

Moderne Oszilloskop-Meßtechnik Teil 12

Für genaue, realistische Meßsignaldarstellungen auf dem Oszilloskop-Bildschirm ist die Kenntnis der unvermeidbaren Signalbeeinflussungen durch Tastköpfe von ausschlaggebender Bedeutung.

10.2 Signalverfälschungen durch Belastung des Meßsignals mit dem Tastkopf

Für die richtige Signalbeurteilung insbesondere in kritischen Frequenz- und Amplitudenbereichen ist die Kenntnis unvermeidbarer Signalbeeinflussungen durch Tastköpfe von entscheidender Wichtigkeit.

Tastköpfe beeinflussen Ihre Messungen durch Belastung des zu prüfenden Schaltkreises. Der Belastungseffekt wird im allgemeinen als Impedanz bei einer spezifischen Frequenz angegeben und besteht aus einer Kombination von Widerstand und Kapazität.

Augenscheinlich hat die Quellimpedanz einen großen Einfluß auf den Effekt jeder spezifischen Tastkopfbelastung. Zum Beispiel würde ein Prüfling mit einer Ausgangsimpedanz nahe Null hinsichtlich Amplitude oder Anstiegszeit durch einen typischen passiven 10x-Tastkopf nicht wesentlich belastet. Wird der gleiche Tastkopf jedoch mit einem Testpunkt mit hoher Impedanz verbunden, wie dem Kollektor eines Transistors, könnte er Anstiegszeit und Amplitude des Signals beeinflussen.

10.2.1 Kapazitive Belastung

Um diesen Effekt zu illustrieren, nehmen wir einen Impulsgenerator mit einer

sehr schnellen Anstiegszeit. Wenn wir annehmen, daß die anfängliche Anstiegszeit Null war ($t_r = 0$), würde die Ausgangs- t_r des Generators durch den zugeordneten Widerstand und die Kapazität des Generators begrenzt. Dieses Integrationsnetzwerk produziert eine Ausgangs-Anstiegszeit, die $2,2 RC$ entspricht. Die Begrenzung wird aus der universellen Kurve der Zeitkonstante eines Kondensators abgeleitet.

Abbildung 51 zeigt den Einfluß des internen Widerstandes und der Kapazität auf den Äquivalent-Schaltkreis. Die Ausgangs-

Anstiegszeit berechnet sich nach der Formel

$$t_r = 2,2 \cdot R \cdot C.$$

Mit der angenommenen Dimensionierung kann die Anstiegszeit zu keiner Zeit schneller als $2,2 \text{ ns}$ sein.

Wird zur Messung dieses Signals ein typischer passiver Tastkopf verwendet, wird die spezifizizierte Eingangskapazität und der Widerstand des Tastkopfes, wie in Abbildung 52 gezeigt, dem Schaltkreis hinzuzugediert.

Da der hier verwendete Tastkopf einen

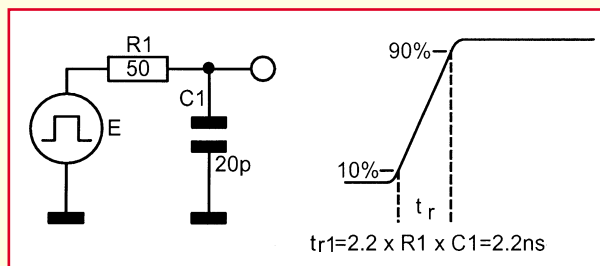


Bild 51: Die Impedanz der Quelle R 1 und C 1 bestimmen die maximale Anstiegszeit

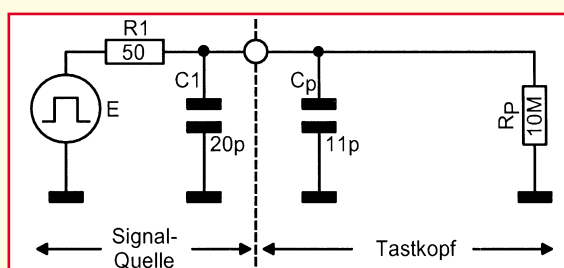


Bild 52: Signalquelle mit angeschlossnem passiven Tastkopf.

