Impedanz- und RLC-Meßgerät unter Verwendung der Audiokarte eines Computers

Der PC als Meßgerät

Dr.-Ing. Andreas Czechanowski, DL4SDC

3.11.2005 / OV-Abend P26

Übersicht

1. Einleitung
   - Motivation – warum überhaupt?
   - Ein bißchen Theorie: komplexe Zahlen

2. Realisierung
   - Die Hardware – in und um den PC
   - Die Software – Signalverarbeitung und Auswertung

Motivation - warum überhaupt?

Welche Bauteile und welche Parameter sollen gemessen werden?

- Widerstände (R) mit Multimetern präzise meßbar,
- Serienwiderstand von Spulen mit Multimeter meßbar,
- Kapazitäten (C) mit einigen Multimetern meßbar, aber:
- Verluste (Serien- und Parallelwiderstände) meist nicht meßbar
- Induktivitäten (L) meist nicht meßbar

Einige alltägliche Beispiele

Die Unbekannten Bauelemente

Fragen, die sich besonders bei gebrauchten Bauteilen stellen:

- Welchen Bereich kann dieser Drehkondensator?
- Ist der Elko noch in Ordnung?
- Was ist das für eine Spule?
- Welches Windungsverhältnis hat dieser Übertrager?

$\Rightarrow$ Ein universelles RLC-Meßgerät muß her.

Anforderungen an das RLC-Meter

Was soll es denn alles haben und können?

- Preiswert und einfach nachzubauen soll es sein.
- Einigermaßen genau sollte es sein.
- Einen großen Meßbereich soll es haben:
  - Kondensatoren von 1 pF bis 100000 μF.
  - Spulen von 100 nH bis 100 H.
- Wenn man es einfach mitnehmen könnte, wäre das nicht schlecht.

Idee: Den vorhandenen PC / Laptop nutzen

- Die meisten PCs haben heute eine On-Board Audio-Schnittstelle.
- Diese wird bereits für zahlreiche AFu-Zwecke genutzt.
- Wenn möglich, sollte man mit wenig externer Hardware auskommen.
- Aufwendige Berechnungen können vom PC schnell durchgeführt werden.

Komplexe Zahlen, das praktische Werkzeug

nicht nur für Theoretiker

Die komplexen Zahlen geben Antworten auf Fragen wie…

Was ist $\sqrt{-1}$?

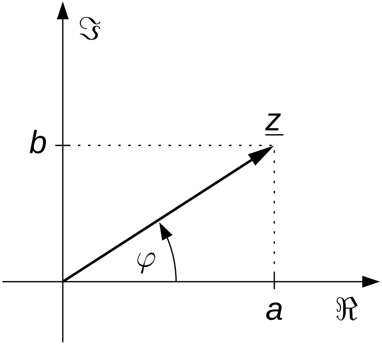
$\sqrt{-1} = \mathrm{j}$ oder anders gesagt: $\mathrm{j} \cdot \mathrm{j} = -1$

- Die Zahl j ist die imaginäre Einheit.

Komplexe Zahlen sind aus einem Realteil und einem Imaginärteil zusammengesetzt:

$$\underline{z} = \underbrace{a}_{\Re\{\underline{z}\}} + \mathrm{j} \cdot \underbrace{b}_{\Im\{\underline{z}\}}$$

$\Rightarrow$ Darstellung im Zeigerdiagramm:



- Was wird aus imaginären Zahlen in der Exponentialfunktion e^x ?

Mit der unendlichen Reihe

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{6}x^3 + \frac{1}{24}x^4 + \frac{1}{120}x^5 + \frac{1}{720}x^6 + \ldots$$

kann man zeigen:

$$e^{\mathrm{j}\cdot x} = \cos x + \mathrm{j} \cdot \sin x$$

Multiplikationen werden zu Additionen im Exponenten:

$$e^x \cdot e^y = e^{x+y}$$

$\Rightarrow$ Daraus lassen sich die bekannten Additionstheoreme ableiten, die zur Berechnung der Amplitudenmodulation benötigt werden:

$$\begin{aligned}
\sin x \cdot \sin y &= \tfrac{1}{2}\cos(x-y) - \tfrac{1}{2}\cos(x+y) \\
\cos x \cdot \cos y &= \tfrac{1}{2}\cos(x-y) + \tfrac{1}{2}\cos(x+y) \\
\sin x \cdot \cos y &= \tfrac{1}{2}\sin(x-y) + \tfrac{1}{2}\sin(x+y)
\end{aligned}$$

