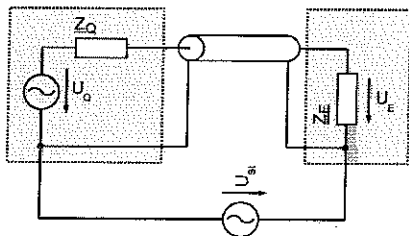


4 Kopplung von Systemen

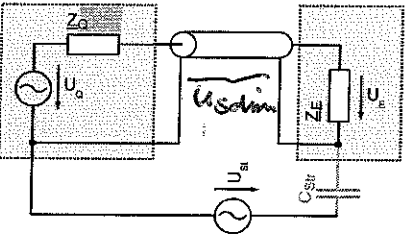
4. Kopplung von Systemen
Erdschleifen

Erdschleifen



Erdschleife durch Mehrfacherdung:

- Gleichtaktspannung hervorgerufen durch Induktion oder unterschiedliche Erdpotentiale
- Innenleiter und Mantel parallel zu U_g
- Spannungsteiler aus Quell- und Empfängerimpedanz
- Gegentaktspannung durch Spannungsabfall an Empfängerimpedanz
- > Gleichtakt-Gegentakt-Konversion



Gleichtakt-Gegentakt-Konversionsfaktor:

$$GKGF = \frac{|U_g(\omega)|}{|U_s(\omega)|} = \frac{|Z_g|}{|Z_s + Z_g|}$$

Gleichtakt-Gegentakt-Dämpfung:

$$GGD = 20 \lg \frac{|U_g(\omega)|}{|U_s(\omega)|}$$

Erdschleife aufgetrennt:

Zusätzliche Spannungsteilung zwischen Streukapazität und Impedanz des Schirms:

$$\frac{|U_g(\omega)|}{|U_s(\omega)|} = \frac{|Z_g + Z_d|}{|Z_s|} \cdot \frac{|Z_s + Z_d|}{|Z_g|}$$

Wie viel vom Gleichtakt-Signal geht verloren wegen Spannungsabfall als Gegentakt-Signal

Man kann Störsignal und Rauschsignal nicht mehr von wanted unterscheiden

Aufheben
-> immer noch Kopplung durch Kap.
-> entscheidend ist aber Spannungsabfall über Schirm

ElSys Folie 1
Dr.-Ing. M. Sack

Das letzte Mal haben wir die verschiedenen Kopplungsmechanismen galv. Kopplung, magn. Kopplung, el. Kopplung und Strahlungskopplung im Zusammenhang mit dem Leiterplattenentwurf betrachtet. Heute kommen wir zur Kopplung verschiedener Leiterplatten bzw. Systeme.

Aus Sicherheitsgründen ist es empfehlenswert, elektrische Geräte, die mit Netzspannung arbeiten, mit dem Schutzleiter zu verbinden. So sind beispielsweise die BNC-Eingangsbuchsen eines üblichen Oszilloskops über den Schutzleiter geerdet. Wie wir schon das letzte Mal am Beispiel der Strommessung gesehen haben, kann dies zu einer Erdschleife führen.

Betrachten wir das Problem der Erdschleifen nun etwas genauer:

Das Bild zeigt zwei Systeme, die über eine Koaxialleitung miteinander verbunden sind. Das linke System sendet über die Leitung die Signalspannung U_q an das rechte Gerät. Gleichzeitig sind beide Geräte über eine Erdverbindung miteinander gekoppelt. In der Erdleitung zwischen den beiden Systemen wirkt eine Störspannung. Die Störspannung verschiebt die Potentiale der Senderausgangsleitungen gegenüber dem Empfängerereingangsleitungen in die gleiche Richtung. Man spricht daher auch von einer Gleichtaktspannung. Das Nutzsignal liegt dagegen zwischen der Hin- und Rückleitung im Gegentakt an.

Ursache der Störspannung kann z.B. wie schon gesehen eine Induktionsspannung in der Leiterschleife sein, oder die beiden Systeme befinden sich etwas entfernt voneinander auf unterschiedlichen Erdpotentialen, hervorgerufen durch vagabundierende Ströme im Erdreich (z.B. von Bahnanlagen: 16 2/3 Hz-Wechselströme). Innenleiter und Schirmleiter liegen parallel zur Störspannung und werden gleichsinnig von einem Störstrom durchflossen. Das Nutzsignal durchfließt Innenleiter und Schirm dagegen gegensinnig.

Für den Zweig durch den Innenleiter wirken Sender- und Empfängerimpedanz als Spannungsteiler. Entsprechend dem Teilverhältnis liegt ein Teil der Störspannung über der Empfängerimpedanz an.

Für den Empfänger ist sie nicht mehr vom Gegentaktssignal, dem Nutzsignal, zu unterscheiden.

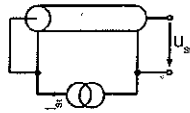
Man spricht von einer Gleichtakt-Gegentakt-Konversion.

Der Anteil der Gleichtaktspannung, der am Empfänger ansteht, wird durch den Gleichtakt-Gegentakt-Konversionsfaktor beschrieben. Den Kehrwert in logarithmischer Darstellung bezeichnet man als Gleichtakt-Gegentakt-Dämpfung.

Abhilfe schafft das Auftrennen der Erdleitung. Das gelingt aber meist nicht ganz perfekt. Es verbleibt eine Streukapazität. Bei aufgetrennter Erdschleife wirkt nun eine zusätzliche Spannungsteilung aus der Impedanz der Streukapazität und der Impedanz des Kabelschirms. Die Potentialdifferenz zwischen den beiden Baugruppen entspricht dann dem Spannungsabfall, den der Störstrom entlang des Kabelschirms hervorruft.

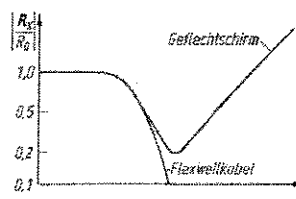
Kopplungsimpedanz

Messung der Kopplungsimpedanz



$$Z_K(\omega) = \frac{U_g(\omega)}{I_g(\omega) \cdot I}$$

Frequenzgang der Kopplungsimpedanz



EISys Folie 2

Dr.-Ing. M. Sack

Die Kopplungsimpedanz ist das Verhältnis aus innerem Spannungsabfall z.B. eines Koaxialkabels und dem Störstrom durch den Schirm oder Mantel, der den Spannungsabfall hervor ruft. Messtechnisch bestimmt man die Kopplungsimpedanz eines Kabels wie folgt: Auf der einen Seite wird der Innenleiter mit dem Schirm verbunden. Auf der anderen Seite wird ein Spannungsmesser zwischen Innenleiter und Schirm angeschlossen. Nun prägt man mittels einer Stromquelle einen Strom durch den Kabelschirm ein und misst mit dem Spannungsmesser die Störspannung. Voraussetzung für diese Betrachtung ist, dass sich die Leitung elektrisch kurz verhält (Länge $l \ll \lambda/4$). Vergleicht man die Definition der Kopplungsimpedanz mit dem gerade betrachteten Fall, fällt auf, dass die Kopplungsimpedanz die für die Beeinflussung durch Gleichtakt-Gegentakt-Konversion ungünstigste Paarung aus Quellen- und Empfängerimpedanz beschreibt, nämlich Quellenimpedanz Null und Empfängerimpedanz unendlich.

