

LCmètre en circuit

étude de prototype

Michael Monkenbusch (Allemagne)

Lors du dépannage d'une carte électronique, il est utile de pouvoir tester les composants passifs directement sur le circuit imprimé sans avoir à les dessouder. Mais cette approche est également essentielle, pour minimiser les interférences avec le reste des composants pendant le test. Ce prototype de circuit peut mesurer des capacités de 1 pF à 80 mF ou des inductances de 1 mH à 40 H. Il utilise une méthode de mesure à basse tension qui minimise l'impact des résistances parasites en parallèle ou en série. Le traitement du signal est principalement analogique ; un Arduino UNO se charge du calcul de L, C et de la résistance « parasite ».

Il y a quelque temps, j'ai expérimenté avec un générateur de fonctions pour tester rapidement un condensateur en mesurant le courant qui le traverse à partir de la forme d'onde de la tension appliquée, en utilisant un oscilloscope. Le circuit initial était simple, puisque j'utilisais une petite résistance shunt en série avec le condensateur pour mesurer l'intensité du courant. Là, une onde de tension triangulaire offre un avantage : pendant les pentes ascendantes et descendantes constantes de la forme d'onde appliquée (dans l'idéal), le courant traversant le condensateur a une valeur constante (positive ou négative) proportionnelle à la capacité, C (voir l'encadré **Méthode de mesure**).

Un courant supplémentaire $IR(t) = U(t)/R_p$ dû à une résistance parallèle (de fuite) R_p serait proportionnel à la tension de commande triangulaire $U(t)$. Lorsque la tension de commande oscille entre des valeurs négatives et positives, elle sera nulle à certains instants t_0 pendant les pentes ascendantes et descendantes constantes du signal triangulaire. Alors, à ces instants, le courant résistif parasite $IR(t_0) = 0$ et la tension mesurée à ces moments reflète uniquement C et est indépendante de R_p . En pratique, on peut effectuer la mesure en échantillonnant le courant aux moments où $U(t) = 0$. Cela résume l'approche initiale visant à réaliser un circuit simple de mesure de C qui fournit une tension proportionnelle

à C et indépendante des fuites ou d'autres résistances parallèles.

Une analyse approfondie du circuit a révélé des possibilités d'extension, permettant non seulement d'estimer la valeur de la résistance parallèle R_p , mais aussi de mesurer une potentielle résistance en série en une seule opération. De plus, si nous remplaçons le condensateur C par une bobine L , la tension de commande $U(t)$ par un courant de commande $I(t)$, et que nous inversons également les rôles des résistances parallèles et séries, un circuit similaire peut servir à mesurer les inductances. La mesure du courant serait remplacée par une mesure de la tension aux bornes de la bobine (au lieu de la tension aux bornes d'une résistance shunt).

Ces caractéristiques rendent l'utilisation de cette méthode pour tester des composants, en circuit, sans les dessouder. Pour que cela soit réalisable, il est utile de noter que, lorsqu'ils ne sont pas alimentés, la plupart des composants semi-conducteurs, dans le pire des cas, exposent des jonctions de diodes, augmentant ainsi la probabilité de créer des trajets de courant parasites. Si la tension appliquée reste inférieure à 100 mV, les courants à travers ces jonctions restent négligeables. Pour les bobines, la tension résultante doit rester inférieure à cette limite. Ces faibles tensions permettent également de négliger la polarité des condensateurs électrolytiques.

Dans le prototype de circuit présenté, les tensions aux bornes de la résistance shunt

