

analyseur de gain-phase avec une carte son

pour les fréquences de 100 Hz à 90 kHz

Martin Ossmann (Allemagne)

Installé à l'intérieur de votre PC, cette carte est généralement dédiée à la conversion de données audio entre les domaines analogique et numérique. Avec le logiciel approprié, vous pouvez le transformer en un outil de mesure intéressant, capable d'analyser le gain et la phase des réseaux quadripolaires, ainsi que l'impédance complexe des réseaux bipolaires pour des fréquences allant jusqu'à 90 kHz. Le plus impressionnant ? Aucun équipement additionnel ni dépense supplémentaire ne sont nécessaires !

Cet article explique comment vous pouvez utiliser la carte son de votre PC pour mesurer les caractéristiques de fréquence des composants en termes de gain et de réponse en phase, ainsi que l'impédance complexe des composants bipolaires simples tels que les résistances, les condensateurs et les bobines.

Le logiciel accompagnant ce projet a été développé en utilisant l'environnement de développement intégré Processing (open-source) [1], qui est idéal pour accéder aux signaux de la carte son et créer des graphiques d'affichage. Vous trouverez ces programmes sur la page du projet sur Elektor [2].

Pour mesurer la réponse en fréquence d'un composant (le composant à tester, ou DUT), vous pouvez piloter le composant avec un signal sinusoïdal à fréquence variable et mesurer le déphasage et le rapport d'amplitude entre le signal à l'entrée et à la sortie.

Carte son

La carte son de votre ordinateur possède une sortie haut-parleur qui peut alimenter un circuit externe avec un signal sinusoïdal (figure 1). En outre, elle dispose d'entrées de ligne stéréo. En envoyant également le signal d'entrée d'un appareil sous test au canal gauche de la carte son, et la sortie de l'appareil sous test au canal droit, vous pouvez mesurer les deux signaux simultanément et déterminer leur déphasage. La carte son du PC mesure les signaux avec un taux d'échantillonnage de 192 kHz et une résolution de 16 bits. Cela permet de mesurer des

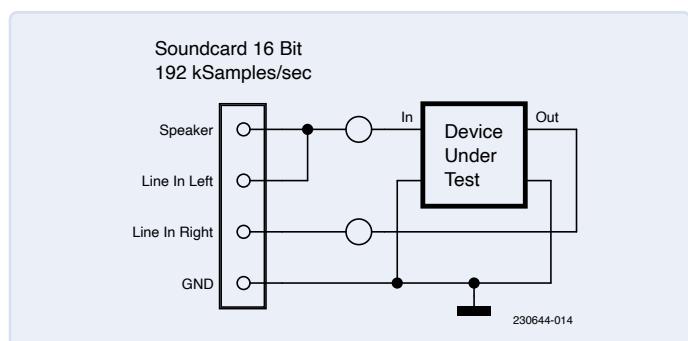


Figure 1. Connexion d'un réseau quadripolaire à la carte son

fréquences jusqu'à la moitié de la fréquence d'échantillonnage, soit environ 90 kHz. Il est donc possible de mesurer les caractéristiques d'un composant tel qu'une antenne DCF77. La haute résolution de la carte permet également de mesurer des signaux relativement faibles. Pour effectuer les mesures, la carte son doit être configurée de manière à ce que le signal de sortie d'un générateur de signal sur la carte soit transmis à la sortie haut-parleur et que les signaux d'entrée de ligne gauche et droite soient les seuls à être transmis au convertisseur A/N de la carte son.

Gain et phase

Pour analyser les caractéristiques de réponse en fréquence d'un composant, à l'entrée de la carte son, nous analysons un signal analogique de fréquence connue mais de gain et de phase inconnus par rapport au signal d'excitation. Le signal (la courbe jaune de la figure 2) présente également des signaux d'interférence et de bruit. Pour déterminer le gain et la phase, nous procédons à la résolution d'un problème d'optimisation linéaire en utilisant les valeurs de A et B de façon à ce que le signal

$$s(t) = A \cos(k \alpha) + B \sin(k \alpha)$$

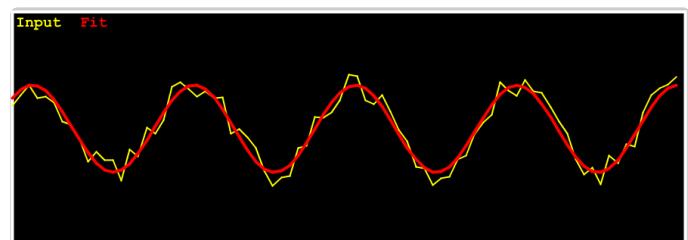


Figure 2. Signal d'entrée $y(t)$ (jaune) et approximation cosinus/sinus $s(t)$ (rouge).