Die Kopplungsimpedanz einer Koaxialleitung stellt einen komplexen, frequenzabhängigen Widerstand dar. Das Bild zeigt den Frequenzgang der Kopplungsimpedanz für zwei Leitungsarten: ein Koaxialkabel mit Kupfergeflechschirm und ein sog. Flexwellkabel mit einem Mantel aus einem gewellten, nahtlos verschweißten Metallrohr.

Bei Gleichstrom und geringen Frequenzen ist die Kopplungsimpedanz nur durch den ohmschen Widerstand des Mantels bzw. Schirms bestimmt. Bei höheren Frequenzen kommt es zu einer merklichen Stromverdrängung in den Außenbereich des Schirms. An der Innenseite fließt weniger Störstrom, was zu einem geringeren Spannungsabfall am inneren System führt. Beim Geflechschirm greift das Magnetfeld nach innen durch und bewirkt eine Induktionsspannung, die frequenzproportional ansteigt. Bei hohen Frequenzen überwiegt sie und führt zum Anstieg der Kopplungsimpedanz.

Skinieffekt

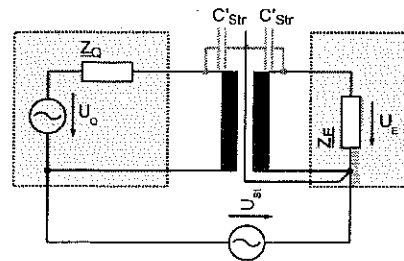
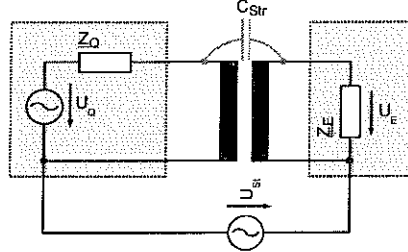
Je kleiner die Kopplungsimpedanz ist, umso geringer ist die Störspannung. Benötigt man besonders kleine Kopplungsimpedanzen, kann man doppelt und dreifach geschirmte Kabel oder auch Flexwell-Kabel verwenden, oder man legt das Kabel in ein Metallrohr.

Nach dem beschriebenen Prinzip können Störströme auch entlang von Masseplätzen auf Leiterplatten oder an Steckverbindern Störspannungen bewirken. Ggf. muss man bei der Auslegung und der Wahl der Masseanschlussstelle aufpassen.

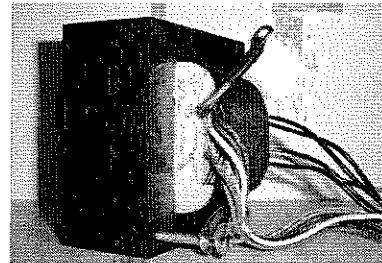
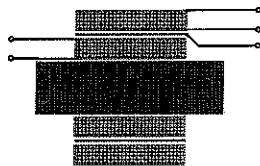
Achtung bei Leiterplatten

Trenntransformatoren

Auftrennen der Erdschleife:



Ggf. Schirmlage zwischen den Wicklungen:



Eine Möglichkeit, die Masseschleife aufzutrennen, bieten Trenntransformatoren. Im oberen, linken Bild wird das Signal über einen Trenntrafo geführt. Als Streukapazität wirkt die Kapazität zwischen den Trafowicklungen.

Mit einer Schirmlage kann man die Kopplungsimpedanz des Systems weiter verringern: Eine Schirmlage ist eine Metallfolie, die zwischen zwei Wicklungen eines Trafos angeordnet ist. Natürlich darf diese Folie keine Kurzschlusswindung bilden; Anfang und Ende sind gegeneinander isoliert. Die Schirmlage ist mit einem separaten Anschluss versehen. Das rechte Bild zeigt eine Anordnung, bei der die Schirmlage mit der empfängerseitigen Masseleitung verbunden ist. Die Streukapazität teilt sich dadurch auf. Ein Teil des Störstroms fließt durch die separate Leitung von der Schirmlage zur Erde hin ab. Dadurch verringert sich der Spannungsabfall längs der Masseleitung zwischen Trafo und Empfänger. Je nach baulichen Gegebenheiten kann es günstiger sein, die Schirmlage mit der senderseitigen Masse zu verbinden. Das hängt davon ab, an welcher Stelle die Gleichtaktspannung einkoppelt. Es sollte nach Möglichkeit nur ein kurzes Stück der Signalmasse vom Störstrom durchflossen sein. Je nach Gegebenheiten kann es notwendig sein, einen Transformator mit bis zu 3 aufeinander liegenden Schirmen einzusetzen. Die beiden äußeren Schirme sind mit ihren jeweils nächstliegenden Wicklungen verbunden (Schaltungsmassen), die mittlere Lage mit Erde.

Oft setzt man den Trenntrafo nicht im Signalfeld, sondern in der Netzversorgung der Geräte ein. Dann muss man sich nicht um die Übertragungseigenschaften des Trenntrafos im Frequenzbereich des Signals kümmern. Das Foto zeigt einen Netztransformator mit einer Schirmlage zwischen dem netzseitigen Wicklungssystem und dem geräteseitigen Wicklungssystem. Beide Systeme bestehen aus mehreren Einzelwicklungen. Die Anschlüsse der beiden Systeme sind nach unterschiedlichen Seiten hin herausgeführt. Die Schirmlage ist mit dem grün-gelben Draht verbunden.

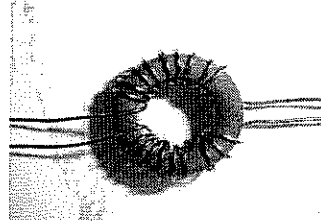
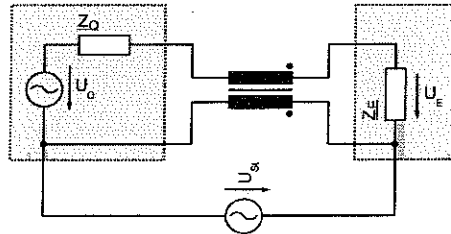
Da solche Trafos mit Schirmlage naturgemäß etwas teurer sind, kommen bei vielen Geräten nur Transformatoren ohne Schirmlage zum Einsatz. Bei billigen Labornetzgeräten kann man beispielsweise zwischen den Ausgangsbuchsen und Masse (d.h. PE) eine Wechselspannung von mehreren 10 Volt messen. Die Ausgangsbuchsen sind im Allgemeinen nicht mit Masse verbunden.

Diese Spannung koppelt von der Phase L über die Streukapazität des Trafos über. Abhilfe schafft die externe Erdung einer Ausgangsbuchse. Manchmal ist man aber auf eine potentialgetrennte Versorgung angewiesen. In diesem Fall kann man probieren, ob es hilft, den Netzstecker zu drehen. Liegt nämlich die Spulenlage, die mit dem N-Leiter verbunden ist, gegenüber der Niederspannungswicklung, wirkt diese Spulenlage fast wie eine Schirmlage.