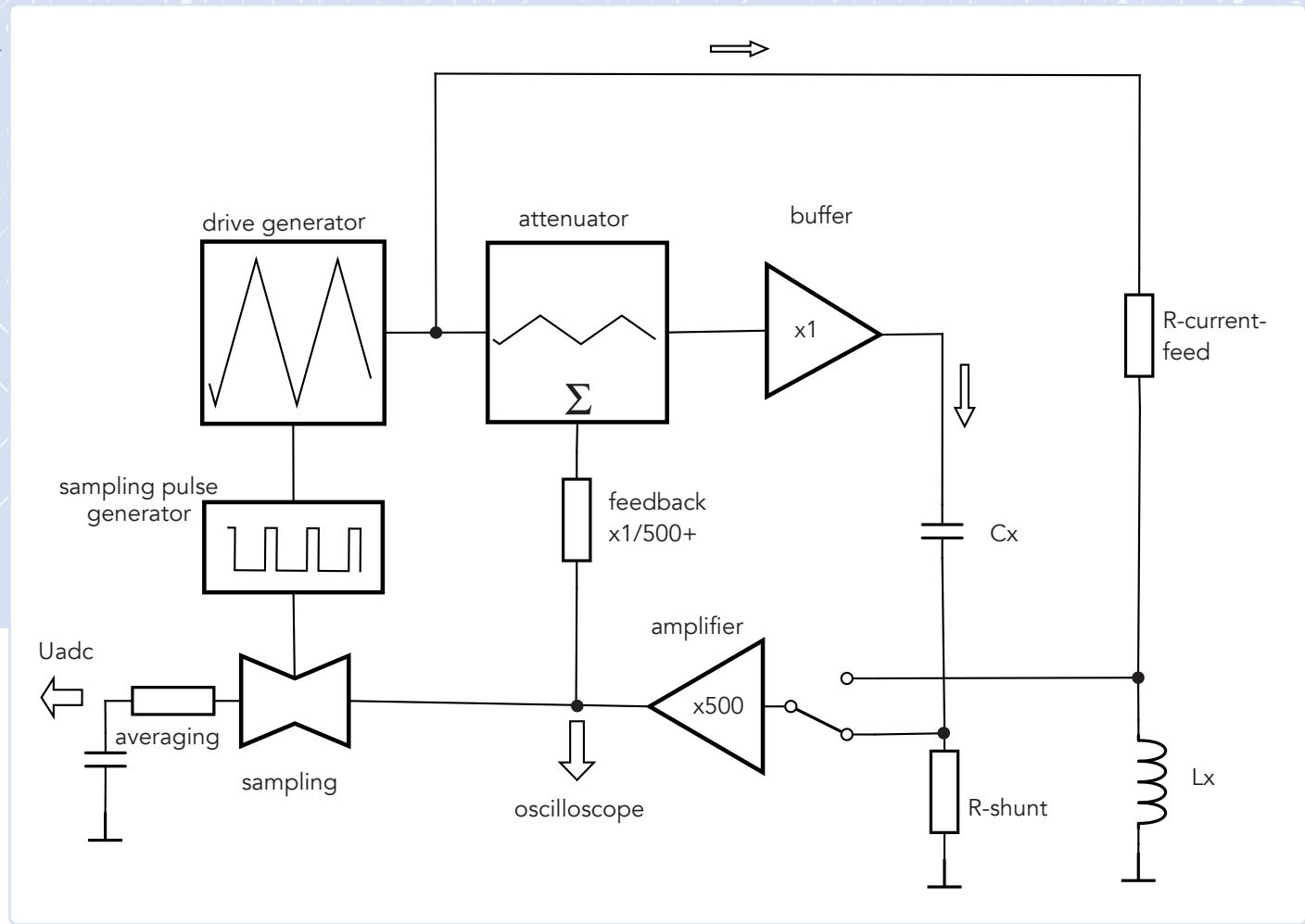


Figure 1. Schéma fonctionnel du circuit.

et de la bobine restent inférieures à 10 mV. L'échantillonnage synchrone et le calcul de la moyenne renforcent la stabilité de mesure face aux perturbations causées par les sources de bruit internes et externes.

Schéma fonctionnel

Le schéma fonctionnel du circuit est illustré à la **figure 1**. Ce circuit comprend divers éléments fonctionnels, tels qu'un générateur produisant une onde triangulaire définie, des comparateurs et une logique destinée à générer les impulsions pour l'intervalle d'échantillonnage, un amplificateur de signal A et le(s) étage(s) d'échantillonnage avec des amplificateurs tampons (non représentés). La connexion à l'Arduino inclut un CAN 16 bits à quatre voies ADS1115 de Texas Instruments. Les entrées analogiques Ax du microcontrôleur sont utilisées pour déterminer les positions des commutateurs, et les sorties numériques adressent un certain nombre de commutateurs MOS pour prendre en charge une sélection automatique de gamme partielle. Ainsi, le croquis Arduino peut effectuer la

mesure et afficher les valeurs de C ou L et les éventuelles résistances parasites (effectives) avec d'autres informations complémentaires sur un afficheur LCD 4×20.

