

Die Tücken passiver und aktiver Tastköpfe

Tastköpfe sind tückisch, da sie schlicht und harmlos wirken, das Messergebnis aber erheblich verfälschen können. Der Beitrag erläutert die gefährlichsten Fallstricke.

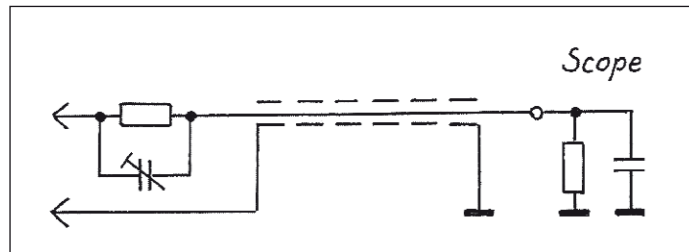


Bild 1: Grundaufbau eines Teilertastkopfs

Sowohl passive als auch aktive Tastköpfe weisen bei Signalfrequenzen ab etwa 1 MHz Eingangsimpedanzen auf, die mehr oder weniger stark von den für DC/1 kHz geltenden Werten abweichen. Hersteller weisen leider selten darauf hin. Auch oberflächliche oder rein theoretische Darstellungen zu Tastköpfen, wie man sie etwa vielfach im Internet finden kann, übersehen dieses Problem und verstärken daher den Eindruck, dass ein solches nicht existiert. Dabei sinkt der ohmsche Eingangswiderstand eines Tastkopfes ab

etwa 1 MHz nennenswert. Nur die Eingangskapazität ist nicht nennenswert frequenzabhängig.

Frequenzabhängigkeit des Scope-Eingangswiderstands

Oszilloskope mit nicht besonders hoher Grenzfrequenz haben einen hochohmigen Eingang. Bei HF-Messungen mit einem solchen Oszilloskop achtet man meist nur auf dessen Grenzfrequenz bzw. Eigenanstiegszeit. Jedoch muss bei Messungen an mittel- und hochohmigen Punk-

ten auch die Frequenzabhängigkeit des ohmschen Anteils am Eingangswiderstand des Scopes beachtet werden. Kein Wunder, dass sie meist komplett übersehen wird: Zu der verbreiteten Angabe „1 MOhm parallel zu 25 pF“ findet man keine Einschränkung in Bezug auf die Einsatzfrequenz.

Ursache des mit der Frequenz nachlassenden ohmschen Werts ist die Güte der parallelen Kapazität, wobei zwei „Wirkmechanismen“ zu nennen sind:

- Die Güte eines Kondensators fällt in der Regel mit der Frequenz.
- Der sich aus der Güte ergebende Verlustwiderstand ist indirekt proportional zum Blindwiderstand des Kondensators und somit zur Frequenz.

Um das besser zu verstehen, sei ein typischer keramischer Kondensator betrachtet. Seine Güte (Q) bei 1 MHz sei 6000, bei 10 MHz jedoch nur 3000. Für 30 pF ergeben sich als Blindwiderstände (X_C) bei 1 MHz -5,3 kOhm und bei 10 MHz -530 Ohm. Daraus erhalten wir nun durch Multiplizieren von Q mit dem Betrag von X_C die (parallelen) Verlustwiderstände: bei 1 MHz etwa 32 MOhm und bei 10 MHz etwa 1,6 MOhm. Bei 1 MHz ist somit noch der ohmsche Anteil von 1 MOhm dominant, bei 10 MHz hingegen beträgt nun der gesamte ohmsche Parallelwiderstand nur noch rund 600 kOhm (1 MOhm parallel zu 1,6 MOhm).

Das gilt für Direktanschluss der Quelle an die Scope-Eingangsbuchse und ist daher praktisch

oft noch nicht die ganze Wahrheit. Denn oft wird ein passiver Tastkopf 1:1 oder 1:10 benutzt, wobei man sich meist vorstellt, dass ersterer zwar die Parallelkapazität erhöht, sonst aber keine negativen Auswirkungen hat und dass zweiter die Belastung des Messobjekts senkt. Dies sind oft Trugschlüsse.

Passiver 1:1-Tastkopf

Er erhöht die bezüglich Güte nicht ideale Parallelkapazität nennenswert. Angenommen sei ein 50 cm langer Tastkopf; dann lässt sich dessen Kapazität mit ebenfalls 30 pF veranschlagen. Der gesamte Blindwiderstand bei 1 (10) MOhm ist nun -5,3 kOhm/2 = 2,65 kOhm (560 Ohm/2 = 265 Ohm). Mit obigen Güten errechnen sich Verlustwiderstände von etwa 16 bzw. 0,8 MOhm. Die wirksamen ohmschen Gesamtwiderstände sinken auf 941 bzw. 444 kOhm.

Passiver 1:10-Tastkopf

Ein oft benutzter Zusatz ist der passive Teilertastkopf 1:10. Denn da die Scopes recht empfindlich sind, bereitet die Spannungsteilung meist keine Probleme. Das Schaltungsprinzip zeigt Bild 1 – ein frequenzkompensierter Spannungsteiler.