Stedat dachem
Spannung an kapaz. kpl. in d. d. d.
Transformator
gekoppelter
Trafo spule
auf Erde kpl.
→ geringe
Gesamtspannung

Nach hat
immer noch
eine kapazitive
Kopplung

Neutralisierungstransformator (Stromkompensierte Drossel)

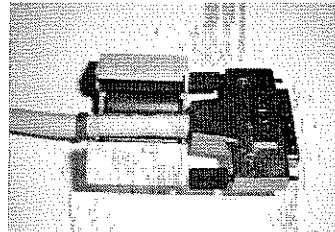


Prinzip:

- Spulen gleichsinnig gewickelt:
- Bei entgegengesetztem Stromfluss: Flusskompensation
-> geringe Induktivität
- Bei gleichsinnigem Stromfluss: Flussaddition
-> große Induktivität

Höhere Frequenzen ($f > 1 \text{ MHz}$):

Ferritperlen als Neutralisierungstrafos



Für Übertragung von DC Komponenten

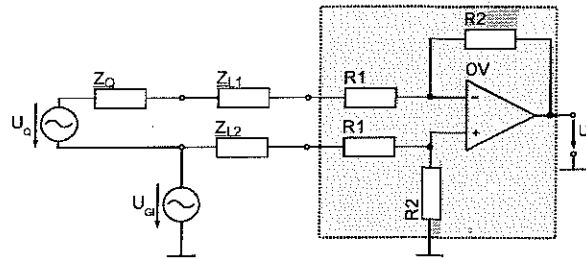
Trenntransformatoren im Signalpfad kann man nicht einsetzen, wenn gleichstromkomponenten übertragen werden sollen. Hier hilft ein Neutralisierungstrafo (oder stromkompensierte Drossel). Der Neutralisierungstrafo besteht aus zwei Wicklungen, die gleichsinnig über einen Kern gewickelt sind. Der Signalstrom bewirkt einen entgegengesetzten Stromfluss in beiden Wicklungen. Dadurch heben sich die magnetischen Flüsse beider Spulen gegenseitig zum großen Teil auf. Dadurch besitzt die Anordnung nur eine kleine Induktivität.

Ein Gleichtaktstrom durchfließt beide Spulen gleichsinnig. Dann addieren sich die Flüsse beider Spulen und die Anordnung besitzt eine große Induktivität.

Der Neutralisierungstrafo stellt also für Gegentaktsignale eine geringe Induktivität und für Gleichtaktsignale eine große Induktivität dar.

Für höhere Frequenzen ab ca. 1 MHz setzt man Ferritperlen ein, durch die das Kabel gesteckt wird. Sie verknüpfen die magnetischen Flüsse von Hin- und Rückleiter. Damit wirken sie wie ein Neutralisierungstrafo mit nur je einer Windung. Solche Ferritperlen haben Sie sicher schon an Druckerkabeln oder Monitorkabeln gesehen. Es gibt sie auch als Klapp-Version zum nachträglichen Einbau (Foto).

Differenzverstärker



Idealer Differenzverstärker:

- Gleichtaktverstärkung für reines Gleichtaktsignal Null

Realer Differenzverstärker:

$$- CMRR = \frac{A_D}{A_{CI}}$$

Unsymmetrien im Signalkreis reduzieren Gleichtaktunterdrückung:

$$\frac{U_{CI}(\omega)}{U_S(\omega)} = \frac{Z_E}{Z_E + Z_{L1} + Z_{LQ}} \cdot \frac{Z_E}{Z_E + Z_{L2}}$$

Verstärkt ~~nur~~ nur die Differenz

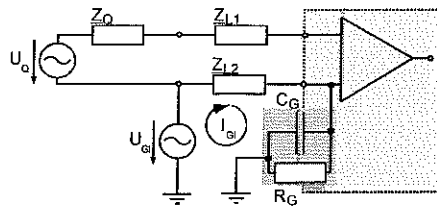
Eine andere Möglichkeit, ein Gleichtaktsignal zu unterdrücken, bietet der Einsatz eines Differenzverstärkers. Ein idealer Differenzverstärker verstärkt nur die Spannungsdifferenz an seinen Eingängen und unterdrückt damit ein Gleichtaktsignal. Ein realer Differenzverstärker arbeitet nicht ganz so ideal: In Datenblättern beschreibt das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis CMRR (Common mode rejection ratio) das Verhältnis aus Differenz- zu Gleichtaktverstärkung. Übliche Werte liegen bei 100 dB in log. Darstellung ($20 \log(A_D/A_{CI})$).

Allerdings reduzieren Unsymmetrien im Signalkreis die Gleichtaktunterdrückung. Betrachten wir das Bild: In diesem Beispiel ist ein OP als Differenzverstärker beschaltet. Die Eingangswiderstände dieser Schaltung sind nicht unendlich hoch, so dass Eingangsströme fließen. Nehmen wir zur Vereinfachung an, dass beide Eingänge des Differenzverstärkers die gleiche Impedanz Z_E zur Erde hin besäßen. Die Unsymmetrie beider Kreise wird dann durch die unterschiedlichen Leitungsimpedanzen von Hin- und Rückleiter (Z_{L1} , Z_{L2}) und besonders durch die Quellenimpedanz Z_Q bestimmt.

Entsprechend ergibt sich der Gleichtakt-Gegentakt-Konversionsfaktor.

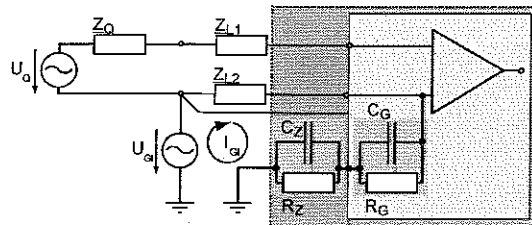
Das eingekoppelte Signal kann also minimiert werden, wenn die Quellenimpedanz möglichst klein ist, oder die Eingangsimpedanz des Verstärkers möglichst hoch ist. (Natürlich gibt es noch den theoretischen Spezialfall, dass man durch abgestimmte Eingangswiderstände des Verstärkers zu einer Art Brückenabgleich kommt). Reale Differenzverstärker zur Gleichtaktunterdrückung besitzen als Eingangsstufen daher meist hochohmige Spannungsfolger.

Schutzschirmtechnik



Gehäuse schwebend,
Masseverbindung über Streukapazität
und Isolationswiderstand
-> geringer Reststrom durch Z_{L2}

Gehäuse schwebend, um Schutzschirm
Masseverbindung über Streukapazität
und Isolationswiderstand des Schutzschirms
Niederohmige Schirmverbindung
-> nahezu kein Reststrom durch Z_{L2}



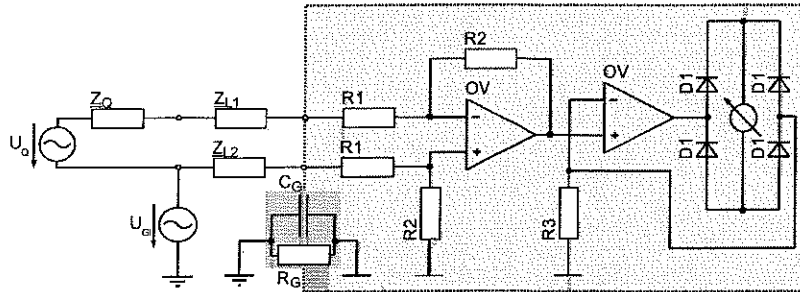
Der hier gezeichnete Differenzverstärker habe solche hohen Eingangswiderstände. Aber insbesondere bei der Messung von kleinen Spannungen (Thermoelemente, Dehnmessstreifen) reicht das Störunterdrückungsverhältnis eines Differenzverstärkers oft nicht aus. Und wenn man kleine Spannungsdifferenzen bei hohen Signalpegeln messen möchte überschreitet man bei weitem die zulässigen Eingangsspannungsbereich üblicher Verstärker. In beiden Fällen ist es sinnvoll, den Verstärker in ein potentialmäßig frei schwebendes Gehäuse einzubauen. Dennoch gibt es eine Masseverbindung über Streukapazitäten und den Isolationswiderstand. Beides bewirkt einen geringen Reststrom durch Z_{L2} und damit einen Störspannungsabfall.