Schéma

Le circuit (partie analogique) est représenté à la **figure 2**. Il contient les parties suivantes :

- Tensions de référence (U4, U11).
- Générateur du signal triangulaire (U12A...D).
- Génération de la fenêtre d'échantillonnage (U2A, U2B, U3A, U3B, U13A, U13B).
- Amplificateur de signal (U16A, U16B).
- Inversion de polarité synchrone (Q8, U1B).
- Échantillonnage, calcul de la moyenne (U5B, U5C, U5D ; C2, C3, C4 ; U5A) et mise en mémoire tampon (U1C, U1D).

La tension de commande triangulaire est générée par intégration (U12A) en accumulant un courant dans C1, déterminé par la résistance connectée via l'interrupteur SW2

à la tension de référence à commutation de polarité (Q1, U12C). U12B compare la sortie du signal à l'oscillation de tension de l'ampli-op ($\pm 2,5$ V) pour déclencher l'inversion de polarité (Q1) de la référence de tension de haute précision qui contrôle la valeur déterminant la pente.

U12D sert de tampon pour la tension triangulaire atténuée (R3, R8) pour piloter le composant testé Cx à faible impédance. Le courant induit par le condensateur traverse la résistance shunt sélectionnée par SW2 avec le groupe de MOSFET Q2... Q7 à variation automatique. La tension shunt résultante de quelques millivolts est amplifiée (facteur total ≈ 500) par U16A et U16B. Après cette première étape d'amplification, le signal de rétroaction positive est extrait par R74 et envoyé à l'atténuateur de tension de commande (R3, R8) pour l'augmenter de telle sorte que la chute de tension shunt soit ajoutée. Le signal amplifié $ICx(t)$ peut être utilisé pour la surveillance à l'aide d'un oscilloscope. Il est ensuite traité dans le circuit par une inversion de polarité synchrone effectuée par (Q8, U1B).