atteint la meilleure correspondance avec le signal mesuré $y(t)$. Nous utilisons la méthode des moindres carrés. Il est raisonnable de fixer le nombre d'échantillons $N = 4096$. Vous pouvez modifier cette valeur facilement dans le programme. Pour déterminer A, le signal est multiplié et additionné avec l'onde cosinus échantillonnée. Pour B, on utilise l'onde sinusoïdale échantillonnée correspondante. A représente la valeur de la fonction cosinus du signal, tandis que B représente la valeur de la fonction sinus. Cette méthode fonctionne de la même manière qu'un mélangeur I/Q dans la conception d'un récepteur SDR. Le signal du récepteur est multiplié par les fonctions cosinus et sinus du signal échantillonné. Un filtrage passe-bas est ensuite appliqué, ce qui est réalisé ici en additionnant les échantillons. On parle également de sommation par la moyenne.

Nous pouvons alors déterminer l'amplitude U et la phase φ avec l'équation suivante :

$$U = \sqrt{A^2 + B^2} \quad \text{en} \quad \varphi = \arctan(B/A)$$

Si des calculs complexes en courant alternatif sont utilisés, A est la partie réelle et B la partie imaginaire de la représentation phasorielle du signal. Le signal approximatif s , est représenté en rouge dans la figure 2. En comparant l'erreur d'approximation restante entre le signal $y(t)$ et l'approximation $s(t)$, on peut en déduire la qualité de la mesure. Lorsque cette erreur est trop élevée, on peut supprimer la mesure. Le programme affiche les erreurs d'approximation relatives entre le signal d'entrée et le signal de sortie, qui doivent toutes deux être inférieures à 50 %. Si la forme d'onde mesurée présente un niveau de bruit élevé, c'est souvent parce que le niveau du signal est trop bas. Pour éviter cela, le programme peut afficher les niveaux des signaux d'entrée et de sortie. Cette information permet également d'identifier une éventuelle surcharge du générateur de signaux.

À partir de l'amplitude et de la phase des signaux d'entrée et de sortie, il est facile de déterminer l'amplitude et la phase de la fonction de transfert, g . Il est possible de calculer le rapport entre l'amplitude des signaux et la différence de phase, comme le montre l'exemple ci-dessous.

Filtre passe-bande actif

Le DUT utilisé ici est un filtre passe-bande actif à deux étages. Le schéma du circuit est représenté sur la **figure 3**, et la **figure 4** montre le circuit construit sur une petite carte perforée carrée. Chaque étage a une fréquence de résonance légèrement différente. La **figure 5** montre le gain combiné (en dB) et la réponse en phase (en degrés) du filtre sur une gamme de fréquences allant de 1 kHz à 90 kHz. Ceci montre la réponse relativement plate du filtre à sa fréquence de résonance $f_0 = 17$ kHz. Le déphasage se produit autour de la fréquence de résonance. La courbe correspond bien à une simulation LTspice du même circuit de filtre.

Mesure d'impédance

Pour mesurer l'impédance d'un composant, on peut construire un réseau diviseur de tension constitué de l'impédance inconnue, Z , et d'une résistance de source, R_q (**figure 6**). La fonction de transfert (complexe) de ce diviseur de tension est donnée par :

$$g = Z / (R_q + Z)$$

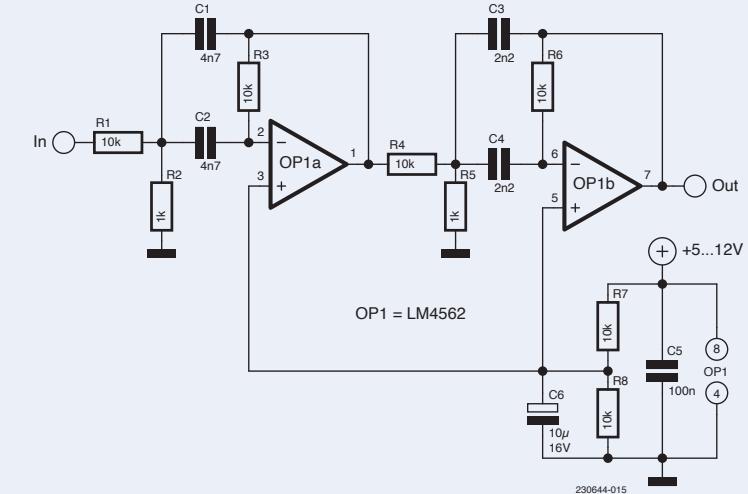


Figure 3. Filtre passe-bande à deux étages.