Abhilfe schafft hier ein Schutzschirm. Der Schutzschirm umgibt im Gehäuseinnern die empfindliche Verstärkerschaltung. Über eine separate Leitung, z.B. einen weiteren Kabelschirm, ist der Gehäuseschirm niederohmig mit der Masseseite der Signalquelle verbunden. Die Impedanz zwischen Schaltung und Schutzschirm ist damit spannungslos. Statt dessen fällt die Spannung über der Impedanz zwischen Schutzschirm und Gehäusewand ab.

Die Schutzschirmtechnik kommt nur bei Gleichspannung und niederen Frequenzen zum Einsatz. Bei höheren Frequenzen werden die Kapazitäten C_G und C_Z niederohmig und die Leitungsinduktivitäten bestimmen die Stromaufteilung.

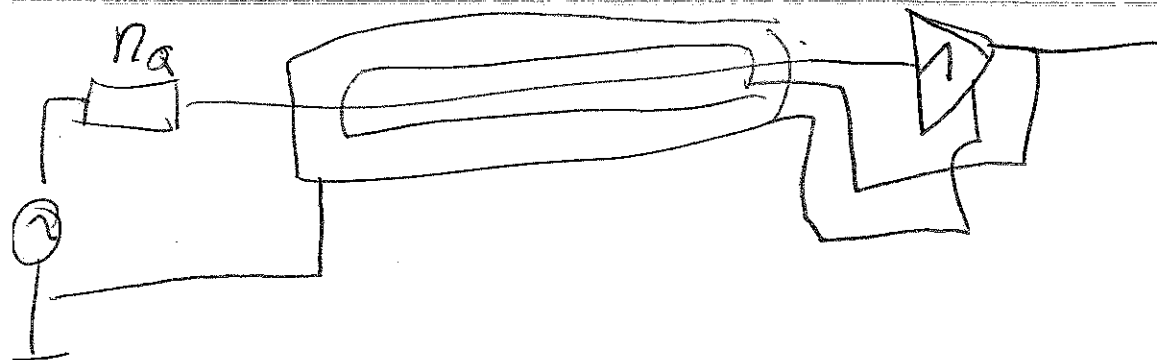
Für höhere Frequenzen bietet sich ein koaxialer Aufbau mit einem weiteren, äußeren Schirm an, der mit dem Schirmgehäuse verbunden ist. Der hochfrequente Störstrom fließt dann aufgrund des Skin-Effekts bevorzugt auf dem äußeren Schirm zum Schirmgehäuse und weiter zur Masse hin ab (Bypass-Technik). Bei Bedarf kann man die Impedanz des inneren Systems (Innenleiter / innerer Schirm) durch Ferritringe für Gleichtakt-Signale zusätzlich erhöhen. Die Ferritringe sind dann natürlich innerhalb des äußeren Schirms angeordnet.

Beispiel: Symmetrischer Messverstärker

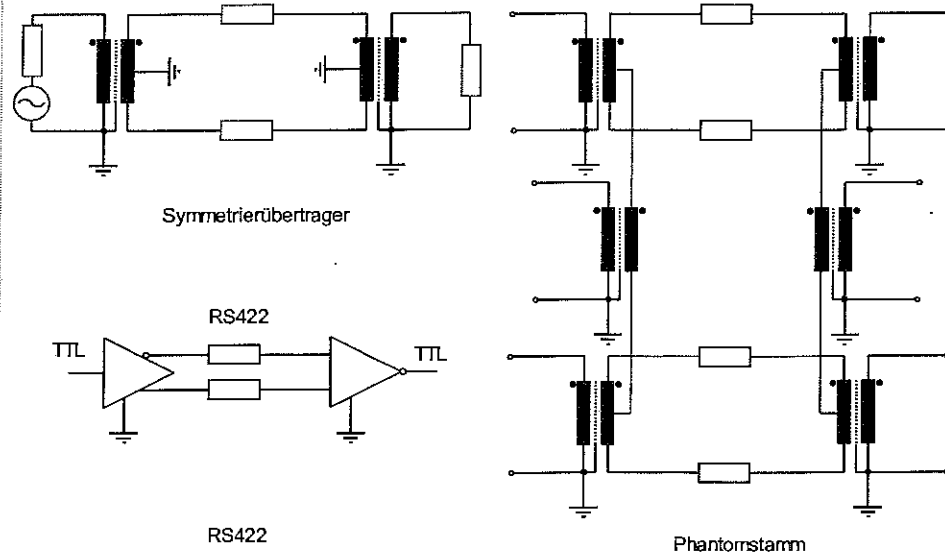


Diese Folie zeigt als Beispiel einen symmetrischen Messverstärker. Als Anzeigeeinstrument kommt ein Drehspul-Messwerk zum Einsatz. Die Gleichrichtung erfolgt über eine Diodenbrücke. Der vorgeschaltete OP arbeitet als Konstant-Stromquelle und gleicht damit die Spannungsabfälle an den Dioden aus.

Doppelschleife



Beispiele für symmetrische Signalübertragung



EISys Folie 8

Dr.-Ing. M. Sack

Wir haben beim Differenzverstärker gesehen, dass ein symmetrischer Aufbau zur Störsignalunterdrückung beiträgt. Bei der Datenübertragung greift man daher oft zu symmetrischen Übertragungssystemen. Eine Möglichkeit besteht im Einsatz von Symmetrierübertragern. Das sind Übertrager, die auf der Seite der Übertragungsstrecke mittig geerdet sind. Ein Gleichtakt-Störsignal bewirkt auf beiden Zweigen den gleichen Spannungsabfall. Dadurch kann es nicht in den Kreis einkoppeln. Auch homogene elektrische Felder können keine unsymmetrische Spannung einkoppeln. Nur Magnetfelder, die die Leiterschleife durchsetzen, führen zu einer Gegentaktspannung. Ihnen kann man aber durch Verdrehen der Leitung entgegen. (Minimierung der Fläche, statistischer Ausgleich der Teilspannungen einzelner Halbschläge).

Ein Anwendungsbeispiel ist die RS 422-Datenübertragung. Sie erlaubt wegen der besseren Störungsunempfindlichkeit größere Übertragungsentfernungen bzw. höhere Baudraten als die unsymmetrische RS232-Übertragung.