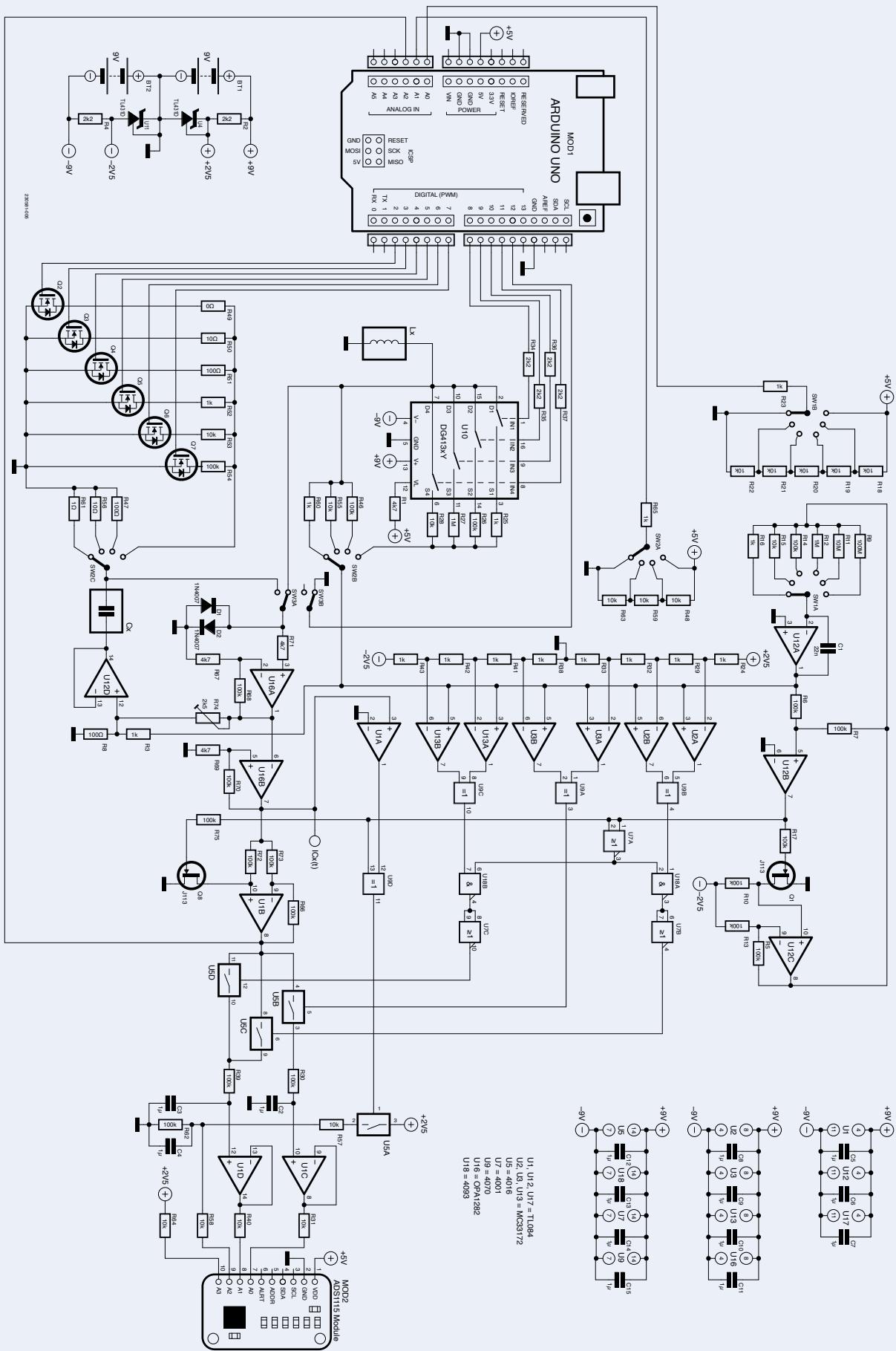


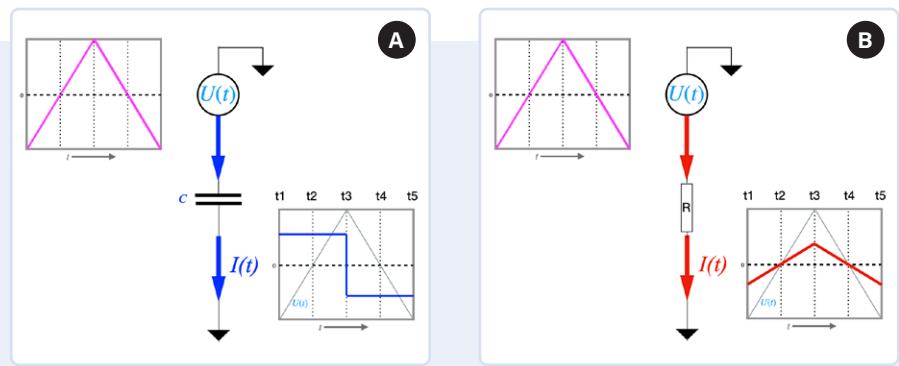
Figure 2. Schéma de la partie analogique du projet.

Méthode de mesure

La charge Q stockée dans un condensateur est proportionnelle à la tension U . Lorsque la tension $U(t)$ appliquée au condensateur augmente, la charge stockée augmente également. Cela implique que le courant ($I(t)$) doit circuler. Mathématiquement, cette relation est exprimée par $I(t) = C(dU/dt)$. Si U augmente avec une pente constante, le courant est constant. Le passage d'une pente ascendante à une pente descendante implique un changement de direction du courant. Ceci est illustré dans l'**exemple A**.

Pour une résistance, le courant est proportionnel à U (**exemple B**), le courant à travers une résistance parallèle à C ajoute simplement le courant du condensateur. A tout instant t_0 avec $U(t_0) = 0$ seulement, le courant capacitif prévaut. L'échantillonnage à ces instants (et la multiplication avec le signe de la pente) donne des valeurs de courant qui dépendent uniquement de C . Si le courant $I(t)$ augmente linéairement autour de t_0 , l'intervalle de temps d'échantillonnage peut avoir une extension symétrique finie autour de t_0 , ce qui permet de moyenner les influences des diverses sources de bruit.