So ein Tastkopf verspricht auf den ersten Blick einen kapazitätsarmen und sehr hochohmigen Eingang und damit die problemlose Lösung vieler Messaufgaben. In Wirklichkeit werden die Anwendungsmöglichkeiten jedoch von nicht sofort erkennbaren negativen Eigenheiten überschattet. Weder Hersteller noch Fachbücher weisen ausreichend auf die Tücken der 1:10-Teiler hin, sondern stellen dieses Zubehör leider oft nur als vorteilhaft dar. Der Grundtenor entspricht folgendem Zitat aus diskret verschwiegener Quelle: „Für einwandfreie Anzeigergebnisse bei hochohmigeren Messspannungsquellen und höheren Frequenzen werden vorzugsweise Tastköpfe eingesetzt.“

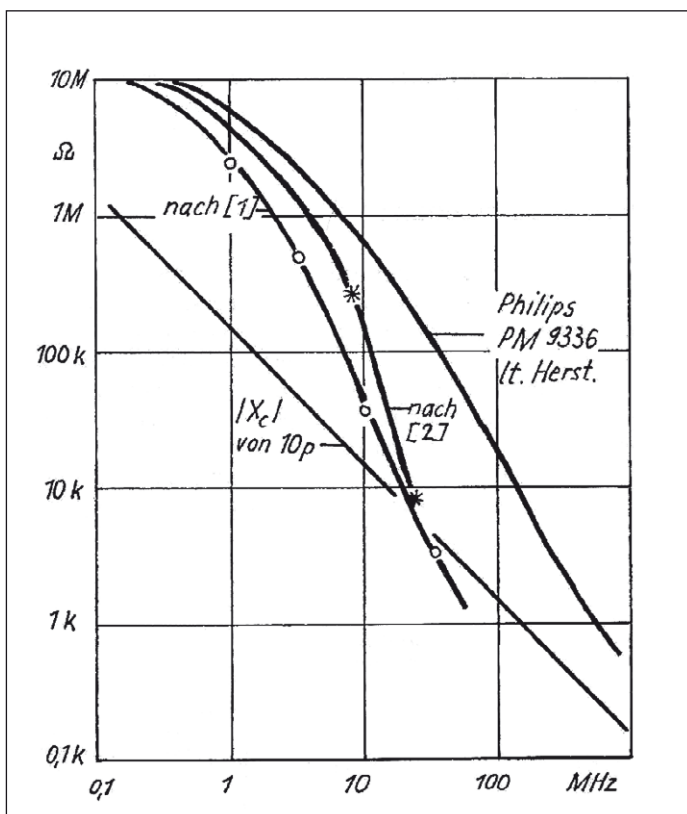


Bild 2: Verlauf des ohmschen Anteils an der Eingangsimpedanz dreier Teilertastköpfe

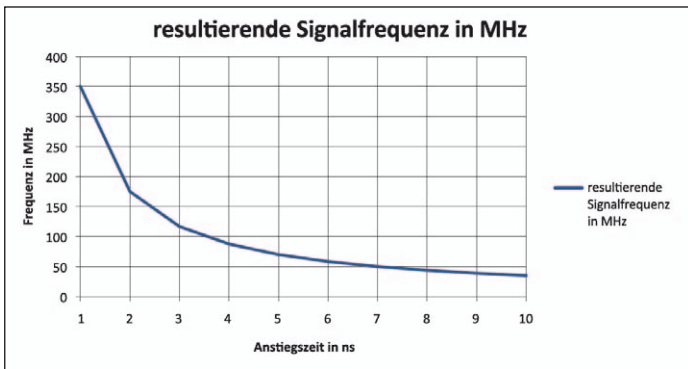


Bild 3: Grenzfrequenz und Anstiegszeit

Durch die Reihenschaltung der Widerstände ergibt sich ein gesamter Eingangswiderstand von 10 MOhm für die Messspannungsquelle. Die Eingangskapazität von 15 pF des Messverstärkers wird ... auf ein Zehntel, also 1,5 pF, reduziert. „Doch das stimmt bei Frequenzen ab etwa 1 MHz auf keinen Fall, denn hier machen sich die beim Scope-Eingang erläuterten negativen „Wirkmechanismen“ auf Basis der Kondensatorgüte noch drastischer bemerkbar.

Zur Eingangskapazität des Oszilloskops (etwa 15 pF bei hochwertigen, etwa 30 pF bei preiswerten Geräten) gesellt sich noch die Tastkopf-Kabelkapazität von z.B. 50 pF hinzu. Das bedeutet insgesamt ungefähr 70 pF, und daraus resultieren etwa 6,7 pF parallel zu den 9 MOhm im Tastkopf, denn die Produkte aus den beiden ohmschen Widerständen und den ihnen parallelliegenden Kapazitäten (die Zeitkonstanten) müssen gleich sein:

$$1 \text{ MOhm} \times 60 \text{ pF} = 9 \text{ MOhm} \times 6,7 \text{ pF} = 60 \mu\text{s}$$

Das würde etwa 6 pF Eingangskapazität bedeuten (6,7 pF in Reihe mit 60 pF). Doch ein solcher Tastkopf hat ein mehr oder weniger gut schirmendes Gehäuse und damit eine Streukapazität zwischen Tastspitze und Masse. Daher begegnet man in der Praxis Werten zwischen 8 und 16 pF. Grob ausgedrückt: Gegenüber der Scope-Eingangskapazität wurde lediglich halbiert.