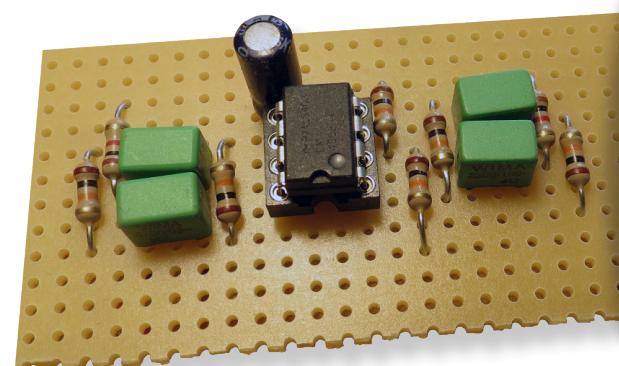


Figure 4. Le filtre passe-bande à deux étages construit sur une petite carte perforée.

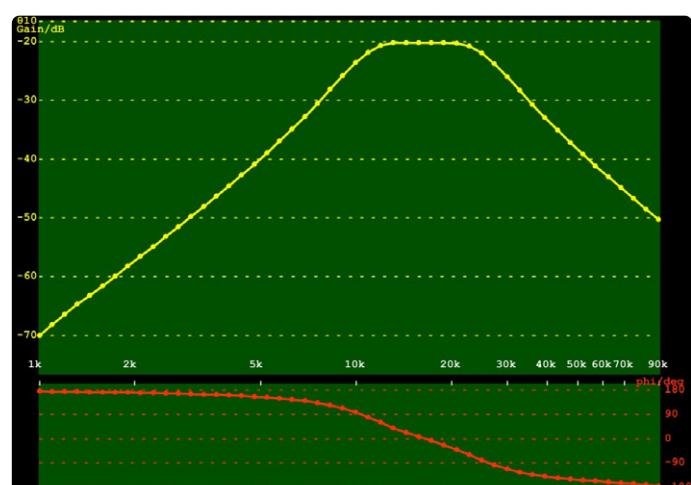


Figure 5. Réponse en fréquence du filtre passe-bande de la figure 3.

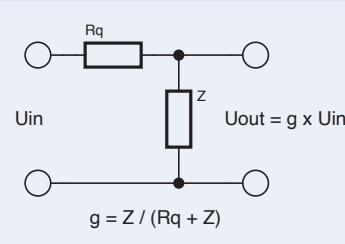


Figure 6. Réseau de diviseurs de tension pour mesurer l'impédance.

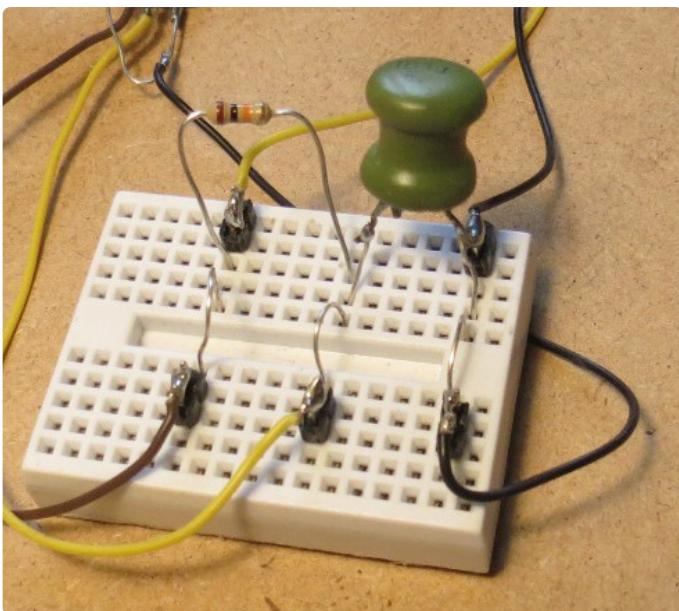


Figure 7. Câblage pour la mesure d'inductance

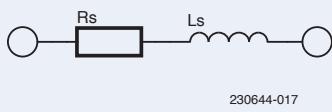


Figure 8. Circuit série équivalent de la bobine.