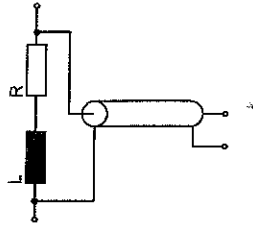
Aber Gleichtaktsignale müssen nicht immer Störsignale sein. Das rechte Bild zeigt ein sehr frühes Anwendungsbeispiel aus den Anfängen des Telefonverkehrs. Schon Anfang des 20. Jahrhunderts wollte man Telefonleitungen mehrfach ausnutzen, kannte aber noch keine Trägerfrequenztechnik oder ähnliches. Das Beispiel zeigt zwei Verbindungsleitungen, sog. Stämme, die über Symmetrierübertrager angeschlossen sind. Statt mit Masse ist an die Mittelpunkte der Windungen jedoch je ein weiterer Übertrager geschaltet. Über diesen sog. Phantomstamm kann ein weiteres Gespräch unabhängig von den beiden anderen übertragen werden. Dieses Signal wird als Gleichtaktsignal über die beiden Stämme übertragen.

*Mer Magnetfelder
führen zur
Gegentaktspannung
Stämme*

Strommessung

Handwritten scribbles

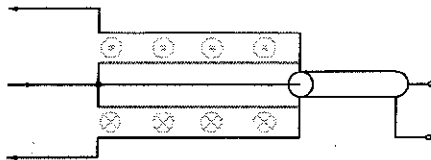
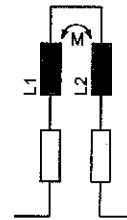
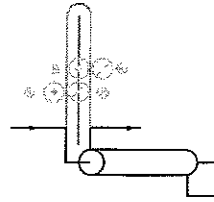
Strommessung mittels Shunt



- Prinzip:** Spannungsabfall an niederohmigen Messwiderstand (0,1 mΩ ... 10 mΩ)
Jedoch: Parasitäre Induktivität immer vorhanden
 -> Messfehler durch induktiven Spannungsabfall
Ziel: L möglichst klein

Bifilarer Aufbau:

- Gefalteter bandförmiger Widerstand
- Grundgedanke: Magnetfelder beider Teilleiter kompensieren sich teilweise
- Magnetische Kopplung: $L_{ges} = L_1 + L_2 (+/-) - 2 M$
- Jedoch: Unsymmetrie: Stets Restinduktivität
- Messabgriff bildet Schleife
- > Spannungsspitzen



Koaxialer Messwiderstand:

- Feldfreier Raum im Innern des Widerstandszyinders
- Sehr niederinduktiv: keine ind. Spannungsspitzen
- Begrenzte Bandbreite durch Stromverdrängung im Widerstandszyinder
- Abhilfe: Kompensierte Messwiderstände

$C^m \Delta T = \int I^2(t) dt$

$\int I^2 dt = \frac{1}{C^m}$
 Grenzwert wie groß
 -> wie viel Strom
 verfließt
 wie groß
 Verlust

Bei der Strommessung mittels Spannungsabfall über einem ohmschen Widerstand tritt immer auch ein induktiver Spannungsabfall an der Streuinduktivität mit auf. Der induktive Spannungsabfall verursacht einen Messfehler. Ziel beim Aufbau eines Messwiderstands ist es daher, den induktiven Anteil möglichst klein zu halten.

Beim bifilaren Aufbau besteht der Messwiderstand aus einem bandförmigen Widerstandsmaterial, das so gefaltet ist, dass Hin- und Rückleiter nahe beieinander liegen. Dann kompensieren sich die Magnetfelder beider Teilleiter teilweise. Dies verringert die Induktivität der Anordnung entsprechend der Gegeninduktivität $2M$.

Es bleibt aufgrund der Unsymmetrie durch die nebeneinander liegenden Hin- und Rückleiter (keine koaxiale Anordnung) stets eine Restinduktivität. Jedoch kann durch die Parallelschaltung mehrerer bifilarer Teilwiderstände die Induktivität verringert werden: $L_{ges} = L_{Einzel}/n$.

Außerdem bildet der Messabgriff eine Schleife, die sich im Magnetfeld des Messstroms befindet, und in der bei einer Änderung des Messstroms eine Spannung induziert wird, die als Messfehler wirken kann.

Abdrehen Schleife

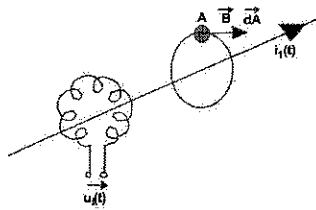
Vorteilhafter ist eine koaxiale Anordnung (Koaxialer Messwiderstand). Der koaxiale Messwiderstand besitzt im Innern einen Widerstandszyinder (auf der Zeichnung grau dargestellt), der Strom fließt über einen äußeren Zylinder zurück. Diese koaxiale Anordnung bewirkt, dass sich bei Vernachlässigung der Randfelder ein magnetisches Feld nur im Bereich zwischen beiden Zylindern ausbildet. Das Innere des Widerstandszyinders und der Außenbereich sind näherungsweise feldfrei. Den Messabgriff führt man im feldfreien Innern des Widerstandszyinders, um Induktionsspannungen in der Schleife des Spannungsabgriffs zu vermeiden. Der Anschluss des Messkabels erfolgt über eine Koaxialbuchse am gegenüberliegenden Ende des Widerstandszyinders. Da der Spannungsabfall über dem Widerstandszyinder gering ist, kann der Abstand zwischen beiden Zylindern und damit Feldraum und Induktivität klein gehalten werden.

Die Bandbreite ist begrenzt durch die Stromverdrängung im Widerstandszyinder. Für eine hohe Bandbreite benötigt man eine möglichst dünne Widerstandsschicht, so dass der Widerstandswert bis zu hohen Frequenzen nicht durch die Stromverdrängung erhöht wird. Im Einzelpulsbetrieb speichert der Widerstand die Wärme zunächst adiabatisch, bis er sie danach langsam an die Umgebung abgibt. Für ein hohes Grenzwertintegral im Pulsbetrieb benötigt man daher eine große Masse des Widerstandsmaterials. Dies steht im Widerspruch zur Forderung nach einem dünnen Material für schnelle Widerstände. Abhilfe schaffen sog. kompensierte Messwiderstände. Hier sind gezielt Schlitze in den äußeren Zylinder eingebracht, die Unsymmetrien erzeugen und so das teilweise Einkoppeln des Magnetfelds in den Innenbereich erlauben. Dies bewirkt gezielt eine zusätzliche Induktionsspannung, die im höheren Frequenzbereich dem durch Skin-Effekt erhöhten Spannungsabfall am Widerstandszyinder entgegen wirkt.

