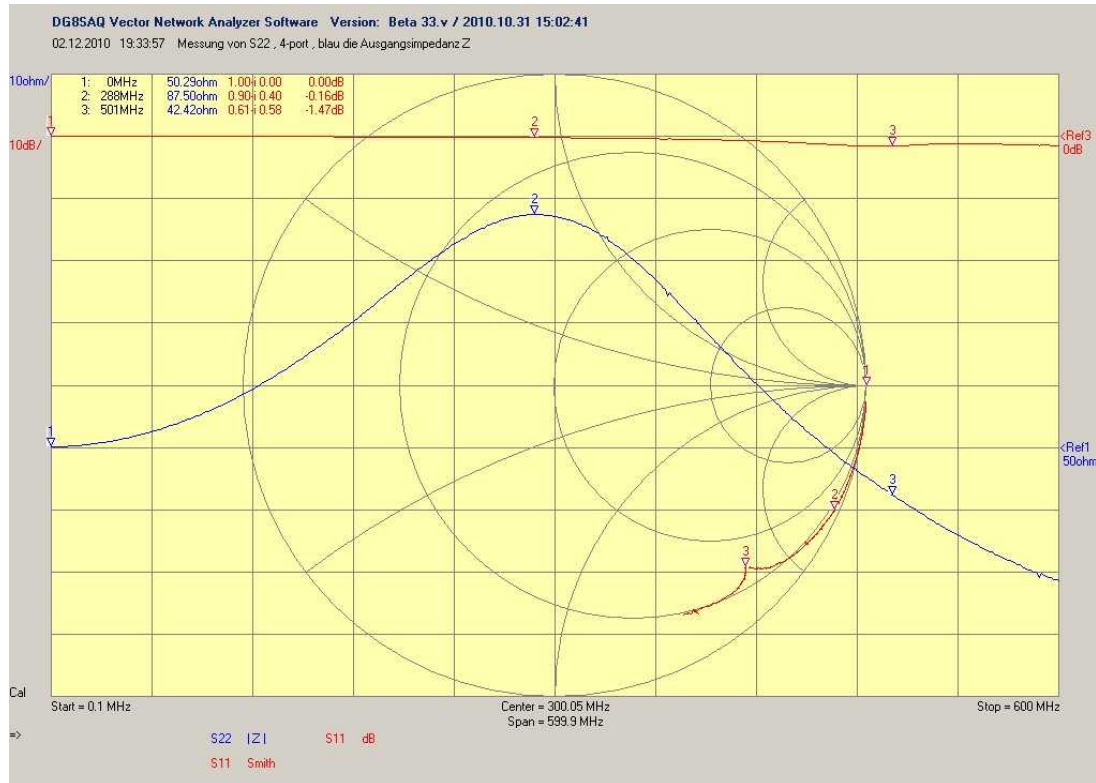
Somit lässt sich S11 als Eingangskapazität des Tastkopfs darstellen.



Eric H. berichtet von gemessenen 1.25 pF bei mittleren Frequenzen. Durch die von Eric H. verwendeten längeren Prüfspitzen ergibt sich laut seinen Messungen eine zusätzliche Kapazität von 0.56 pF, die von den 1.25 pF noch abzuziehen ist und bestätigt somit die Angabe von <1 pF des Tastkopfes.