Figure 9. Les propriétés de la bobine, L_s et R_s , de 10 kHz à 90 kHz.

Nous pouvons ainsi déterminer l'impédance, Z , à partir du facteur g

$$Z = Rq \cdot g / (1 - g)$$

Cela nous permet de calculer l'impédance en fonction de la fréquence, contrairement aux simples impédancemètres qui ne fonctionnent qu'à une fréquence fixe. L'impédance est composée d'une partie réelle et d'une partie imaginaire, ou d'une magnitude et d'une phase, à partir desquelles nous pouvons déterminer les composants d'un circuit équivalent. Nous obtenons ainsi les valeurs équivalentes de la capacité ou de l'inductance. La résistance de source, Rq , doit être choisie dans l'ordre de grandeur de l'impédance à mesurer. Elle ne doit pas non plus être trop réduite, car elle pourrait surcharger la sortie du générateur de signaux de la carte son.

Pour les premiers essais, nous pouvons utiliser une bobine fixe avec une inductance $L = 10 \text{ mH}$. Vous pouvez construire le circuit sur une petite carte de prototypage, comme le montre la **figure 7**. La résistance de la source est $Rq = 10 \text{ k}\Omega$. Le circuit équivalent en série de la bobine est représenté sur la **figure 8**. La résistance en série représente la résistance en courant continu du fil de la bobine ainsi que les pertes (dépendant de la fréquence) dans le matériau du noyau et d'autres propriétés. Les valeurs du circuit équivalent en fonction de la fréquence sont indiquées sur la **figure 9**.

Impédance d'entrée

Les caractéristiques de ce montage en fonction de la fréquence signalent un problème. Aux fréquences inférieures à 30 kHz, la valeur de l'inductance série L_s est d'environ 10 mH, comme prévu. Il en va de même pour la résistance série R_s . À des fréquences plus élevées, L_s augmente fortement et devient même négative. Cela signifie qu'à hautes fréquences, le réseau bipolaire se comporte de manière capacitive. En effet, nous n'avons pas pris en compte l'impédance d'entrée de la carte son, qui est en parallèle avec Z . Nous pouvons mesurer cette impédance par le système lui-même en omettant l'impédance, Z , dans le réseau du diviseur de tension comme le montre la figure 6, de façon à ce qu'il ne soit constitué que de l'impédance d'entrée. Un réseau parallèle de condensateur C_p et de résistance R_p est utilisé comme circuit équivalent pour représenter l'impédance d'entrée. Les valeurs mesurées qui en résultent sont indiquées dans le **tableau 1**.

Tableau 1. Valeurs mesurées de l'impédance d'entrée de la carte son.

$k = 0$	$frq = 1,00 \text{ kHz}$	$R_p = 12,462 \text{ k}\Omega$	$C_p = 713,40 \text{ pF}$
$k = 1$	$frq = 12,13 \text{ kHz}$	$R_p = 12,044 \text{ k}\Omega$	$C_p = 647,35 \text{ pF}$
$k = 2$	$frq = 23,25 \text{ kHz}$	$R_p = 11,591 \text{ k}\Omega$	$C_p = 633,22 \text{ pF}$
$k = 3$	$frq = 34,38 \text{ kHz}$	$R_p = 11,094 \text{ k}\Omega$	$C_p = 624,68 \text{ pF}$
$k = 4$	$frq = 45,50 \text{ kHz}$	$R_p = 10,582 \text{ k}\Omega$	$C_p = 618,75 \text{ pF}$
$k = 5$	$frq = 56,63 \text{ kHz}$	$R_p = 10,049 \text{ k}\Omega$	$C_p = 614,45 \text{ pF}$
$k = 6$	$frq = 67,75 \text{ kHz}$	$R_p = 9,514 \text{ k}\Omega$	$C_p = 610,30 \text{ pF}$
$k = 7$	$frq = 78,88 \text{ kHz}$	$R_p = 8,984 \text{ k}\Omega$	$C_p = 606,95 \text{ pF}$
$k = 8$	$frq = 90,00 \text{ kHz}$	$R_p = 8,387 \text{ k}\Omega$	$C_p = 605,17 \text{ pF}$