Die größte negative Überraschung dürfte das steile Absin-

ken des ohmschen Eingangswiderstands mit der Frequenz sein. In Bild 2 ist dies für drei verschiedene 1:10-Tastköpfe dargestellt. Die Ursache liegt im Wesentlichen im Verlust(widerstand) des kleinen Kondensators parallel zum 9-MOhm-Widerstand (Trimmer). Der Abfall ist aus den beiden bereits genannten Ursachen drastisch. Obwohl die Kapazität hier recht klein ist, wird der Verlustwiderstand schon ab etwa 100 kHz relevant.

Angenommen seien 10 pF Eingangskapazität. Deren X_C bei 1 (10) MHz ist -16 (-1,6) kOhm. Mit den obigen Güten von 6000 bzw. 3000 folgen die (parallelen) Verlustwiderstände bei 1 (10) MHz von etwa 96 (4,8) MOhm. Bei 1 MHz ist somit noch der 9-MOhm-Widerstand im Teiler dominant. Bei 10 MHz hingegen beträgt nun der gesamte ohmsche Vorwiderstand nur noch rund 3 MOhm. In der Tastkopfpraxis sieht die Sache noch viel schlimmer aus: Die drei Tastköpfe weisen bei

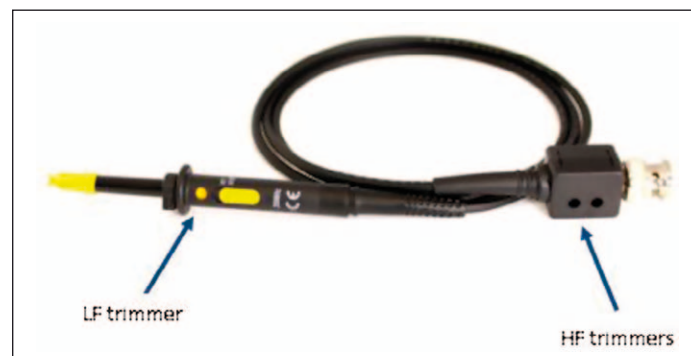


Bild 5: Tastkopf mit Abgleichmöglichkeit mittels 1-kHz- (LF) und 1-MHz-Rechtecksignal (RF)



Bild 4: Umschaltbarer passiver Tastkopf

10 MHz nur ungefähr 700, 150 und 40 kOhm auf. Ursache sind deutlich niedriger Güten als 3000 (vermutlich durch das Kabel). Die zitierte Aussage verliert also je nach Tastkopfqualität und zulässiger Toleranz bereits ab einigen 100 kHz ihre Gültigkeit.

Teilerfaktor über der Frequenz

Es wurde gezeigt, dass die Kombination 1:10-Tastkopf/Scope bereits ab mehreren 100 kHz kritisch wird. Daher stellt sich die Frage, wie der Teilerfaktor von der Frequenz abhängt. Bei deren Beantwortung darf man nicht das dem Scope-Eingang parallel liegende Tastkopfkabel vergessen. Dieses bewirkt nämlich, dass nun für die beiden in Reihe liegenden RC-Kombinationen

- 9 MOhm parallel Trimmer und
- 1 MOhm parallel 15 oder 30 pF plus Kabelkapazität

ein ähnliches Verhalten angenommen werden kann. Wäre das Verhalten exakt gleich, so würde der Teiler bei jeder Frequenz 1:10 teilen. Daher ist hier praktisch nur ein geringer Messfehler zu befürchten. Dies belegen auch Versuchsmessungen.

Hauptsächlich störend ist somit nur das starke Absinken des ohmschen Anteils am Eingangswiderstand. Die Frequenzabhängigkeit des Teilerfaktors bleibt jedoch in vertretbaren bzw. engen Grenzen, insbesondere wenn der Tastkopf spezielles Zubehör des Scopes ist.