Komplexe Zahlen in der Anwendung

zur Darstellung von Spannungen und Strömen

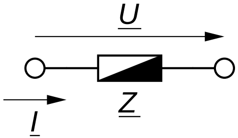
- $\underline{U}$, $\underline{I}$ sind komplexe Zahlen (Zeiger) zur Darstellung von Betrag und Phase bei sinusförmigem Verlauf. Aber:
- $u(t)$, $i(t)$ sind sinusförmige Momentanwerte und stets reell:

$$\begin{aligned} \underline{U} &= U \cdot e^{j\varphi} \quad = U \cdot \cos\varphi + j \cdot U \cdot \sin\varphi \\ u(t) &= \Re\{\underline{U} \cdot e^{j\omega t}\} \\ u(t) &= U \cdot \cos(\omega t + \varphi) \end{aligned}$$

- Das Ohmsche Gesetz kann auch mit komplexen Spannungen, Strömen, Widerständen geschrieben werden:

$$\begin{aligned} \underline{U} &= R \cdot \underline{I} \quad \text{(Phasen von } \underline{U}, \underline{I} \text{ gleich)} \\ \underline{U} &= \underline{Z} \cdot \underline{I} \quad \text{(Phasenverschiebung möglich)} \end{aligned}$$

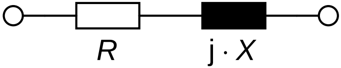
Allgemein: Messung von Zweipol-Impedanzen:
Das Verhältnis von Spannung und Strom nach Betrag und Phase bei sinusförmigem Verlauf



Scheinwiderstand: $Z = \frac{|U|}{|I|}$

Phasenwinkel: $\varphi = \angle(U, I)$

Schreibweise mit komplexen Größen: $\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}}$



Impedanz nach Real- und Imaginärteil: $\underline{Z} = R + \mathrm{j} \cdot X$

Impedanz nach Betrag und Phase: $\underline{Z} = Z \cdot e^{\mathrm{j} \cdot \varphi}$

Komplexe Zahlen in der Anwendung

zur Darstellung von Impedanzen

induktiver Blindwiderstand einer Spule: $X_L = \omega \cdot L$

komplexer Widerstand einer Spule: $\underline{X}_L = \mathrm{j} \cdot \omega \cdot L$

kapazitiver Blindwiderstand eines Kondensators: $X_C = \dfrac{1}{\omega \cdot C}$

komplexer Widerstand eines Kondensators: $\underline{X}_C = -\mathrm{j} \cdot \dfrac{1}{\omega \cdot C}$

- Blindwiderstände sind rein imaginär
- Vorzeichen: induktiv $+$, kapazitiv $-$

Komplexe Zahlen in der Anwendung

zur Interpretation von Impedanzen

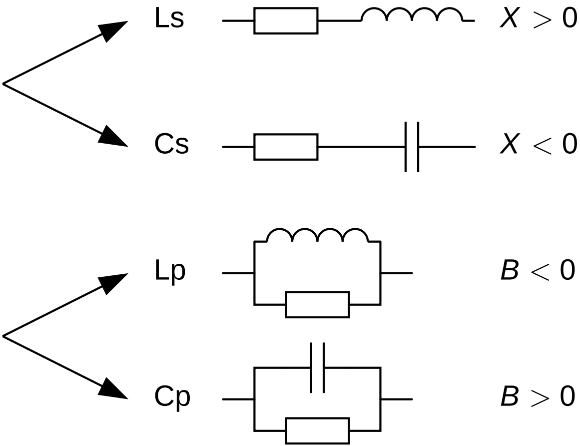
Die komplexe Impedanz kann in verschiedene Ersatzschaltbilder mit idealen Bauteilen umgerechnet werden:

$$\underline{Z} = R + \mathrm{j} \cdot X$$

$$\underline{Z} = \frac{1}{\underline{Y}}$$

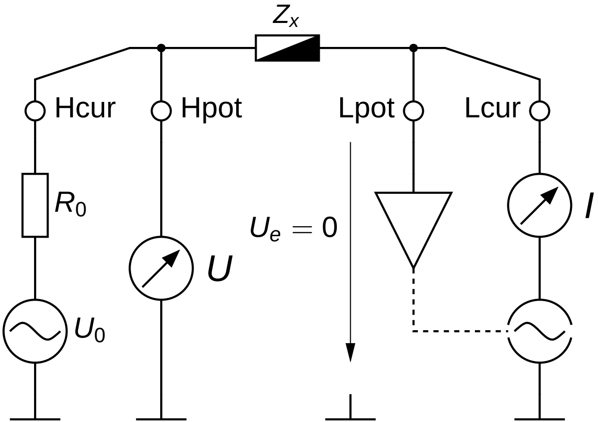
$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}}$$

$$\underline{Y} = G + \mathrm{j} \cdot B$$



Vierdrähtige C-V-Messung an Zweipolen

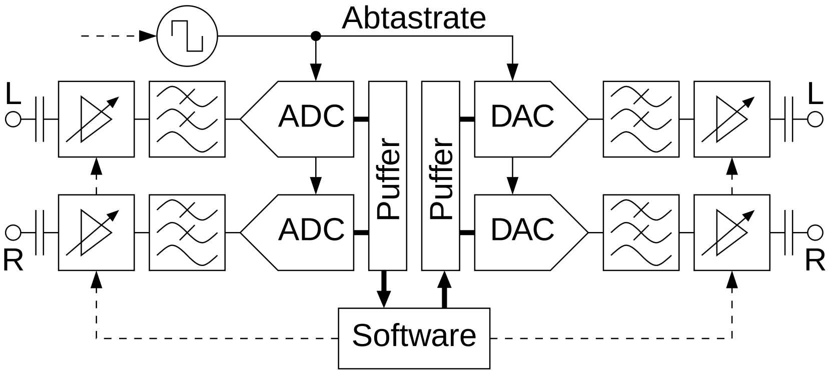
Meßprinzip professioneller RLC-Meter



Spannung und Strom werden getrennt gemessen,
Zuleitungen verfälschen das Meßergebnis nicht.

Die Audio-Schnittstelle des PC

vereinfachtes Blockschaltbild einer typischen Soundkarte:



Die Audio-Schnittstelle des PC

Vorteile:

- Zweikanal-A/D- und D/A-Wandler
- Ein- und Ausgang bei vielen Modellen gleichzeitig nutzbar (für RLC-Meter unbedingt nötig)
- Abtastrate per Software einstellbar
- synchrone Abtastung aller Wandler
- Verstärker ein- und ausgangsseitig per Software in Schritten einstellbar
- meist sehr flacher Frequenzgang
- Niederohmiger Lautsprecherausgang liefert hohe Pegel
- Hochohmiger Eingang (meist ca. 50 kΩ) taugt zur Messung hochohmiger Quellen

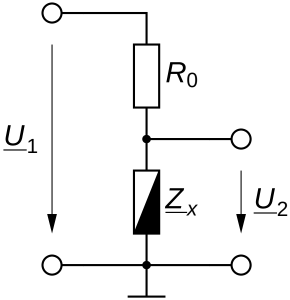
Die Audio-Schnittstelle des PC

Nachteile:

- Ein- und Ausgänge wechselspannungsgekoppelt
- Verstärker nicht kalibriert
  $\Rightarrow$ keine Absolutwertmessung, keine Ausgabe definierter Spannungen
- Die beiden Stereokanäle sind nicht exakt gleich
- Referenzspannung oft schlecht stabilisiert
  $\Rightarrow$ Amplitudenschwankungen
- Abtastrate wird über PLL erzeugt
  $\Rightarrow$ Phasenjitter
- Puffer erlaubt keine eindeutige zeitliche Zuordnung zwischen Eingang und Ausgang, verursacht Signalverzögerung
- Verstärker sind temperaturempfindlich
  $\Rightarrow$ Drift bei Amplitude und Phase

Zweipolmessung mit Spannungsteiler

Prinzip: Spannungsteiler mit einem bekannten Element, unbekanntes Bauteil liegt gegen Masse.