Eingangswiderstand von 10 MΩ aufweist, kann die Signalverfälschung durch die Widerstandsbelastung (10 MΩ zu 50 Ω) ignoriert werden.

Abbildung 53 zeigt die entstandene Ersatzschaltung der Signalquelle mit angeschlossener passiver Tastkopf. Die Berechnung der Anstiegszeit nach obiger Formel ergibt einen Wert von 3,4 ns. Gegenüber dem unbelasteten Schaltkreis haben wir eine gravierende Vergrößerung der Anstiegszeit um 1,2 ns.

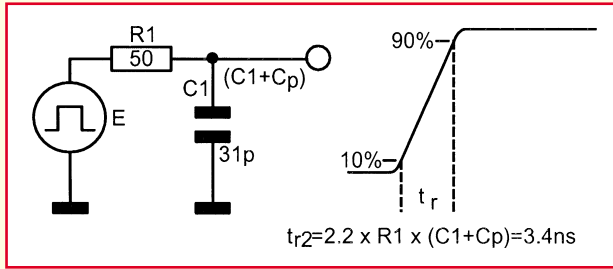


Bild 53: Ersatzschaltung der Signalquelle mit angeschlossener Tastkopf

Die prozentuale Veränderung der Anstiegszeit berechnet sich wie folgt:

$$\begin{aligned} \text{\% -Veränderung} &= \frac{tr_2 - tr_1}{tr_1} \cdot 100 \\ &= \frac{3,4 - 2,2}{2,2} \cdot 100 \\ &= 54,5 \text{ \%} \end{aligned}$$

Ein anderer Weg, um den Einfluß der Kapazität der Tastkopfspitze auf eine Quelle zu schätzen, liegt in der Berechnung von dem Verhältnis der Tastkopfspitzen-Kapazität (auf dem Tastkopf angegeben) zu der bekannten oder geschätzten Kapazität der Quelle.

Für die Berechnung werden nun direkt die Kapazitäten in nachfolgende Formel eingesetzt:

$$\begin{aligned} \text{\% -Veränderung} &= \frac{C_{\text{Tastkopf}}}{C_{\text{Quelle}}} \cdot 100 \\ &= \frac{11 \text{ pF}}{20 \text{ pF}} \cdot 100 \\ &= 55 \text{ \%} \end{aligned}$$

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß beim Einsatz passiver Tastköpfe mit hoher Impedanz jede hinzugefügte Kapazität die Anstiegszeit der Quelle verlängert.

Allgemein gesagt, je größer das Teilverhältnis, desto niedriger die Kapazität an der Spitze. Wenn wir uns hierzu die technischen Daten (Tabelle 1) einiger Tastteiler ansehen, finden wir diese Aussage bestätigt.

10.2.2 Kapazitive Belastung: Sinussignal

Bei der Messung von Sinussignalen muß der kapazitive Blindwiderstand des Tastkopfes bei der Betriebsfrequenz berücksichtigt werden.

Die Gesamtimpedanz, wie sie an der Tastkopfspitze erscheint, ist eine Funktion der Frequenz und wird mit Rp bezeichnet.

Zusätzlich zu den kapazitiven und resistiven Elementen dienen in gewissem Grade eingebaute induktive Elemente zum Ausgleich der reinen kapazitiven Belastung.

Abbildung 54 zeigt die typische Eingangsimpedanz Rp eines 10MΩ-Passiv-Tastkopfes. Mit Xp ist zusätzlich der reine kapazitive Blindwiderstand angegeben.