Harmonisieren jedoch die Kapazitäten nicht, setzt die Kapazitätsabhängigkeit des Teilerfaktors schon bei unvermutet niedriger Frequenz ein. Als Grenze zwischen ohmscher und kapazitiver Teilung sieht man die so genannte Übergangsfrequenz (von ohmscher zu kapazitiver Teilung) an. Diese erhält man, indem man 0,159 durch die Teilerzeitkonstante teilt. Mit obigen $60 \mu\text{s} = 0,06 \text{ ms}$ folgt:

$$0,159/0,06 \text{ ms} = 2,65 \text{ kHz}$$

Folglich muss so ein Tastkopf auch für Messungen im Audiobereich exakt abgeglichen sein. Dieser Abgleich mithilfe eines oft vom Scope selbst bereitgestellten Rechtecksignals wird in der Literatur ausführlich dargestellt und ist dem erfahrenen Praktiker gut bekannt: Das „Dach“ der Impulse am Scope-Eingang muss möglichst ideal sein. Ein wichtiges Tastkopf-Kennzeichen ist sein Kompen-

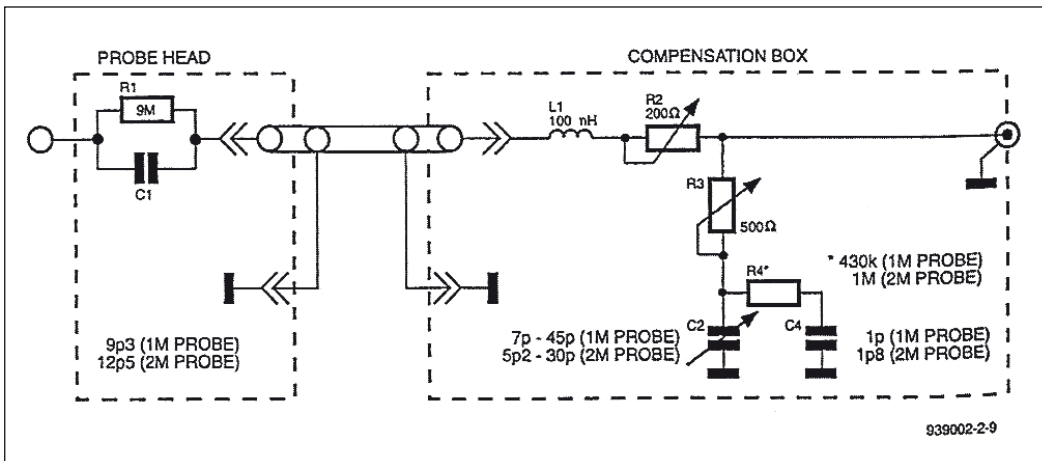


Bild 6: Schaltung eines 1:10-Tastkopfs von Tektronix

sationsbereich, d.h. der Bereich, in dem die Scope-Eingangskapazität liegen darf, damit sich dieses Ziel erreichen lässt.

Grenzfrequenz und Anstiegszeit mit Tastkopf

Kombiniert man einem Verstärker mit einem weiteren Vierpol, z.B. einem Tastkopf, so liegt die neue Grenzfrequenz unter der Grenzfrequenz beider Vierpole. Man sollte sie mithilfe eines durchstimmbaren HF-Signalgenerators ermitteln. Der Tastkopf wird dabei direkt an den Ausgang des Generators gelegt. Dieser Test lässt übrigens oft auch erkennen, ob der Teiler über- oder unterkompensiert ist.

Im ersten Fall (Trimmerkapazität zu groß) kann die Gesamtbandbreite *größer* als die Bandbreite des Oszilloskops allein sein. Die Bandbreite üblicher 1:10-Teiler liegt im Bereich 100 bis 450 MHz.

Gibt man an den Eingang eines Oszilloskops eine ideale Flanke, so stellt das Oszilloskop diese nicht entsprechend dar. Das gilt noch mehr für den Betrieb mit Tastkopf. Die Zeit, in der eine Flanke von 10 % auf 90 % gestiegen ist, bezeichnet man als Anstiegszeit t_r , und es gilt mit der oberen -3-dB-Grenzfrequenz f_G des Vierpols:

$$t_r = 0,35/f_G$$

Bild 3 bringt dies grafisch. Besonders in der heutigen Zeit

der Highspeed-Digitaltechnik sollte man die „Trägheit“ seines Oszilloskops mit und ohne Tastkopf kennen. Ein 50-MHz-Typ schafft es also beispielsweise nur, Flanken mit einer Anstiegszeit über 7 ns richtig darzustellen. Jede schnellere Flanke wird als 7-ns-Flanke dargestellt, wobei es bei schmalen Impulsen zu einem beträchtlichen Amplitudenfehler kommen kann. Ein passender Tastkopf verschärft das Problem zum Glück kaum. Das hat zwei Gründe:

- Seine Grenzfrequenz ist in der Regel deutlich höher als die des Scopes.
- Die gesamte Anstiegszeit errechnet sich nach folgender Formel:

$$t_r^2 = t_{r1}^2 + t_{r2}^2$$

Ein 100-MHz-Tastkopf vor einem 50-MHz-Scope führt somit auf 7,8 ns.

Zur Korrektur der Anstiegszeit rechnet man:

$$t_{r \text{ Signal}}^2 = t_{r \text{ mess}}^2 - t_{r \text{ Scope}}^2$$

$t_{r \text{ Signal}}$... Anstiegszeit des gemessenen Signals

$t_{r \text{ mess}}$... gemessene (abgelesene) Anstiegszeit

$t_{r \text{ Scope}}$... Anstiegszeit des Oszilloskops ($0,35/f_G$)

Wirklich problematisch wird es nur bei stark nichtsinusförmigen Signalen, weil diese mehr und mehr sinusförmig (also verzerrt) abgebildet werden, je größer

das Verhältnis Signalfrequenz zu Scope-Grenzfrequenz wird.