Gezieltes Einkoppeln von B-Feld in Innenbereich reduzieren

*Abdrehen
Vorteilhaft
keine Induktivität
Vermeidung*

Magnetischer Spannungsmesser (Rogowski-Spule)



Prinzip:

In einer den stromführenden Leiter umgebenden Spule wird eine Spannung induziert, die der zeitlichen Änderung des Stroms proportional ist.

$$\text{Durchflutungsgesetz: } \oint_C \vec{B} \cdot d\vec{s} = \mu \cdot i_1(t)$$

$$B(t) \cdot 2\pi r_0 = \mu \cdot i_1(t) \quad B(t) = \mu \frac{i_1(t)}{2\pi r_0}$$

Induktionsgesetz

$$u_i(t) = n \frac{d\Phi(t)}{dt} = nA \frac{dB(t)}{dt} = \frac{n\mu A}{2\pi r_0} \frac{di_1(t)}{dt} = M \frac{di_1(t)}{dt}$$

LR-Integration:

Induktivität der Rogowski-Spule als Integrationsinduktivität

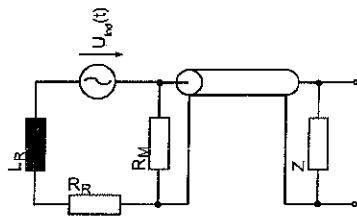
$$\omega L \gg R: \quad u_i = L \frac{di_2}{dt} \rightarrow i_2(t) = \frac{1}{L} \int u_i(t) dt$$

Spannungsabfall an R_M :

$$u_m(t) = R_M \cdot i_2(t) = \frac{R_M}{L} \int u_i(t) dt = \frac{R_M}{L} \cdot M \cdot i_1(t)$$

$$\text{Voraussetzungen: } R_R + R_L \ll \omega L \quad R_M \ll Z$$

$$\text{Untere Grenzfrequenz: } \omega_m > \frac{R_R + R_L}{L}$$



Während ein Shunt galvanisch mit dem Messkreis verbunden sein muss, ermöglicht die Rogowski-Spule eine galvanisch getrennte Strommessung. Die Rogowski-Spule umgibt den Leiter konzentrisch, so dass in ihr eine Spannung induziert wird, die der zeitlichen Ableitung des Stroms proportional ist. Um den Strom selbst zu erhalten, muss integriert werden. Dies kann bei langsamen Vorgängen durch eine externe aktive Integrationsschaltung geschehen. Bei schnellen Vorgängen bietet es sich an, die Induktivität der Rogowski-Spule als Integrationsinduktivität zu verwenden (LR-Integration). Vernachlässigt man ohmschen Widerstände im Stromkreis durch L_R , R_i und dem Messwiderstand R_M , wirkt die Spule als Integrationsglied. Dies ist für $\omega L \gg R$ gegeben. Der Spannungsabfall über R_M wird als Messsignal ausgegeben. Die Anordnung besitzt eine untere Grenzfrequenz, unterhalb der der Einfluss der ohmschen Anteile merklich zunimmt. Die Rogowski-Spule erfasst zwar keinen Gleichanteil, dieser kann aber bei einem Ferritkern zur Sättigung der Kerns führen.

Neben der LR-Integration ist auch die passive RC-Integration üblich. Hierzu wird ein RC-Glied nachgeschaltet.

Handwritten note: $u_m(t) = \frac{R_M}{L} \int u_i(t) dt$



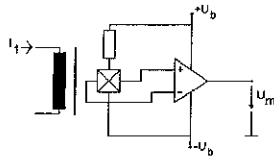
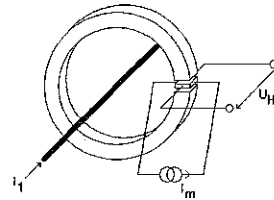
Hall-Sensor

Prinzip:

Ein Hall-Element befindet sich im Luftspalt eines Eisenkerns.

Hall-Spannung U_H ist proportional zu I_1 .

-> Galvanisch getrennte Messung von Gleich- und Wechselstrom

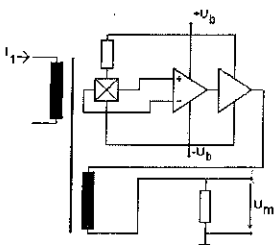


Open Loop:

U_H wird verstärkt und direkt ausgegeben:

$$U_M = k U_H$$

- Einfacher Schaltungsaufbau, kleine Baugröße, geringer Energieverbrauch
- Kleinerer Frequenzbereich (durch Bandbreite des Verstärkers bestimmt)
- Linearisierung erforderlich (Sättigungseffekte des Eisenkerns)



Closed Loop (Kompensationsstromwandler):

Der magnetische Fluss im Eisenkern wird über den Hall-Sensor erfasst und mittels Verstärker und Sekundärspule kompensiert. Messsignal ist proportional zum Kompensationsstrom.

- Linearisierung durch Gegenkopplung (gute Linearität, reduzierte Temperaturdrift)
- Unterer Frequenzbereich: Betrieb als Kompensationsstromwandler
- Oberer Frequenzbereich: Stromwandlerbetrieb nur über Sekundärspule (oberhalb der Grenzfrequenz des Verstärkers; bis mehrere 100 kHz)

Mit der Rogowski-Spule kann kein Gleichstrom gemessen werden. Um galvanisch getrennt auch einen Gleichstrom zu erfassen, bietet sich ein Hall-Sensor an. Dazu wird ein Hall-Sensor in das Magnetfeld eines Leiters gebracht. Die Hall-Spannung $U_H = A_H \cdot I_m \cdot B_z / d$ (mit A_H : Hall-Konstante, I_m : Strom durch Hall-Sensor, B_z : B-Feld in z-Richtung durch Hall-Sensor (senkrecht zu U_b und I_m), d : Dicke des Hall-Elements (z-Richtung)) ist proportional zum B-Feld, welches wiederum proportional zum Strom durch den Leiter ist. Für eine bessere Empfindlichkeit wird der Hall-Sensor im schmalen Luftspalt eines Ferrit- oder Eisenrings eingebaut.

Zwei Betriebsarten sind üblich: Open Loop und Closed Loop

Im Open-Loop-Betrieb wird die Hallspannung verstärkt und direkt ausgegeben. Vorteil dieser Variante ist ein einfacher Schaltungsaufbau, eine kleine Baugröße und ein geringer Energieverbrauch. Der Frequenzbereich ist jedoch durch die Bandbreite des Verstärkers bestimmt (abgesehen von der Frequenzabhängigkeit des Kerns bei höheren Frequenzen). Außerdem ist eine Linearisierung erforderlich, um die Sättigungseffekte des Eisenkerns auszugleichen (z.B. mittels einer hinterlegten Kennlinie).

Von Verstärkern ist bekannt, dass eine Linearisierung durch eine Gegenkopplung erzielt werden kann. Dies nutzt man auch beim Closed-Loop Verfahren (Kompensationsstromwandler). Dabei wird der magnetische Fluss im Eisenkern vom Hall-Sensor erfasst und zu nahe Null ausgeglichen (evtl. verbleibender geringer P-Anteil). Dazu besitzt der Kern eine Sekundärspule, durch die der Kompensationsstrom geführt wird. Der Kompensationsstrom ist proportional zum zu messenden Primärstrom. Daher kann die Ausgangsspannung des Messwandlers aus dem Spannungsabfall des Kompensationsstroms an einem Widerstand gewonnen werden. Oberhalb der Grenzfrequenz des Verstärkers arbeitet die Schaltung als gewöhnlicher Stromwandler. Der Verstärkerausgang ist in diesem Frequenzbereich niederohmig, der induzierte Sekundärstrom fließt von der Sekundärspule direkt zum Messwiderstand. Dadurch sind obere Grenzfrequenzen von mehreren 100 kHz möglich.

Im Kompensationsbetrieb reduziert die Gegenkopplung außerdem die Temperaturdrift.