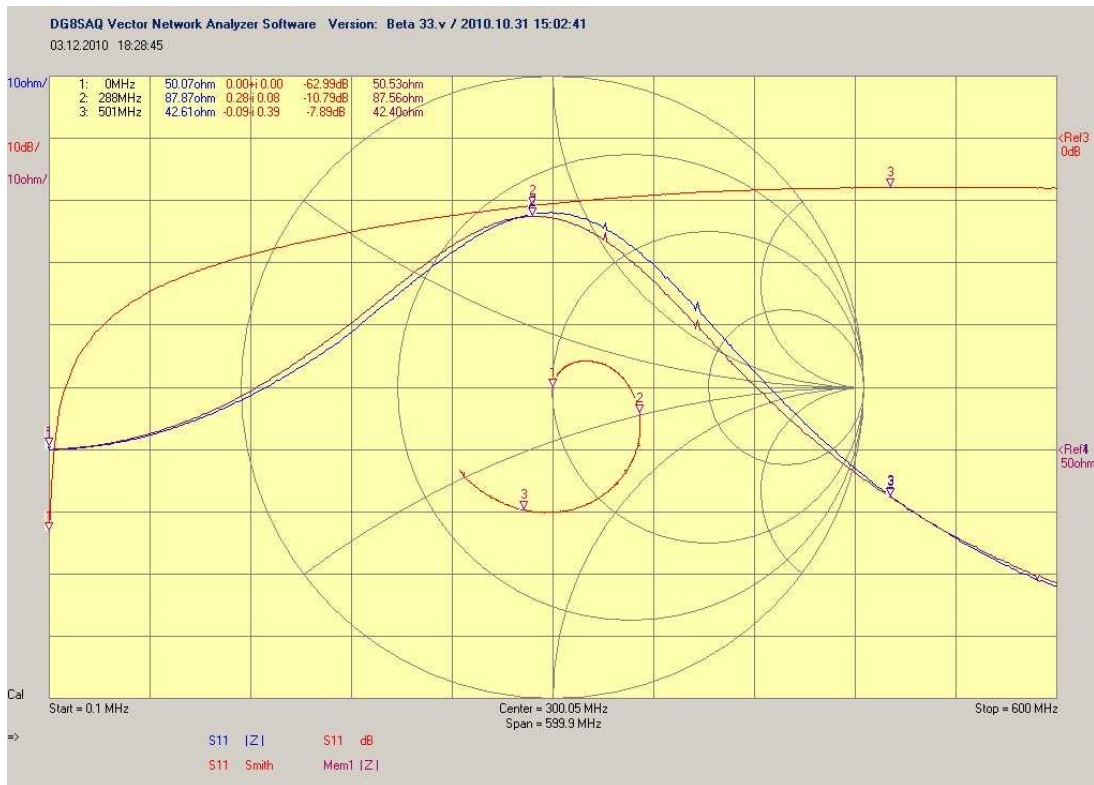
Messung der Ausgangsimpedanz des Tastkopfs:

Darüber hinaus wurde von Eric H. noch eine Messung der Ausgangsimpedanz des Tastkopfs (blaue Kurve) mit dem VNWA als 4-Port-Messung durchgeführt und der Betrag der Impedanz $|Z|$ ermittelt, der die Ausgangsimpedanz des Tastkopfs darstellt.

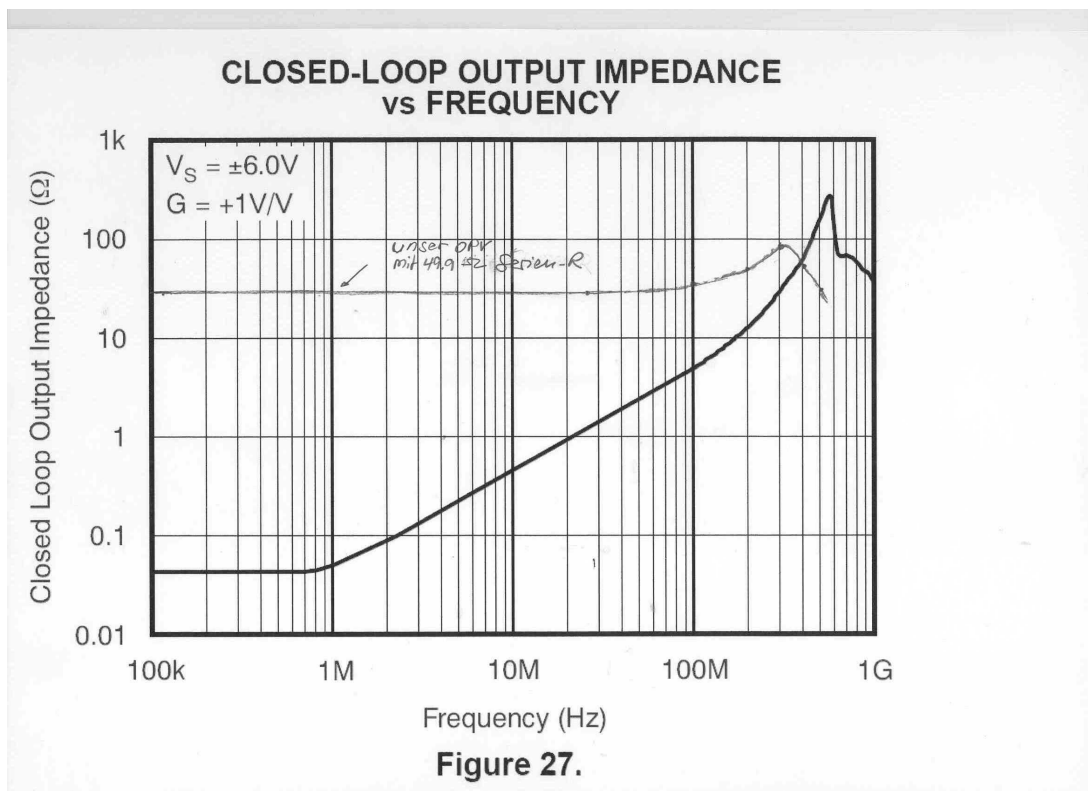


Bei der Messung zeigte sich, dass die Ausgangsimpedanz stark frequenzabhängig ist und eine Resonanzstelle bei etwa 288 Mhz aufweist.