Praktische Tastköpfe

Es ist relativ unkompliziert, einen Tastkopf zu bauen, der sich auf 1:1 und 1:10 einstellen lässt (Bild 4). Es genügt ja ein Schalter über dem hochohmigen Widerstand. In der Praxis sieht man auch zusätzliche Abgleich-elemente vor. So besitzt der in Bild 5 gezeigte Tastkopf neben dem Trimmer direkt im Kopf noch einen in einer kleinen Box vor dem Messgerät. Erster dient dem Abgleich besonders für niedrige Frequenzen (LF), zweiter dem Abgleich für hohe Frequenzen (RF). In der Schaltung, welche Bild 6 zeigt, erfolgt der Abgleich mit zwei Widerstands-trimmern (R2 und R3) und dem Trimmer C2.

Die Leitungslänge

Da die Kapazität der Leitung des passiven Tastkopfes direkt (1:1-Tastkopf) oder indirekt (1:10-Tastkopf) die Eingangskapazität des Tastkopfes bestimmt, sollte die Leitung nicht länger als nötig sein. Es lohnt sich, für verschiedene Messungen Tastköpfe mit verschiedenen langen Leitungen vorrätig zu haben.

Auch eine Kapazität stellt eine Belastung dar, da sie zwar keine Leistung verbraucht (in Wärme umwandelt), aber einen zum Betrag des Blindwiderstands indirekt proportionalen Strom hervorruft. Weiter wirkt eine Messgeräte-Eingangskapazität im HF-Bereich verstimmend, falls an Schwingkreisen oder Filtern gemessen wird. Mehr noch: Oft stört die Induktivität der Leiter auf der Tastkopfseite (Signalleitung und Masseleitung des Prüflings plus Masseleitung des Tastkopfs). Zusammen mit der Eingangskapazität des Tastkopfs bildet diese Induktivität einen Serienschwingkreis, dessen Resonanz sich als störender Überschwinger im Schirmbild zeigen kann (Bild 7). Man sollte daher immer so nahe wie möglich am Messpunkt ansetzen.

Jede Tastkopfleitung kann hingegen als homogen angesehen wer-

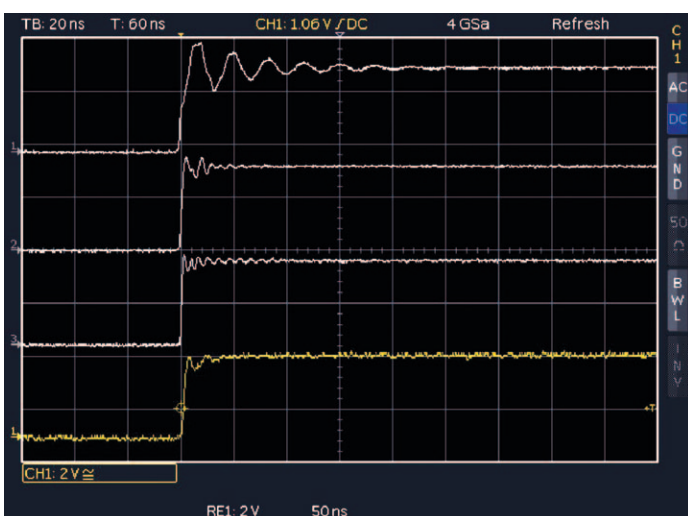


Bild 7: Starkes Überspringen durch ungünstigen Masseanschluss (ganz oben) im Vergleich zu relativ guten Anschlüssen (Quelle: [3])

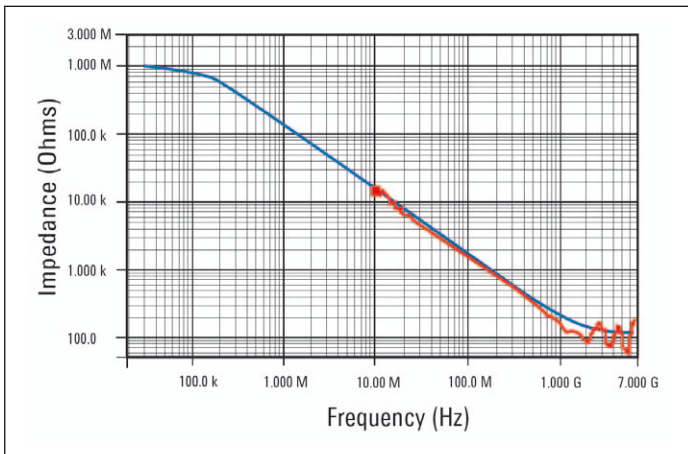


Bild 8: Die Eingangsimpedanz des aktiven Tastkopfs N2795A von Agilent sinkt ab 100 kHz (blau Simulation, rot gemessen)

den. Eine solche Leitung wird daher lediglich durch einen Wellenwiderstand und eine Dämpfung gekennzeichnet. Eine Resonanz mit der Scope-Eingangskapazität ist ausgeschlossen.