Gedämpft kapazitiver Teiler

Anwendung: Stoßspannungsmessung

Prinzip:

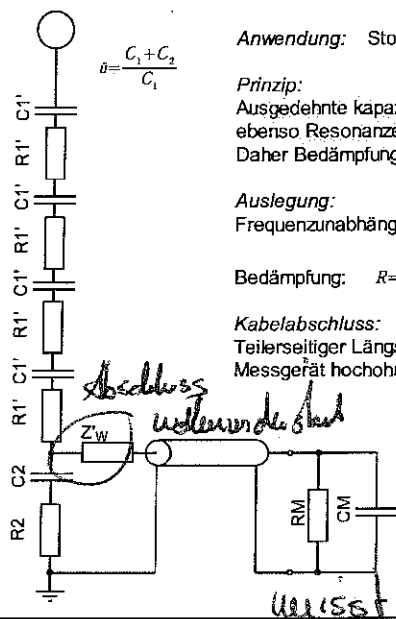
Ausgedehnte kapazitive Teiler neigen zu Wanderwellenschwingungen; ebenso Resonanzerscheinungen mit Zuleitungsinduktivitäten möglich. Daher Bedämpfung mittels verteilter ohmscher Widerstände

Auslegung:

Frequenzunabhängiges Übersetzungsverhältnis: $R_1 C_1 = R_2 C_2$ Bedämpfung: $R = 3 \dots 4 \sqrt{\frac{L}{C_e}}$

Kabelabschluss:

Teilerseitiger Längswiderstand, Messgerät hochohmig



EISys Folie 12

Dr.-Ing. M. Sack

Hohe Spannungen werden zur Messung üblicherweise auf eine handhabbare Spannungsebene heruntergeteilt. Zur Messung von Gleichspannung verwendet man ohmsche Teiler. Um die Verlustleistung gering zu halten, kommen hochohmige Widerstände zum Einsatz. So besitzt beispielsweise der Hochspannungswiderstand eines Teilers zur Messung von 1 MV einen Widerstand von 5,6 GOhm. Seine Verlustleistung beträgt dabei ca. 178 W. Aufgrund seiner Ausmaße (Höhe ca. 4 m) besitzt der Teiler eine vergleichsweise große Streukapazität, über die bei der Beaufschlagung mit Wechselspannung ein merklicher Stromanteil fließt. Dies führt nicht nur zu einem Messfehler, sondern auch zu einer ungleichen Spannungsaufteilung längs des Teilers und damit zu einer örtlichen Überlastung von Bauteilen. Zur Messung von niedrigen Wechselspannungen (z.B. 50 Hz und Oberschwingungen) kommen daher rein kapazitive Teiler zum Einsatz. Räumlich ausgedehnte rein kapazitive Teiler neigen jedoch bei der Beaufschlagung mit Stoßspannung zu Schwingungen entlang der Hochspannungskapazität. Das obere Teilerende kann aufgrund der vergleichsweise hohen Induktivität der Anschlussleitung als offen betrachtet werden. Am unteren Ende ist der Hochspannungskondensator durch das Niederspannungsteil hochfrequenzmäßig nahezu kurzgeschlossen. Die entlang des Teilers verteilten Erdstreukapazitäten C_e zu Wand und Boden bilden zusammen mit der Eigeninduktivität eine LC-Kette. Einen frei stehender Teiler kann man auch mit einer $\lambda/4$ -Antenne auf einer Massefläche vergleichen. Der Teiler stellt also ein schwingungsfähiges System dar. Die Schwingung entlang des Teilers bedämpft man mit verteilten Dämpfungswiderständen. Als Größe hat sich das 3-4-fache des Wellenwiderstands einer gedachten Leitung mit den Leitungsparametern Teilerinduktivität und Erdstreukapazitäten bewährt.

Damit das Teilverhältnis frequenzunabhängig bleibt, müssen Dämpfungswiderstände und Teilerkapazitäten im gleichen Verhältnis stehen ($R_1 C_1 = R_2 C_2$).

Um genügend Abstand zur Hochspannung am Teiler zu haben, ist die Teileranschlussleitung ca. 10...15 m lang. Sie verhält sich bei schnellen Vorgängen elektrisch lang. Die Leitung ist teilerseitig mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen ($Z_w + (R_1 || R_2)$). Die Amplitude einer Welle, die in das Kabel hineinläuft, wird durch den einspeiseseitigen Längsabschluss halbiert. Das hochohmige Messgerät wirkt als offenes Kabelende. Hier wird die Welle reflektiert und schließlich in Z_w absorbiert. Das Messgerät misst die Summenspannung aus einlaufender und reflektierter Welle, wie sie auch am Niederspannungsteil (R_2, C_2) des Teilers anliegt.

$R_1 C_1 = R_2 C_2 \Rightarrow$ dann Teilverhältnis gleich wie bei kapazitiv

$\Rightarrow$ dann

bei unterschiedlichen

Freq.

gleiches Teilverhältnis

kleinere Spannung

$$I = \frac{U_2}{\frac{1}{j\omega C_2}}$$

$$I = \frac{U_1}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}}$$

$$\frac{U_1}{\frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{U_2}{\frac{1}{j\omega C_2}}$$

$$j\omega C_1 U_1 = j\omega C_2 U_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)$$

$$C_1 U_1 = C_2 U_2 + C_1 U_2$$

$$C_1 U_1 = U_2 (C_2 + C_1)$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_2 + C_1}{C_1}$$

Ohmsch-kapazitiv gemischter Teiler

Anwendung: Breitbandige Messungen einschl. Gleichspannung

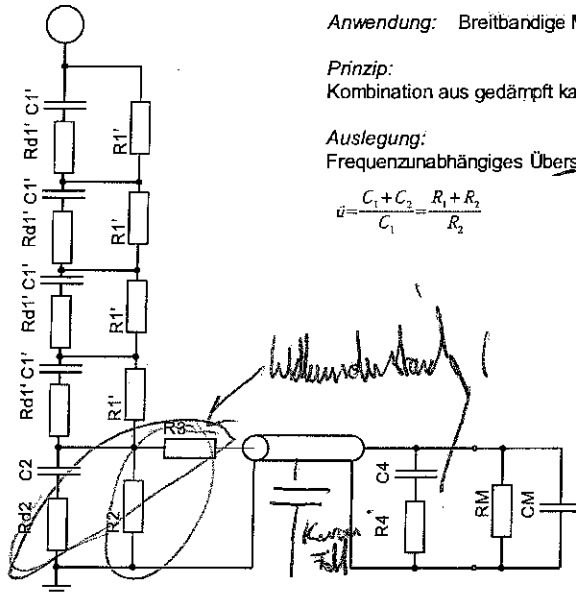
Prinzip:

Kombination aus gedämpft kapazitivem Teiler und ohmschem Teiler

Auslegung:

Frequenzunabhängiges Übersetzungsverhältnis: $R_1 C_1 = R_2 C_2$ wie bei gedämpft kapazitiv

$$\bar{u} = \frac{C_1 + C_2}{C_1} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$



Kabelabschluss nach Burch:

Bedingung: $C_1 + C_2 = C_K + C_4$

Hohe Frequenzen:

Beidseitiger Abschluss:

$$\bar{u} = \frac{2(C_1 + C_2)}{C_1}$$

Niedere Frequenzen:

$$\bar{u} = \frac{C_1 + C_2 + C_K + C_4}{C_1}$$

EISys Folie 13

Dr.-Ing. M. Sack

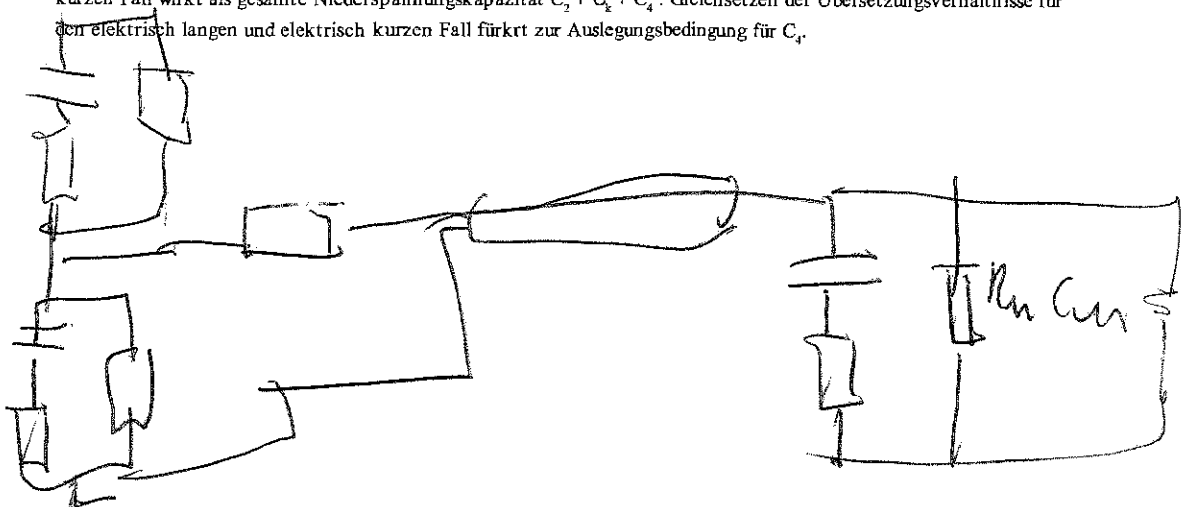
Zum Aufbau eines breitbandigen Spannungsteilers, der den Frequenzbereich von Gleichspannung bis Pulsspannung abdeckt, kombiniert man einen ohmschen Teiler mit einem gedämpft-kapazitiven Teiler zu einem ohmsch-kapazitiv gemischten Teiler. Für ein frequenzunabhängiges Teilverhältnis müssen gedämpft-kapazitiver und ohmscher Teiler gleiche Teilverhältnisse haben, d.h. $R_1 C_1 = R_2 C_2$.

Die Messleitung und der Leitungsabschluss müssen sowohl für den niederfrequenten Fall (elektrisch kurz) als auch für den hochfrequenten Fall (elektrisch lang) den gleichen Übertragungsfaktor aufweisen. Dies erzielt der Kabelabschluss nach Burch.

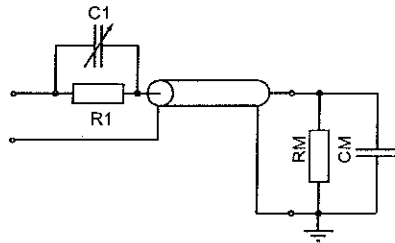
Im elektrisch langen Fall ist die Leitung beidseitig abgeschlossen. Eingangsseitig wirkt als Abschluss der Längswiderstand R_L entl. zusammen mit R_2 (andere teilerseitige Widerstände sind vernachlässigbar groß). Messgeräteseitig entspricht R_4 dem Leitungswellenwiderstand. C_4 ist ausreichend groß, so dass er für die hohen Frequenzen durchlässig ist. Das Messgerät ist hochohmig (z.B. 1 MOhm oder mehr). Ein Spannungssprung am Niederspannungsteil wird durch den Eingangsseitigen Längsabschluss halbiert, die Wellenfront wird dann an R_4 absorbiert. Das Messgerät misst also die Hälfte der Spannung am Niederspannungsteil der Teilers, daher der Faktor 2 in der Beziehung für das Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ im Falle hoher Frequenzen.

Im elektrisch kurzen Fall wirkt die Messleitung als Kapazität (im Falle von RG58 z.B. ca. 101 pF/m Leitungslänge).

Die Leitungskapazität ist parallel zur Kapazität des Niederspannungsteils des Teiler geschaltet und vergrößert diese. Die Leitungskapazität muss also bei einem kapazitiven Teiler immer mit berücksichtigt werden. Die Messleitung gehört daher immer zu einem Teiler dazu, um ein kalibriertes Messsystem zu bilden. Ohne Neukalibration darf ihre Länge nicht verändert werden. Nun soll der Abschluss nach Burch für den elektrisch langen als auch für den elektrisch kurzen Fall das gleiche Übersetzungsverhältnis haben. Daher muss für den elektrisch kurzen Fall die am Niederspannungsteil wirksame Kapazität vergrößert werden, um dem Faktor 2 im elektrisch langen Fall zu entsprechen. Mit C_4 wird diese Vergrößerung vorgenommen. Der Spannungsabfall an R_4 ist im elektrisch kurzen Fall vernachlässigbar. Im elektrisch kurzen Fall wirkt als gesamte Niederspannungskapazität $C_2 + C_4$. Gleichsetzen der Übersetzungsverhältnisse für den elektrisch langen und elektrisch kurzen Fall führt zur Auslegungsbedingung für C_4 .



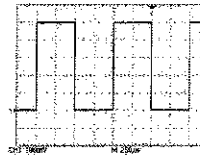
Tastkopf



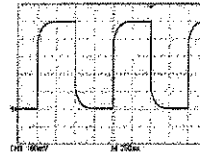
Prinzip:
Ohmsch kapazitiv gemischter Teiler

Abgleich:
nach dem Anschluss
ans Oszilloskop nötig.

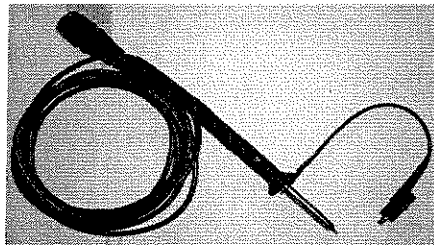
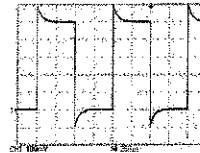
Richtig



Unterkompensiert



Überkompensiert



Ein Tastkopf ist im Prinzip ein ohmsch-kapazitiv gemischter Teiler. Als Niederspannungsteil wird die Eingangsimpedanz des Oszilloskops verwendet. Der Eingangswiderstand des Oszilloskops beträgt 1 MOhm, die Eingangskapazität schwankt jedoch je nach Ausführung zwischen ca. 10 pF und 30 pF. Der größere Teil der Messspannung fällt über dem Widerstand R_1 in der Tastkopfspitze ab. Bei einem 10:1-Teiler beträgt er beispielsweise 9 MOhm. Weil die Eingangskapazität des Oszilloskops je nach Gerät oder gar Kanal schwankt, muss ein Tastkopf nach dem Anschluss an einen Eingang abgeglichen werden. Dazu wird an die Tastkopfspitze eine Rechteckspannung angelegt und der Drehkondensator so lange verstellt, bis das Messsignal korrekt als Rechtecksignal angezeigt wird. Bei zu kleinem C_1 ist der Tastkopf unterkompensiert, bei zu großem C_1 überkompensiert.

Um Schwingungen längs der Koaxialleitung zu vermeiden, besteht der Innenleiter der Koaxialleitung zwischen R_1 bzw. C_1 und dem Oszilloskop aus Widerstandsdraht.