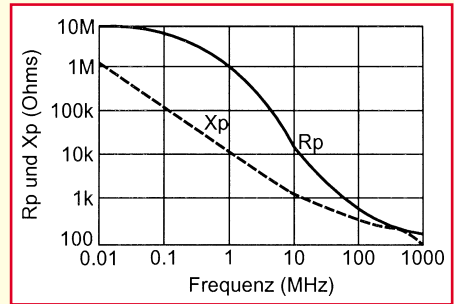


Bild 54: Xp und Rp eines 10MΩ-Passiv-Tastkopfes

Diese Kurven finden sich in der Regel nur bei sehr hochwertigen Tastteilern.

Falls Sie darauf keinen Zugriff haben und im Notfall die Belastung durch den Tastkopf berechnen wollen, können Sie die nachstehende Formel verwenden:

$$X_p = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$$

Xp = kapazitiver Blindwiderstand (Ohm)
f = Interessierende Frequenz

C = Kapazität an der Tastkopfspitze (auf dem Tastkopfgehäuse angegeben).

Der passive Standard-10:1-Tastteiler aus Tabelle 1 hat mit seiner Kapazität von 14 pF bei einer Meßfrequenz von 50 MHz einen kapazitiven Blindwiderstand (Xp) von ca. 227 Ω.

Abhängig von der Impedanz der Quelle natürlich, könnte diese Belastung schon einen großen Einfluß auf die Signalamplitude und sogar auf die Arbeitsweise des Schaltkreises selbst haben.

10.2.3. Belastung durch Widerstand

Bei allen praktischen Anwendungen hat ein passiver 10x-10MΩ-Tastkopf nur wenig Einfluß auf die heutigen Schaltkreise, was die Belastung durch einen Widerstand betrifft. Wie wir vorher gesehen haben, bringen sie jedoch eine relativ hohe kapazitive Belastung mit sich.

10.2.4 Spezielle Tastköpfe für niedrige Signalbeeinflussung

Ein passiver „Low-Z“-Tastkopf bietet eine sehr niedrige Kapazität an der Tastkopfspitze auf Kosten einer relativ hohen Widerstandsbelastung. Ein typischer 10x-„50Ω“-Tastkopf hat eine Eingangskapazität von 1pF und eine Widerstandsbelastung von 500 Ω. Abbildung 55 zeigt den Schaltkreis und das Äquivalent-Modell dieses Tastkopftyps.

Diese Konfiguration bildet einen HF-10x-Spannungsteiler. Nach der Theorie für Übertragungsleitungen „sieht“ der 450Ω-Widerstand an der Tastkopfspitze an seinem anderen Ende einen reinen 50Ω-Widerstand, und zwar ohne C- oder L-Anteil.