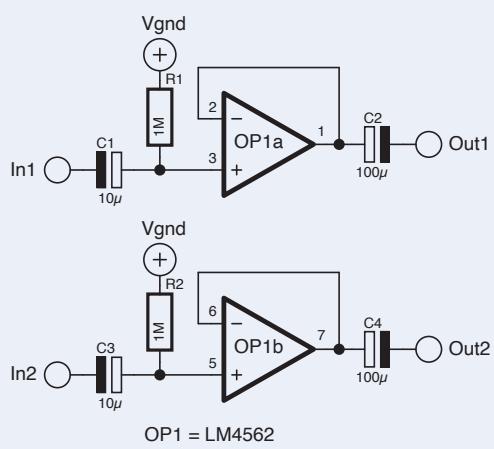
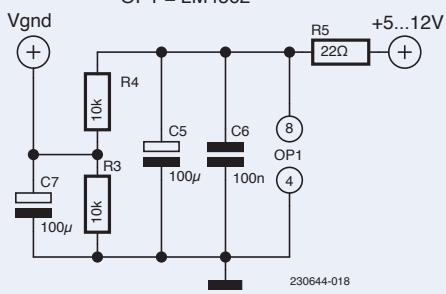


Figure 10. Schéma d'un circuit tampon à deux canaux.



Comme vous pouvez le voir, la carte son a une impédance d'entrée relativement faible d'environ $11\text{ k}\Omega$. L'impédance a une composante capacitive d'environ 650 pF , une valeur élevée par rapport aux caractéristiques d'entrée d'un oscilloscope typique. C'est cette composante capacitive qui a influencé le comportement résonant lors de la mesure sur la bobine.

Conversion d'impédance

Pour réduire l'effet de l'impédance de l'étage d'entrée de la carte son, nous pouvons utiliser des convertisseurs d'impédance. Ceux-ci possèdent des entrées à haute impédance avec une faible capacité et on peut facilement les construire avec des circuits intégrés d'amplificateurs tampons. Dans la **figure 10**, nous proposons un circuit utilisant un ampli-op LM4562, qui peut être facilement construit sur un morceau de carte de prototypage (**figure 11**).

L'ampli-op LM4562 proposé ici utilise un faible courant de polarisation, donc la chute de tension à travers la résistance d'entrée de $1\text{ M}\Omega$ est faible. Son produit gain/bande passante de 55 MHz est suffisamment

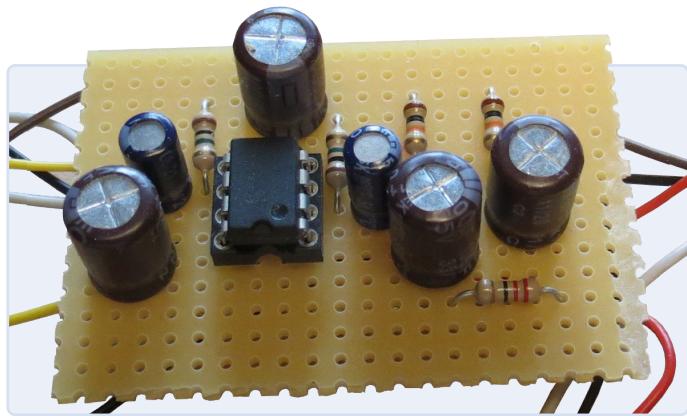


Figure 11. Construction d'un tampon à deux canaux sur une perfboard.

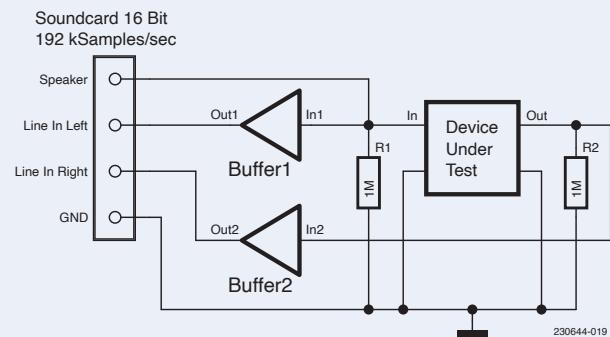


Figure 12. Câblage du tampon, de la carte son et du DTU.