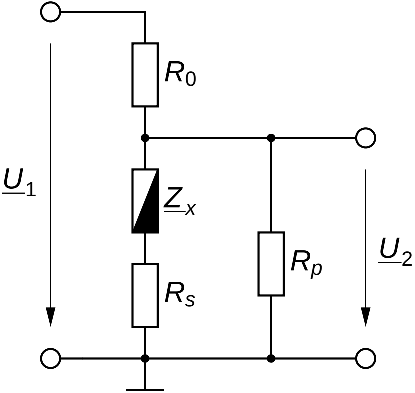
$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{Z}_x}{\underline{Z}_x + R_0}$$

$$\underline{Z}_x = R_0 \cdot \frac{\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}}{1 - \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}}$$

- Berechnung von $\underline{Z}_x$ aus komplexem Spannungsverhältnis $\underline{U}_2/\underline{U}_1$ bei bekanntem R_0
- Amplitudenverhältnis und Phase von $\underline{U}_2$ zu $\underline{U}_1$ müssen bestimmt werden.

Zweipolmessung mit Spannungsteiler

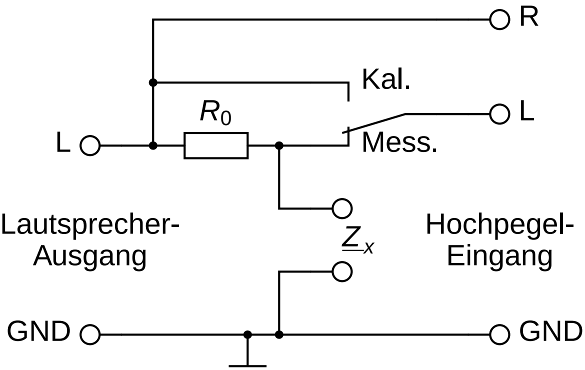
Schaltung mit parasitären Anteilen:



- Durch Zuleitungen wird Serienwiderstand R_s mitgemessen
- Die Eingangsimpedanz der Audiokarte R_p liegt parallel zum Meßobjekt
- Diese Anteile müssen für eine genaue Messung herauskalibriert werden.

Zweipolmessung mit Spannungsteiler

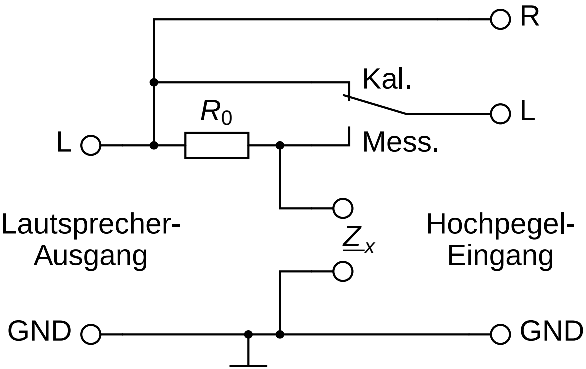
Der Anschluß an die Audio-Karte



- Spannungen $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_2$ werden über die beiden Stereokanäle gleichzeitig gemessen
- Da die Kanäle in Amplitude und Phase nicht exakt gleich sind, muß auch dieser Fehler für genaue Messungen herauskalibriert werden.

Zweipolmessung mit Spannungsteiler

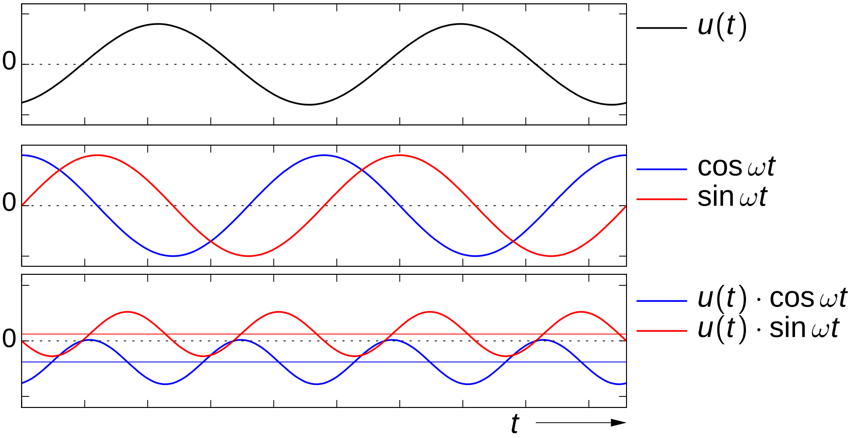
Der Anschluß an die Audio-Karte



- Dazu wird ein und dasselbe Signal auf beide Kanäle gegeben und der gemessene Quotient $\underline{U}_1/\underline{U}_2$ zur Korrektur abgespeichert.