Eine weitere Messung mit einem 50 Ω -Abschluss am Eingang des Operationsverstärkers an Stelle des frequenzkompensierten Eingangsspannungsteiler bestätigte erneut, dass der Grund für den Verlauf der Ausgangsimpedanz im Leiterplattenlayout zu suchen ist

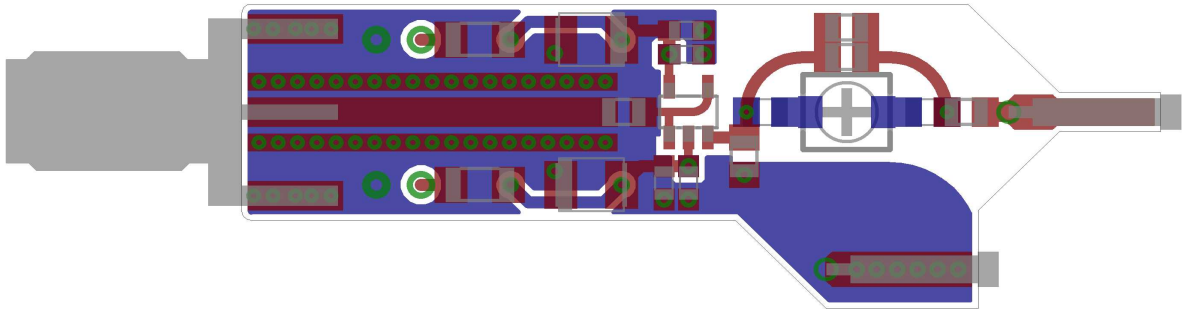


Trägt man den Verlauf der Ausgangsimpedanz mit 49.9Ω Serienwiderstand am Ausgang des Operationsverstärkers in das Diagramm aus dem Datenblatt des OPA659 ein, erhält man folgende Darstellung:

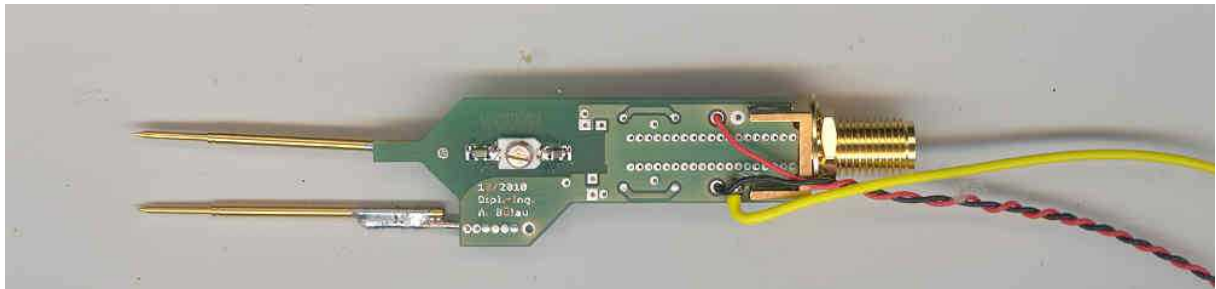
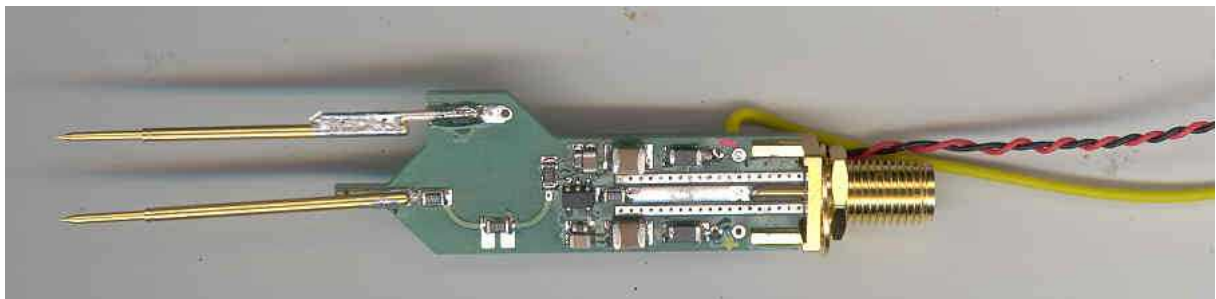


Es sei angemerkt, dass bei der durchgeführten Messung die Versorgungsspannung $\pm 5 V$ betrug.