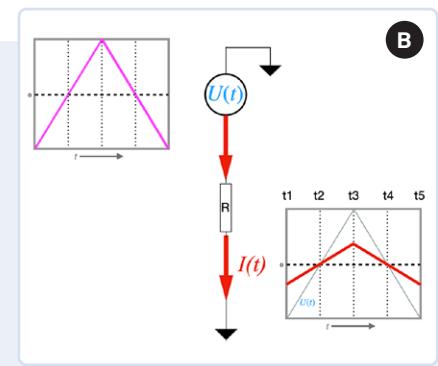
Maintenant, en présence d'une résistance série R_s , l'effet observé est que la transition du courant entre les valeurs positives et négatives, suite à un changement de pente de $U(t)$, n'est plus instantanée mais suit plutôt un transitoire avec une constante de temps définie. Cette constante $\tau_s = RC$, où R représente la valeur de $R_s \parallel R_p = R_s R_p / (R_s + R_p)$. Pour des valeurs élevées de R_p ,



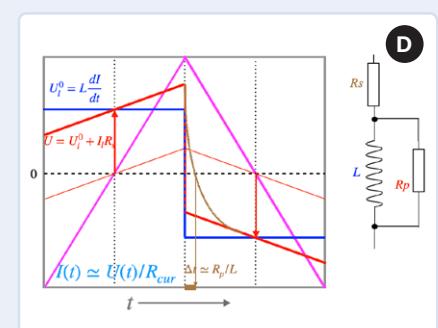
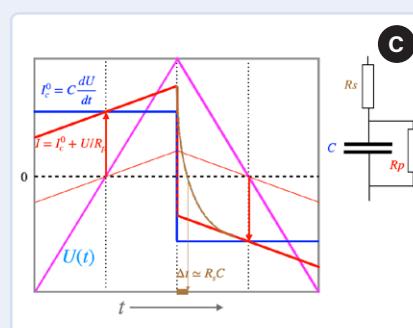
cette résistance est très proche de R_s . Après quelques cycles de τ_s , les effets transitoires sont terminés. Si l'intervalle d'échantillonnage central commence à ce point, il n'y aura pas d'influence résiduelle de R_s sur la valeur de C déduite. Dans le circuit présenté dans l'**exemple C**, l'intervalle de temps $\Delta t \approx \tau_s$ est déterminé par la conversion du délai entre le changement de signe de la pente et le passage par zéro de $I(t)$ en une tension.

Notez que la résistance shunt utilisée pour la mesure de $I(t)$ s'ajoute également à la résistance série effective R_s . Pour compenser cela, la correction de rétroaction de $U(t)$ est ajoutée au circuit (voir l'**encadré Rétroaction**).

Pour adapter le circuit à des mesures d'inductances L plutôt que de capacités,



il faut inverser les rôles du courant et de la tension. En alimentant le composant testé (L) avec un courant $I(t)$ augmentant linéairement, on génère une tension induite constante $U(t)$ sur l'inducteur, où $U = L(dI/dt)$. Un effet similaire à celui de la résistance parallèle pour les condensateurs est observé ici comme une tension supplémentaire due à la résistance (série) de la bobine, tandis que toute résistance parallèle à la bobine correspond à l'effet de la résistance série du condensateur (voir l'**exemple D**). Alors que pour les condensateurs de bonne qualité, la résistance parallèle est souvent tellement élevée que son effet est pratiquement invisible, la résistance série des bobines est presque toujours visible sous la forme d'une pente dans la tension détectée aux bornes de la bobine.



Pour un condensateur idéal, la sortie de U1B serait une tension continue proportionnelle à sa valeur de capacité (voir l'**encadré Méthode de mesure**). Les composants non idéaux tels que la résistance parallèle, etc. induisent une pente dans le courant à travers R_{shunt} et donc une ondulation de la tension de sortie de U1B. Par conséquent, la tension d'ondulation en dents de scie doit être échantillonnée pendant des fenêtres temporelles appropriées puis moyennée, afin de déterminer les valeurs C et R_p appropriées et stables.

Les fenêtres d'échantillonnage sont extraites par la logique (U7, U18) pilotée par le signal des comparateurs (U2, U3, U13 ;

dans le prototype, j'ai utilisé des amplificateurs audio MC33172 de STMicroelectronics) qui détectent les transitions de la tension de commande (non atténuée) aux niveaux fournis par le diviseur de tension entre R24 et R43. L'association des transitions suivantes produit un signal logique qui est haut lorsque la tension de commande se situe dans la fenêtre entre les niveaux concernés.