Spannungsfestigkeit mit 1:10-Tastkopf

Ein Neuntel der Eingangsspannung fällt am Trimmer ab, dessen Spannungsfestigkeit somit die Spannungsfestigkeit des Tastkopfs bestimmt. Diese kann aber geringer sein als der zehnfache Wert für das Oszilloskop. Doch das ist längst noch nicht alles: Die zulässige Spannung an Kondensatoren und somit Tastköpfen ist auch stark von der Frequenz abhängig, wie es ein Diagramm im Datenblatt darstellen sollte. Es gibt nämlich drei Frequenzbereiche mit eigenen Ursachen für die Begrenzung, nämlich Spannungsfestigkeit (Überschlagsfestigkeit), Leistung (Wärmeresistenz) und Strom (Leiterquerschnitt).

Gegenüber der pauschalen Aussage, an den Tastkopf könne eine zehnmal höhere Spannung gelegt werden als an das Oszilloskop, ist folglich Skepsis angebracht.

In der Regel wird die Spannungsfestigkeit über die Spitzenspannung definiert. Üblich sind 500 oder 600 V für niedrige Frequenzen.

Der Phasengang

Nur bei einem exakt abgeglichenen Tastkopf liegen Ein-

und Ausgangsspannung auch immer exakt in Phase. Falsch ist die Annahme, der Phasenfehler bei Über- oder Unterkompensation würde mit der Frequenz zunehmen – so wie sich etwa die Phasenverschiebung eines RC-Glieds mit der Frequenz immer mehr 90° annähert. Im Gegensatz zu solchen Vierpolen erreicht der Phasenfehler eines Teilertastkopfs bei der Übertragungsfrequenz sein Maximum, um danach wieder abzufallen. Praktisch spielt das „Problem Phasenfehler“ daher kaum eine Rolle.

Aktive Tastköpfe

Die aktiven Probes eliminieren das Problem der Zuleitung zum Messgerät, da sie wie Puffer wirken. Aktive Tastköpfe haben daher eine sehr geringe Eingangskapazität von z.B. nur 1,5 pF. Hinzu kommt, dass hohe Bandbreiten (über 1 GHz) möglich sind. Man ist daher gern bereit, den recht hohen Anschaffungspreis zu zahlen.

Die Spannungsverstärkung ist 1; mehr wird auch nicht benötigt, denn das Oszilloskop ist empfindlich genug. Doch bezüglich

Eingangsimpedanz ähnelt das Verhalten im HF-Bereich dem passiver Tastköpfe. Grundsätzlich also auch hier das Problem des mit der Frequenz fallenden Eingangswiderstands, wie es Bild 8 beispielhaft zeigt. Da das aktive Bauelement im Eingang jedoch eine Vorspannung benötigt, sind hier Querwiderstände unvermeidlich, sodass auch bei niedrigen Frequenzen Werte über 1 MOhm kaum erreicht werden (Bild 9). Setzt man gleich deutlich niedriger an, so gelingt es natürlich, den relativ niedrigen DC-Wert dann auch für Frequenzen bis z.B. 5 MHz recht konstant zu halten, wie das etwa bei einigen Hameg-Tastköpfen der Fall ist. Neue technische Möglichkeiten können die Breitbandverstärker in aktiven Tastköpfen nicht erschließen [4]; sie sind ähnlich wie Scope-Eingangsverstärker geschaltet, setzen z.B. auf einen Sperrschicht-FET in Source-Schaltung. Was von dessen Eingangsimpedanz zu erwarten ist, zeigt beispielhaft Bild 10. Addiert man die Werte für eine Frequenz quadratisch, erhält man den Leitwert der Eingangsimpedanz.

Jedoch entstehen gegenüber passiven Probes auch neue Schwierigkeiten. So ist der Eingang empfindlich gegen Überlastung, und über die Netzstromversorgung kann eine Masseschleife entstehen. Weiterhin ist im Gegensatz zum zulässigen Eingangsspannungsbereich (als Effektivwert oder +/-Spitzenwert angegeben) nur der deutlich kleinere lineare Bereich (meist als +/-Spitzenwert angegeben) für präzise Messungen geeignet. Die hohe Bandbreite wird schnell durch kleine Leitungslängen (Induktivitäten) zum eigentlichen Messpunkt hin eingeschränkt (Bild 11). Und schließlich: Der Eingang ist nur

bestimmungsgemäß geschützt, wenn am Tastkopf die Betriebsspannung anliegt.

Beim Einsatz von aktiven Probes muss man wie bei den passiven Tastköpfen auf die Harmonie zwischen Scope und Vorsatz achten. Auch hier ist bei hohen Frequenzen der ohmsche Anteil an der Eingangsimpedanz zu beachten; ein Aufsteck-Teiler bewirkt diesbezüglich aber oft Wunder, da es durch das direkte Aufstecken keine störende Kabelkapazität mehr gibt, siehe Bild 12. Erst teilen und dann die Impedanz wandeln, macht hier wirklich Sinn.