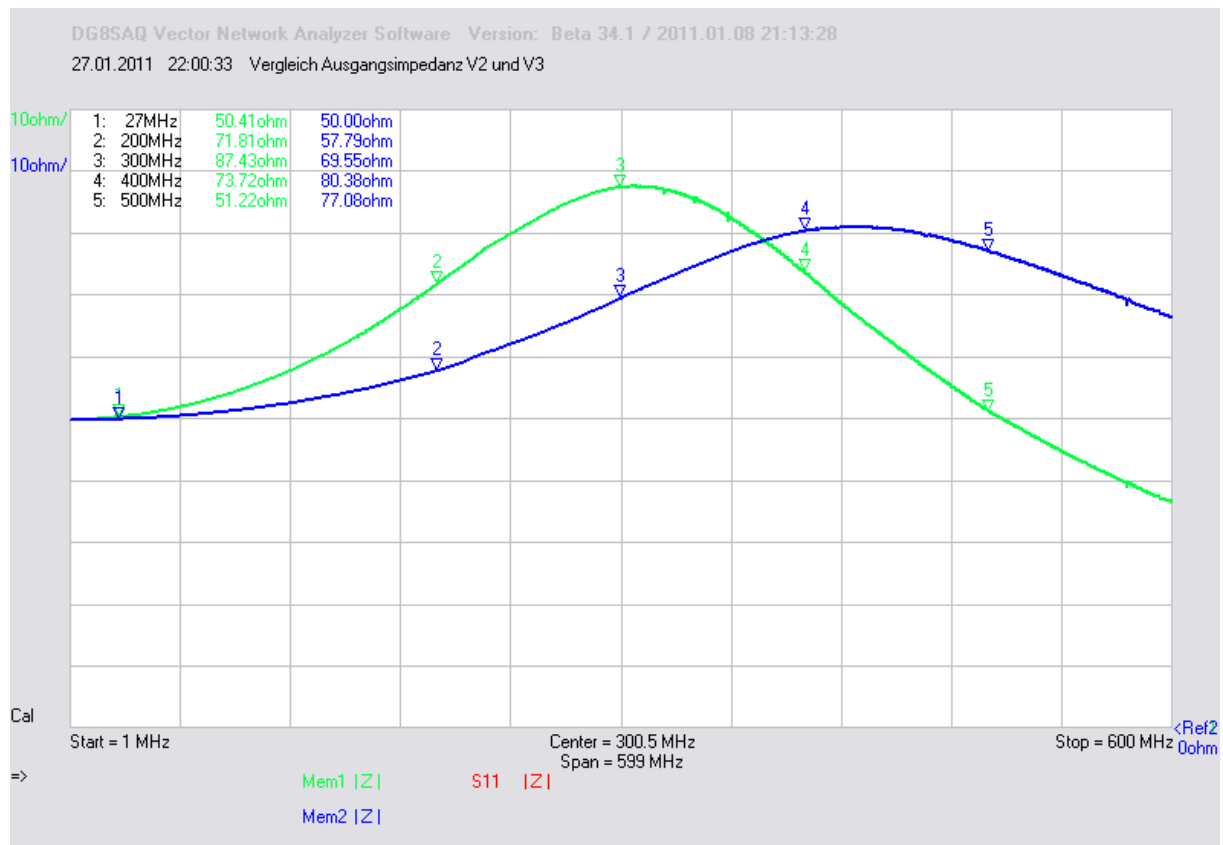
Angeregt durch diese Erkenntnisse wurde das Leiterplattenlayout noch einmal überarbeitet und der Ausgang des Operationsverstärkers um eine Coplanar Waveguide erweitert, die am Ende direkt in einer SMA-Buchse endet.



Eric H. hat bereits die neue Version aufgebaut und wiederum Messungen durchgeführt.



Die erneuten Messungen der Ausgangsimpedanz zeigen dabei, dass durch die durchgeführten Maßnahmen eine Verbesserung erzielt worden ist.



Ein Vergleich der Ausgangsimpedanz beider Versionen zeigt:

Die Resonanzstelle ist hin zu höheren Frequenzen gestiegen und die Impedanz steigt nicht mehr ganz so drastisch an. In Anbetracht der Tatsache, dass der beauftragte Leiterplattenhersteller keine Impedanzkontrolle seiner Leiterplatten durchführen kann, ist das Ergebnis mit der zusätzlichen Coplanar Waveguide dennoch vielversprechend. Ein Layout mit einer durch den Leiterplattenhersteller impedanzkontrollierten Coplanar Waveguide lässt noch bessere Ergebnisse der Ausgangsimpedanz erwarten.