Ainsi, une fenêtre centrale, symétrique au passage par zéro de la tension de commande est créée pour l'échantillonnage principal qui donne la valeur de C et est fournie au commutateur MOSFET U5B, qui échantillonne ensuite la sortie de l'amplificateur

autour de la partie centrale de la pente et en fait la moyenne en C2. D'autres fenêtres d'échantillonnage décentrées sont sélectionnées de sorte que seules les fenêtres « tardives » des pentes ascendantes ou descendantes sont combinées par ET logique avec Sync1 ou NON logique avec Sync1. En fournissant ces signaux respectivement à U5C et U5D, le signal de tension de l'amplificateur dans les deux fenêtres décentrées sélectionnées (fronts montants et descendants) est moyenné à travers C3. La moyenne d'échantillonnage du signal principal ainsi que celle des deux périodes décentrées utilisent des constantes de temps qui sont déterminées par R30×C2

Rétroaction

En mode capacité, la tension de la résistance shunt est ajoutée à la tension de commande $U(t)$ de sorte que la tension nette appliquée au condensateur testé corresponde à la forme et à la valeur de l'onde triangulaire sans distorsion. La rétroaction utilise la tension de shunt tamponnée et amplifiée ($\times 20$) et l'injecte via R74 dans le diviseur de tension atténuateur R3/R8. La sortie du diviseur de tension est tamponnée par U12D pour fournir une impédance de source très faible à la tension de commande. La résistance de rétroaction R74 doit être réglée à une valeur telle que l'atténuation par R74/R8 corresponde à l'amplification pour obtenir un facteur de rétroaction ≈ 1 .

Pour des facteurs plus élevés, la boucle devient instable. En pratique, R74 doit être réglé à un facteur proche de 1 en utilisant un condensateur de haute qualité dans la gamme de 100...1.000 nF comme condensateur de test. La rétroaction sert à éliminer l'influence de la résistance shunt sur l'effet de résistance en série. Elle n'a pas d'influence sur la précision de la valeur C déduite de l'échantillonnage central, tant que la durée du transitoire dû à R_s est suffisamment courte par rapport à la période du signal triangulaire.

Pour les mesures d'inductance, aucune rétroaction n'est implémentée, puisque la gamme imposée par l'amplificateur limite la tension utile sur la bobine à <10 mV à l'extrême basse de la (des) résistance(s) de réglage du courant R50, R55... qui se compare aux 2,5 V à l'extrême « chaude » ; l'erreur de courant qui en résulte est négligeable (si l'on vise une précision d'environ 1%).

et $R39 \times C3$; cependant, ces constantes de temps ont un autre facteur $1/f$ - environ 4 pour l'échantillonnage principal et 8 pour l'échantillonnage décentré - f étant la fraction de la période de pente pendant laquelle la fenêtre d'échantillonnage est ouverte. Les largeurs relatives des fenêtres d'échantillonnage (f) sont contrôlées par les niveaux du diviseur de tension vus par la rangée de comparateurs (U2, U3, U13).

Pour obtenir une approximation de la résistance série, le moment du passage par zéro (= la moitié du saut de tension lors de l'inversion de pente si $R_p = \infty$) du signal est détecté par U1A (comparateur) et combiné avec le signal Sync1 par XOR (U9D), qui reste idéalement au niveau Haut durant le délai entre l'inversion de signe («zéro») et l'instant où le saut de tension (idéalement soudain) de la tension shunt amplifiée est à $1/2$ de son amplitude. Ce délai est relatif à la constante de temps $\tau_s = R_{series}C$. Elle est convertie en tension en ouvrant le commutateur (U5A) à la tension de référence à cet instant et en faisant la moyenne avec R57, C4 et R62. Ainsi, le délai - et par la suite la résistance en série - peuvent être estimés.

Mode inductance

SW3 permet de basculer entre le mode capacité et le mode inductance. En mode inductance, l'inductance à mesurer remplace la résistance shunt en mode capacité. Le courant de commande appliqué est fourni via les résistances R60, R55 et R46 dont les valeurs varient de $1\text{ k}\Omega$ à $1\text{ M}\Omega$, et qui sont alimentées par la tension trian-

gulaire non atténuée. Comme la plage de chute de tension dans la bobine est limitée à 10 mV et est considérablement inférieure à la tension de commande de 2,5 V, nous pouvons considérer qu'il s'agit d'une source de courant raisonnablement précise sans nécessiter de correction.