élevé pour cette application. Ce circuit intégré est peu bruyant et très linéaire et il est également peu coûteux, par exemple chez Mouser [3] où vous pouvez procurer le CI traversant au prix de $2,28\text{ £}$.

La connexion du tampon, de la carte son et du DTU est illustrée à la **figure 12**. Il y a maintenant un étage tampon devant chaque entrée de la carte son. Comme le même circuit est utilisé pour les deux canaux, leur influence s'annule lors du calcul du facteur de transfert g . Ces étages tampons ont une entrée de $1\text{ M}\Omega$ similaire aux caractéristiques d'entrée d'un oscilloscope, ce qui permet d'utiliser des sondes d'oscilloscope ordinaires.

Maintenant, en utilisant les tampons, on teste un circuit parallèle composé d'une résistance de $R_p = 10\text{ k}\Omega$ et d'un condensateur de capacité $C_p = 100\text{ pF}$. Les résultats sont donnés dans le **tableau 2**. La mesure est maintenant assez précise sur toute la gamme de

Tableau 2. Mesure d'un circuit parallèle où $R_p = 10\text{ k}\Omega$ et $C_p = 100\text{ pF}$.

$k = 0$	$frq = 1,00\text{ kHz}$	$R_p = 9,831\text{ k}\Omega$	$C_p = 104,31\text{ pF}$
$k = 1$	$frq = 10,89\text{ kHz}$	$R_p = 9,828\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,55\text{ pF}$
$k = 2$	$frq = 20,78\text{ kHz}$	$R_p = 9,827\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,42\text{ pF}$
$k = 3$	$frq = 30,67\text{ kHz}$	$R_p = 9,821\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,49\text{ pF}$
$k = 4$	$frq = 40,56\text{ kHz}$	$R_p = 9,816\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,47\text{ pF}$
$k = 5$	$frq = 50,44\text{ kHz}$	$R_p = 9,809\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,51\text{ pF}$
$k = 6$	$frq = 60,33\text{ kHz}$	$R_p = 9,800\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,60\text{ pF}$
$k = 7$	$frq = 70,22\text{ kHz}$	$R_p = 9,792\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,56\text{ pF}$
$k = 8$	$frq = 80,11\text{ kHz}$	$R_p = 9,780\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,53\text{ pF}$
$k = 9$	$frq = 90,00\text{ kHz}$	$R_p = 9,761\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,20\text{ pF}$

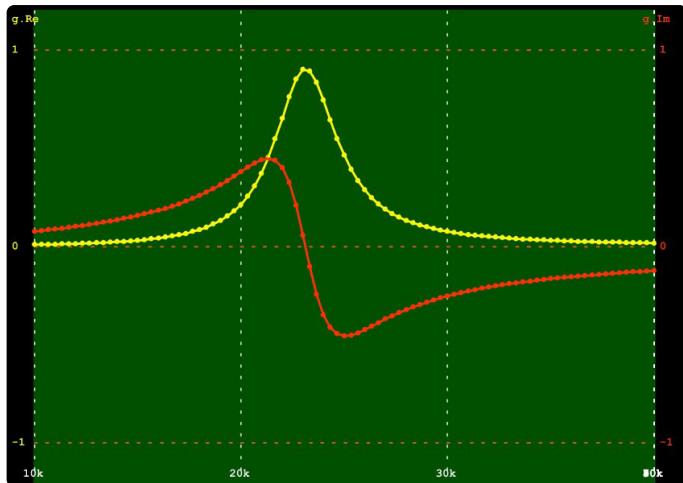


Figure 13. Tracés des parties réelles et imaginaires d'un circuit résonant parallèle avec $L_p = 10 \text{ mH}$ et $C_p = 4,7 \text{ nF}$.

fréquences grâce à l'impédance d'entrée élevée et aux propriétés de faible capacité des étages tampons. Vous pouvez également déterminer les parties réelle et imaginaire de la fonction de transfert d'un composant. Les parties réelles et imaginaires d'un circuit résonant parallèle avec $L_p = 10 \text{ mH}$ et $C_p = 4,7 \text{ nF}$ sont données dans la **figure 13**. Il est également possible de représenter les parties réelles et imaginaires dans le plan x-y, comme le montre la **figure 14**. C'est ce qu'on appelle un tracé de Nyquist. Pour un circuit résonant parallèle, on obtient un tracé circulaire.