Kohärente Demodulation

Betrag und Phase einer Wechselspannung messen



Durch Multiplikation mit (Ko-)Sinusfunktion gleicher Frequenz entsteht die doppelte Frequenz sowie ein Gleichanteil.

Gemessene Spannung bei Frequenz $\omega = 2\pi \cdot f$:
$u(t) = u_0 \cdot \cos(\omega t + \varphi)$

Multiplikation mit komplexem Trägersignal gleicher Frequenz
$\underline{m}(t) = e^{\mathrm{j}\omega t} = \cos(\omega t) + \mathrm{j} \cdot \sin(\omega t)$ gibt:

$$u(t) \cdot \underline{m}(t) = \underbrace{\tfrac{1}{2}u_0 \cdot e^{\mathrm{j}(2\omega t + \varphi)}}_{\text{doppelte Freq.}} + \underbrace{\tfrac{1}{2}u_0 \cdot e^{-\mathrm{j}\varphi}}_{\text{Gleichanteil}} = \underline{u}_{2f}(t) + \underline{u}_{DC}$$

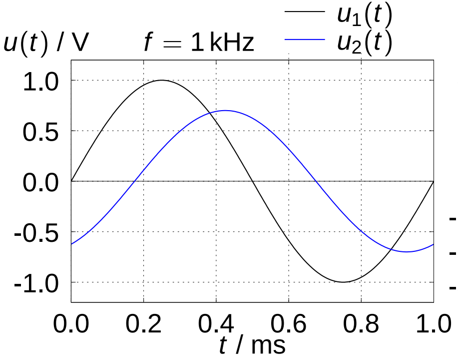
Doppelte Frequenz uninteressant, im Gleichanteil sind alle nötigen Informationen erhalten:
$\underline{u}_{DC} = \frac{1}{2}u_0 \cdot (\cos\varphi - \mathrm{j} \cdot \sin\varphi) = U_c + \mathrm{j} \cdot U_s =: \underline{U}$

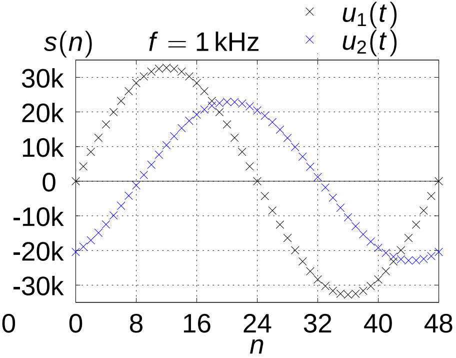
Kohärente Demodulation

mit abgetasteten Signalen

Im „digitalen“ Bereich nach A/D- und vor D/A-Wandler gilt:

- Signal wird zeitdiskret und wertediskret
- Werte in festen Zeitabständen und mit endlicher Auflösung: aus $u(t)$ wird $s(n)$





Kohärente Demodulation

mit abgetasteten Signalen

Auch hier funktioniert die kohärente Demodulation.
Abtastfrequenz f_a, Abtastperiode $T_a = 1/f_a$
aus t wird $n \cdot T_a$:

$$\underline{m}(n) = e^{\mathrm{j}\omega n T_a} = \cos(\omega n T_a) + \mathrm{j} \cdot \sin(\omega n T_a)$$

$$u(n) \cdot \underline{m}(n) = \underbrace{\tfrac{1}{2}u_0 \cdot e^{\mathrm{j}(2\omega n T_a + \varphi)}}_{\text{doppelte Freq.}} + \underbrace{\tfrac{1}{2}u_0 \cdot e^{-\mathrm{j}\varphi}}_{\text{Gleichanteil}} = \underline{u}_{2f}(n) + \underline{u}_{DC}$$

$$\underline{u}_{DC} = \tfrac{1}{2}u_0 \cdot (\cos\varphi - \mathrm{j} \cdot \sin\varphi) = U_c + \mathrm{j} \cdot U_s =: \underline{U}$$

$\Rightarrow$ gleiches Ergebnis wie zuvor
Was noch bleibt: Bestimmung des Gleichanteils – wie?