Fazit

Was im Gleichspannungsbereich für ein einfaches Multimeter kein Problem darstellt, nämlich ein sehr hochohmiger Eingang, ist im Hochfrequenzbereich nur schwer möglich. Wir haben das Frequenzverhalten des ohmschen Eingangswiderstands sorgfältig untersucht und exemplarisch für drei passive Tastköpfe dargestellt sowie den Verlauf der Eingangsimpedanz eines aktiven 1-GHz-Tastkopfs gesehen.

All das lehrt: Passive und aktive Tastköpfe müssen mit Verstand eingesetzt werden. Daher sollte man seinen Teiler gut kennen. Leider halten sich die meisten Hersteller mit der Darstellung der Eingangsimpedanz über der Frequenz sehr zurück, sowohl bei passiven als auch bei aktiven Tastköpfen. Eine eigene Ermittlung ist recht aufwändig. Man kann z.B. die Güte eines LC-Kreises zunächst in Serienresonanz und damit recht unabhängig von der Belastung, also recht genau bei verschiedenen Frequenzen ermitteln. Dann misst man die Güte in Parallelresonanz mit dem Tastkopf. Durch

Typische Werte für:	passive Tastköpfe	aktive FET-Tastköpfe (single ended)	aktive Differenz-Tastköpfe	passive Niederohm-Tastköpfe
Übertragungsverhältnis:	1:1 bis 1000:1	10:1	10:1 bis 2000:1	10:1, 20:1
Spannungsbereich:	600 V bis 40 kV	bis 25 V	70 V bis 14 kV	bis 20 V
Eingangsimpedanz:	10 MOhm/9,5 pF bis 100 MOhm/2 pF	100 kOhm/0,9 pF bis 2,5 MOhm/1,8 pF	50 kOhm/1,1 pF bis 10 MOhm/10 pF	500 Ohm/0,25 pF
Grenzfrequenz:	bis 500 MHz	bis 2,5 GHz	bis 2 GHz	bis 5 GHz

Bild 9: Darstellung allgemeiner Tastkopfdaten im Beitrag „Thema Tastkopf“ aus dem Internet

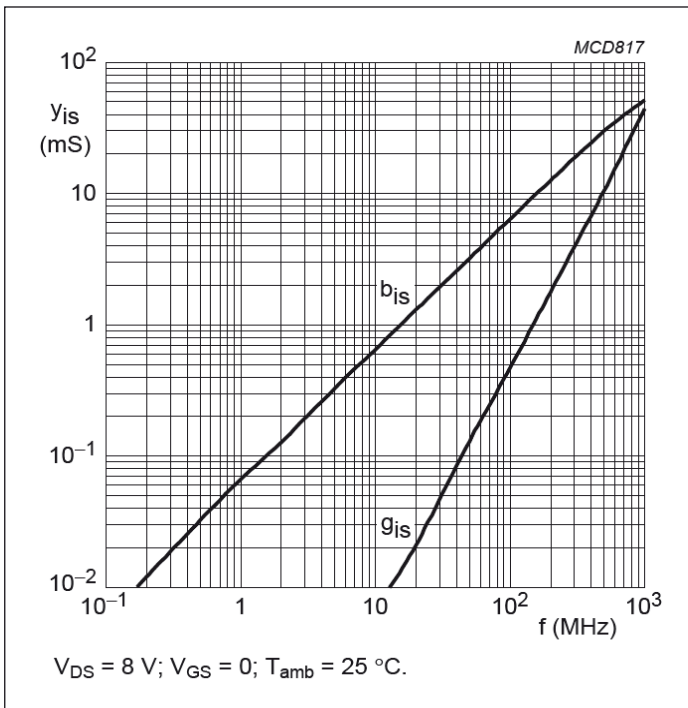


Bild 10: Frequenzabhängigkeit des Blindleitwerts und des ohmschen Leitwerts (entsprechender Widerstand z.B. 50 kOhm bei 20 MHz und 2,5 kOhm bei 100 MHz) in der Eingangsimpedanz des modernen S-FETs BF862 in Sorce-Schaltung

die mit steigender Frequenz nun stark zunehmende Belastung ergeben sich niedrigere Werte als zuvor. Nun kann man auf die Belastung zurückrechnen. Aus dem gesamten parallelen Verlustwiderstand eliminiert man

den Lastwiderstand, also den ohmschen Eingangswiderstand des Teilers. Der Verlustwiderstand des Kreises ist ja durch die unverfälschte Messung in Serienresonanz bekannt. Man kann bei Vorhandensein ent-