Courbes de référence

Vous aurez souvent déjà une idée de l'aspect des courbes mesurées. Le logiciel vous permet de superposer ces courbes de référence afin de vérifier si le modèle correspond à la réalité. Pour plus de commodité, une bibliothèque de calculs complexes de courant alternatif sera utile pour la création de fonctions de transfert de référence et vous pouvez la télécharger avec le projet. À titre d'exemple, nous allons tester un circuit résonant en série (**figure 15**).

En résonance, ce circuit série-résonant génère un signal de sortie élevé. Si le générateur de signaux est réglé sur le niveau de sortie normal, le signal de sortie de ce circuit surchargera l'entrée de mesure de la tension en résonance. La solution la plus simple consiste à réduire le signal du générateur d'un facteur 10. Il apparaît maintenant que la carte son peut traiter des signaux, même petits, avec une grande précision. La mesure de la fonction de transfert (amplitude et phase) donne les courbes illustrées à la **figure 16**.

La courbe jaune représente l'amplitude de la fonction de transfert. En résonance, elle atteint son pic à environ +30 dB. La courbe s'étend sur une plage allant de -50 dB à +30 dB, ce qui donne une plage dynamique totale de 80 dB. La courbe rouge en bas montre la réponse

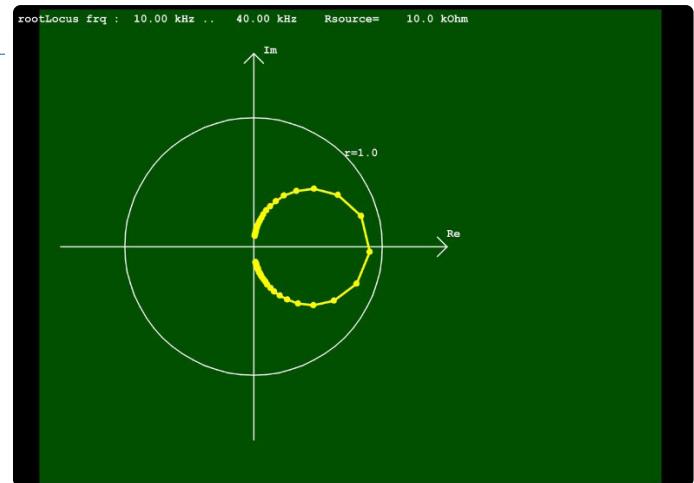


Figure 14. Diagramme de Nyquist du circuit résonnant parallèle.

en phase. Comme prévu, le déphasage se produit principalement autour de la région de résonance. Les croix grises/bleues indiquent le comportement de la fonction modèle associée à la figure 15. Vous pouvez voir qu'elle correspond assez bien. Seul le pic de résonance est plus faible en pratique qu'en théorie, ce qui est dû à des pertes supplémentaires dans la bobine. Si l'on réduit la valeur de R_p à $30 \text{ k}\Omega$, on obtient une courbe qui, même pendant la résonance, correspond mieux. À partir de là, nous pouvons estimer les pertes dans la bobine. Cette approche est une pratique courante pour l'estimation des paramètres, où les paramètres sont réglés pour que la fonction modèle corresponde le plus possible à la mesure réelle.

Options

Le tableau 3 liste les paramètres du circuit et les valeurs des composants qui peuvent être définis dans le programme. Cela donne un large éventail de possibilités pour l'analyse des circuits.

Cet article a démontré la façon dont vous pouvez mesurer la réponse en fréquence des réseaux quadripolaires et des impédances de composants dans la gamme de fréquences de 100 Hz à 90 kHz en utilisant une carte son ordinaire, éventuellement complétée par deux ampli-op tampons fonctionnant comme des convertisseurs d'impédance. Le programme, développé en utilisant la bibliothèque graphique et l'EDI Processing, permet l'affichage des paramètres dépendant de

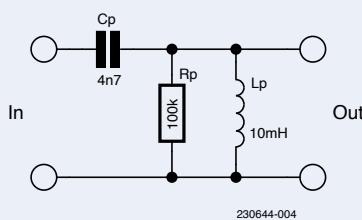


Figure 15. Circuit résonnant en série.