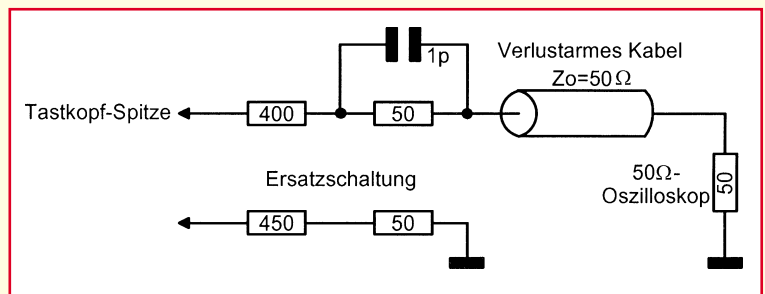


Bild 55: Schaltbild eines passiven Low-Z-Tastkopfes

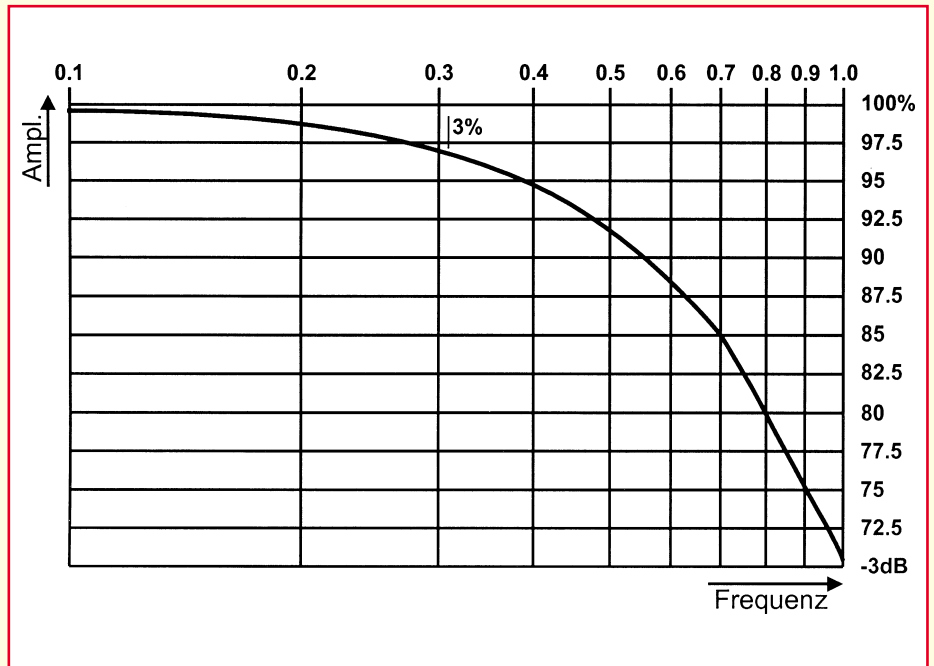
Tabelle 1: Technische Daten passiver Tastteiler (Auszug aus ELV-Katalog 96, Seite 17)

Typ	Teilerfaktor	Kapazität
TT-LF112	1 : 1	45 pF
TT-LF212	10 : 1	14 pF
TT-HV150	100 : 1	4 pF

le. Da es sich um keinen kapazitiven Teiler handelt, ist auch keine NF-Kompensation erforderlich.

Low-Z-Tastköpfe sind typisch für hohe Bandbreiten (bis zu 3,5 GHz und An-

Bild 57: Gedehnter Bereich aus der Oszilloskop-Frequenzgangkurve.



stiegszeiten bis 100 ps) und am besten geeignet für Messungen der Anstiegszeit. Sie können jedoch die Pulsamplitude durch einfache Widerstandsteiler-Aktivität zwischen der Quelle und der Last (Tastkopf) beeinflussen. Wegen ihrer Widerstandsbelastung arbeitet diese Art Tastkopf am besten an Prüflingen mit einer Impedanz von 50 Ω oder weniger.

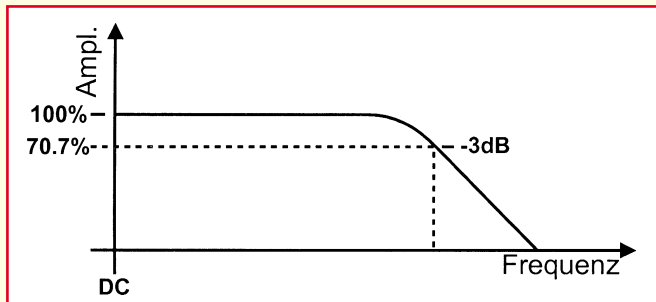


Bild 56: Typischer Frequenzgang eines Oszilloskopsystems

Beachten Sie auch, daß diese Tastköpfe nur an 50Ω-Oszilloskop-Eingängen arbeiten. Sie werden typisch eingesetzt mit schnellen (500 MHz bis 1 GHz) Echtzeit-Oszilloskopen oder Oszilloskopen, die nach dem Samplingprinzip arbeiten.

Ein Bias/Offset-Tastkopf ist ein spezieller Low-Z-Tastkopf, der in der Lage ist, eine variable Offsetspannung (Bias) an der Tastkopfspitze bereitzustellen.