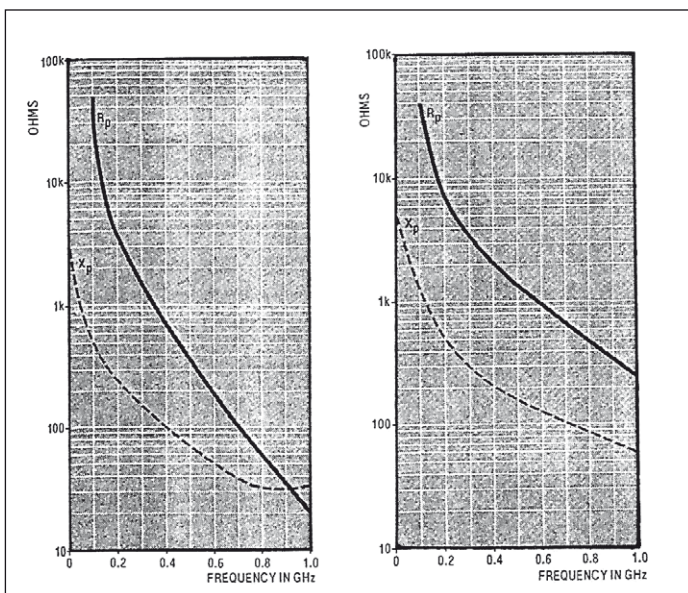


Bild 12: Ohmscher Anteil (obere Linie) und kapazitiver Blindanteil am Eingangswiderstand des aktiven Teilers P 6201 ohne (links) und mit (rechts) Aufsteckteiler. Bei 1 GHz beträgt R_p 20 bzw. 250 Ohm – ein beeindruckender Unterschied.

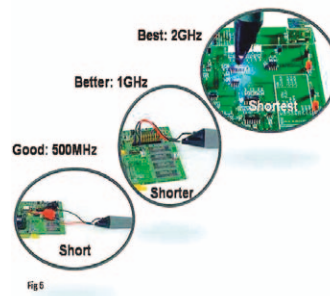


Bild 11: Anschauliche Darstellung der Wirkung der Leitungslänge zum Messpunkt (Quelle: [5])

sprechenden Equipments auch eine Eingangsimpedanzmessung vornehmen und den kapazitiven Anteil herausrechnen.

Tastköpfe mögen zwar tückisch sein, haben aber dennoch ihre Berechtigung. Denn der Direktanschluss ans Oszilloskop ist ebenso wie der (vermeintlich „lose“) Anschluss lediglich über eine kleine Koppelkapazität kein brauchbarer Weg: Auch ein 1-pF-Kondensator hat bei 10 MHz

nur -16 kOhm Blindwiderstand, über den dann der von 1 MOhm deutlich abweichende ohmsche Anteil der Scope-Eingangsimpedanz am Messpunkt liegt.

FS

Quellen:

[1] H. Schreiber: HF-Millivoltmeter für den Bereich 50 kHz bis 50 MHz, Funk-Technik 11/77

[2] Dr. C. Paul: gemessene Hameg-Tastkopf-Daten, E-Mail vom 11.2.2005 an Autor

[3] Hameg: Zubehör – Messfehlerminimierung durch richtigen Einsatz von passenden Tastköpfen (Internet)

[4] Jae-Yong Chang, Agilent Technologies: Design How-To Active probes: Why they are worth buying (Internet)

[5] Jae-Yong Chang, Kenny Johnson und Peter Kasenbacher: Messen mit dem Oszilloskop: Der richtige Tastkopf (Internet)

Teiler-Tastkopf-Tipps

1. Eine praktisch wertvolle Information ist der Verlauf des ohmschen Anteils über der Frequenz. Liefert der Hersteller diese Information nicht, sollte man den ohmschen Anteil zumindest abschätzen oder selbst ermitteln.
2. Die Bandbreite des Tastkopfs sollte mindestens dreimal so hoch sein wie die des Scopes. (Einige Hersteller geben die Systembandbreite Tastkopf/Scope an, das ist praxisgerecht.)
3. Beim „Umstieg“ auf ein anderes Oszilloskop und grundsätzlich nach einigen Monaten sollte neu abgeglichen werden. Tausch zwischen den Kanälen eines Geräts ist hingegen bedenkenlos möglich.
4. Bei modular aufgebauten Tastköpfen darf man keinesfalls die Kabel und die zugehörigen Kompensationseinheiten vertauschen.
5. Tastköpfe mit „langer Leitung“ sind möglichst zu vermeiden. Oft gelingt das Messen auch mit einem Tastkopf mit kurzem Kabel, wenn man Messobjekt und Scope räumlich konsequent zusammenbringt.
6. Ein ungünstiger Masseanschluss führt zu (mitunter enormen) Verzerrungen und/oder Störeinkopplungen. Statt einer Krokodilklemme bemühe man die mitgelieferten Masseschuhe. Tastkopfbuchsen haben sich als sehr gut brauchbar erwiesen.
7. Bevor man überhaupt misst, suche man den optimalen Mess- und Massepunkt in der Schaltung.
8. Bei Gütemessungen an Spulen/Parallelschwingkreisen sind die Reduktionskurven für Spannung und ohmschen Widerstand zu beachten. Der Tastkopf muss hier (kapazitiv oder induktiv und so konsequent wie möglich) angezapft angeschlossen werden.