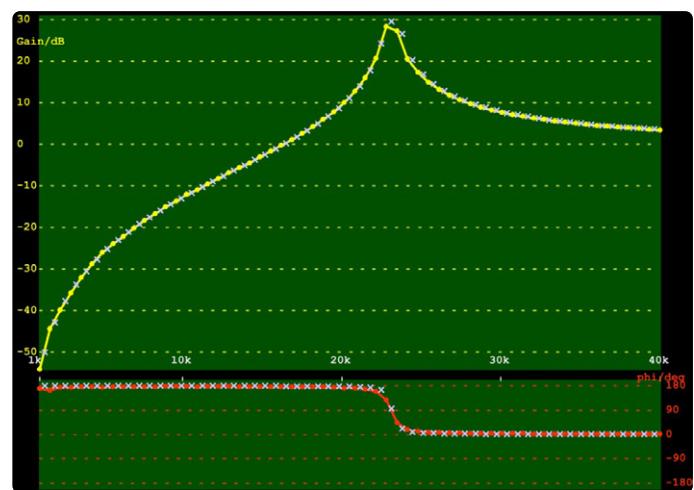


Figure 16. Gain et phase de la fonction de transfert d'un circuit résonnant en série.



la fréquence pour les différents circuits équivalents dans différents formats. Au total, avec très peu d'efforts, vous pouvez, par exemple, mesurer les caractéristiques de réseaux quadripolaires, de condensateurs et d'inductances sur une gamme de fréquences. ↗

230644-04

Tableau 3. Paramètres du programme principal.

Evaluated function selection

<code>selectGreGim</code>	Real and imaginary part of the transfer function
<code>selectZreZim</code>	Real and imaginary part of the impedance
<code>selectRpCp</code>	Equivalent capacitive impedance in parallel to resistor Rp
<code>selectRsLs</code>	Equivalent inductive impedance in series with resistor Rs
<code>selectGainPhase</code>	Gain (dB) and phase (degrees) of the transfer function
<code>selectGasXY</code>	Real and imaginary part of the transfer function as a locus
<code>selectErr</code>	Error level for the sine approximation of both sample sequences
<code>selectRms</code>	Amplitude (RMS) of the two signals
<code>fSample=192000 ;</code>	The sound card sample rate
<code>nSamples=512 ;</code>	Number of samples in one measurement
<code>frqStart=5*kHz ;</code>	Frequency sweep start
<code>frqStop= 80*kHz ;</code>	Frequency sweep stop
<code>FrqNsteps=16 ;</code>	Number of measurements during sweep
<code>logSweep!=true ;</code>	Logarithmic sweep option
<code>SigGenAmplRms=0.25 ;</code>	Sine wave signal generator (RMS) amplitude
<code>Rsource=150*0Ohm ;</code>	Source resistance for impedance measurements

À propos de l'auteur

Dès l'âge de douze ans, Martin Ossmann a commencé à lire Elektor et à expérimenter avec l'électronique. Après avoir suivi des études en électrotechnique, il a travaillé plusieurs années en tant qu'ingénieur en développement. Il est ensuite devenu professeur au département d'électrotechnique et de technologie de l'information de l'université d'Aix-la-Chapelle (FH Aachen). Il est non seulement l'auteur de nombreux articles et publications scientifiques, mais a également conçu de nombreux projets matériels et logiciels innovants publiés dans Elektor durant les trois dernières décennies.

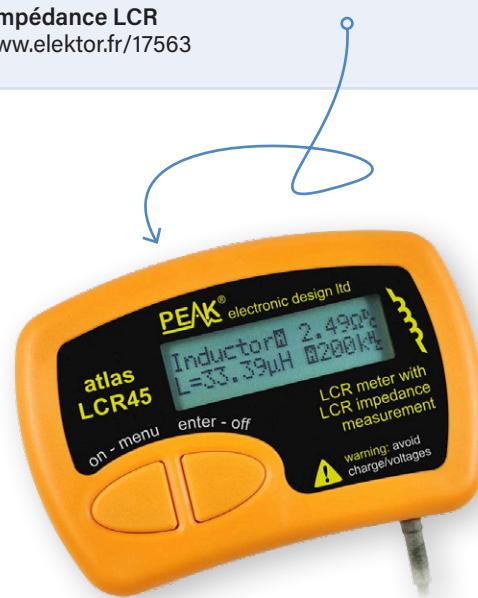
Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (ossmann@fh-aachen.de) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

➤ Peak Atlas LCR45 – LCR-mètre avec mesure de l'impédance LCR
www.elektor.fr/17563



LIENS

- [1] Processing : <https://processing.org>
- [2] Page du projet sur Elektor: <https://elektormagazine.fr/230644-04>