Bestimmung des Gleichanteils durch Mittelwertbildung über eine Menge von Abtastpunkten, die eine ganze Anzahl von Schwingungsperioden enthalten

Beispiel:

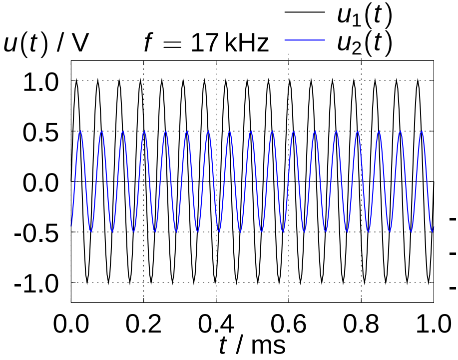
- Meßfrequenz ω ist $2\pi \cdot 100\,\text{Hz}$
- Abtastfrequenz ist $48\,\text{kHz}$
- eine ganze Periode der Meßfrequenz braucht $\frac{48000}{100} = 480$ Abtastwerte.
- Mittelung über $0.5\,\text{s}$ liefert 24000 Abtastwerte (50 Perioden)

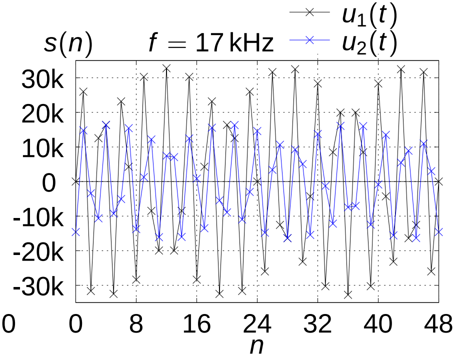
Gleichanteil: $$\underline{u}_{DC} = \underline{U} = \frac{1}{480} \sum_{n=1}^{480} u(n) \cdot \underline{m}(n)$$

Kohärente Demodulation

mit abgetasteten Signalen

Funktioniert auch dann noch, wenn Kurvenzug durch Abtastpunkte keinen Sinus mehr erkennen läßt:





Voraussetzung: Meßfrequenz $< \frac{1}{2}$ Abtastfrequenz

Erreichbare Meßgenauigkeit

Meßunsicherheit und Fehler

Hauptsächliche Faktoren für Meßfehler:

- Referenzwiderstand R_0
- Kalibration (Kanalquotient, Leerlauf, Kurzschluß)
- Linearität der A/D-Wandler
- Rauschen und Phasenjitter der Wandler
- Netzbrumm und andere Störsignale

Genauigkeit um so höher, je ähnlicher die Größenordnungen von R_0 und $\underline{Z}_x$ sind.

Verbesserung auf Kosten der Meßgeschwindigkeit in Grenzen möglich

Anforderungen an die Software

Anforderungen aus Benutzersicht:

- min. 3 verschiedene Frequenzen wählbar
- min. 3 verschiedene Referenzwiderstände wählbar
- Kalibration der Kanalunterschiede, der Leerlaufimpedanz und der Kurzschlußimpedanz
- Kontrolle des Signalpegels
- Abspeichern der Audiokarten-Einstellungen und der Kalibrationsdaten
- Anzeige der Impedanz und der Admittanz
- Anzeige der Größen für transformierte Ersatzschaltbilder, sowohl für Serien- als auch für Parallelschaltung

Zusammenfassung

- Software derzeit nur für Linux verfügbar, aber mit Quellen
- Hardware für RLC-Meter mit Soundkarte ist einfach aufzubauen
- Messung aller Wirk- und Blindwerte bei Frequenzen im Audio-Bereich

Ausbick:

- Portierung auf andere Betriebssysteme (Windows)
- Grafische Benutzeroberfläche (z.B. Qt)