Bias/Offset-Tastköpfe sind besonders für den Anschluß von schnellen ECL-Schaltkreisen geeignet, wo ohmsche Lasten den Arbeitspunkt verändern können.

Wie wir aus dem Vorstehenden entnehmen, gibt es den total „lastfreien“ Tastkopf nicht. Dennoch gibt es einen Tastkopftyp, der in gewissen Grenzen dieser wünschenswerten Eigenschaft sehr nahe kommt. Diese sogenannten aktiven Tastköpfe bieten im allgemeinen hohe Eingangswiderstände bei kleinen Eingangskapazitäten, haben jedoch den Nachteil eines relativ begrenzten dynamischen Bereichs. Auf diese speziellen Tastköpfe gehen wir im weiteren Verlauf dieser Artikelserie noch gesondert ein.

10.3 Signalverfälschung durch begrenzte Meßbandbreite des Tastkopfes

Die Bandbreite ist der Punkt auf der Frequenzachse gegen die Amplitude, an dem das Meßsystem einen Pegel zeigt, der 3 dB unterhalb des Start- (Referenz-) Pegels liegt. Abbildung 56 zeigt die typische Frequenzkurve eines Oszilloskopsystems.

Bei dieser Art Frequenzgang besteht zwischen der Bandbreite und der Anstiegszeit folgende Beziehung:

$$Tr = \frac{35}{BW} \text{ oder einfach}$$

$$\text{Anstiegszeit (ns)} = \frac{350}{\text{Bandbreite (MHz)}}$$

Tr: Anstiegszeit

BW: Bandbreite

An der spezifizierten Bandbreitengrenze besitzt das System somit eine um -3 dB (30 %) niedrigere Amplitude. Abbildung 57 zeigt den gedehnten 3dB-Bereich aus Bild 56.

Die horizontale Skala zeigt den Abweichungsfaktor der Eingangsfrequenz, der bei einem Oszilloskop mit spezifischer Bandbreite zum Erreichen von Genauig-

keiten besser als 30 % notwendig ist. Ohne Abweichung wird z. B. ein „100MHz“-Oszilloskop bei 100 MHz (1,0 in der Grafik) einen Amplitudenfehler von bis zu 30 % haben. Wenn dieses Oszilloskop eine Amplitudengenauigkeit über 3 % haben soll, muß die Eingangsfrequenz auf etwa 30 MHz (100 MHz x 0,3) begrenzt werden.

Als Daumenregel wählt man für Amplitudenmessungen innerhalb 3 % bei einer spezifischen Frequenz ein Oszilloskop mit mindestens dem Vierfachen der spezifizierten Bandbreite.

Wenn wir diese Betrachtungen nun im Zeitbereich, d. h. bei der Messung von Anstiegszeiten fortführen, so müssen wir, um die richtige Anstiegszeit eines Signals zu ermitteln, eine Korrekturrechnung wie folgt durchführen:

$$Tr_{\text{Signalquelle}} = \sqrt{Tr_{\text{Bildschirm}}^2 - Tr_{\text{Meßsystem}}^2}$$

$Tr_{\text{Signalquelle}}$ = tatsächliche Anstiegszeit des zu messenden Signals

$Tr_{\text{Bildschirm}}$ = abgelesene Anstiegszeit auf dem Bildschirm des Oszilloskops

$Tr_{\text{Meßsystem}}$ = Anstiegszeit des Meßsystems, bestehend aus Oszilloskop und Tastkopf

Wichtig ist in diesem Zusammenhang, daß bei der Bestimmung der Meßsystembandbreite der Tasteiler mit einbezogen werden muß, und keineswegs nur die Anstiegszeit/Bandbreite des eigentlichen Oszilloskops zu betrachten ist.

Im dreizehnten Teil dieser Artikelserie befassen wir uns mit weiteren Signalverfälschungen, wie sie durch Tastkopf-Masseleitungen hervorgerufen werden. **ELV**