Gammes et codage des commutateurs

Une fois la pente réglée, soit manuellement, soit automatiquement par l'algorithme du programme, une résistance shunt (ou de courant d'alimentation) est choisi de sorte que la tension résultante se situe idéalement dans l'intervalle de 400...4000 mV pour assurer une précision optimale. Les tensions sont également affichées sur l'écran LCD. Pour le réglage automatique, la tension brute à la sortie de l'unité de commutation synchrone U1B est directement transmise à l'entrée analogique A2 de l'Arduino, afin d'éliminer tout retard temporel pouvant être causé par le calcul de la moyenne.

Les résistances shunt ou les résistances de courant d'alimentation sont sélectionnées manuellement par SW1, ou, avec l'option de sélection automatique, la dernière position inclut, respectivement, les MOSFET (Q2... Q7 pour la mesure de capacité C_x ou les groupes de résistances commutées U10 pour la mesure d'inductance L_x).

Considérations relatives à la précision

Les imprécisions des valeurs du condensateur d'intégration C1, des résistances d'inté-

gration R9, R11, R12, R14, R15, et R16, ainsi que celles des résistances shunt ou d'alimentation en courant, influencent directement l'erreur des valeurs finales de capacité C ou d'inductance L affichées. En outre, les résistances R5, R10, et R13, ainsi que R66, R72, et R73 utilisées dans les étages d'inversion de signe, doivent être égales. L'atténuateur R3, R8 ainsi que le facteur d'amplification déterminé par R67, R68 et R69, R70 ont également un impact sur le résultat.

Le croquis Arduino permet d'entrer les valeurs exactes (mesurées) de C1, des résistances shunt et d'alimentation en courant ainsi que les facteurs d'atténuation et d'amplification. Pour le prototype que nous présentons ici, j'ai mesuré ces résistances séparément, avec un multimètre numérique à 6 chiffres, et j'ai saisi leurs valeurs dans le croquis. Pour les résistances, une alternative possible serait d'utiliser des composants de tolérance de 0,1%. Mesurer C1 peut être l'option la plus facile. Il est essentiel de rappeler que, pour tous ces composants, si leurs valeurs réelles diffèrent des valeurs spécifiées sur les schémas, il suffit d'entrer les valeurs correctes dans le croquis !

Pour maintenir la précision de mesure de C en présence d'une faible résistance parallèle ou de L en présence d'une résistance série élevée, il est judicieux d'ajuster la symétrie de la fenêtre centrale d'échantillonnage par rapport au passage à zéro de $U(t)$ et éventuellement la longueur de l'intervalle central d'échantillonnage avec les résistances du diviseur de tension R33, R38.

Autres remarques

Le choix du MOSFET BS170 pour la commutation de la résistance shunt dans ce prototype était destiné à tester le concept avec des transistors que j'avais disponibles. La mesure a révélé une résistance d'enclenchement d'environ $1,7\ \Omega$, que j'ai ajoutée aux valeurs de résistances shunt dans le croquis. Ceci pose problème pour les deux valeurs les plus basses (nominale : $1\ \Omega$ et $10\ \Omega$) - pour le test j'ai remplacé la valeur $1\ \Omega$ par la résistance du MOSFET. Pour améliorer cela, il serait préférable de commuter ces deux faibles valeurs de shunt en utilisant, par exemple, un Si4136DY ($0,0025\ \Omega$ à $4,5\text{ V}$). La diode intrinsèque des MOSFET de puissance à faible résistance ne nuit pas à cette application, puisque la tension maximale appliquée reste inférieure à $0,2\text{ V}$.

Figure 3. Schéma du frontal de sortie du LC mètre, avec les sondes de 0,5 m.

La commutation des résistances d'alimentation en courant d'inductance expose les interrupteurs à des tensions plus élevées, mais avec une valeur minimale prévue de $1\text{ k}\Omega$, la commutation est compatible avec la résistance de $10\ldots20\ \Omega$ de la série DG411...13. Pour l'échantillonnage et le calcul de la moyenne, les commutateurs CD4016, malgré leur résistance à l'enclenchement de plusieurs centaines d'ohms, conviennent parfaitement, et leurs niveaux de tension sont compatibles avec les amplificateurs.

Attention : Les résistances R_{31} , R_{40} , R_{58} , et R_{64} , qui connectent la sortie des amplificateurs tampons à tension moyenne au CAN 16 bits, ainsi que R_1 à la référence numérique du commutateur DG411...13, ne peuvent pas être omises. Ils protègent les puces de l'excès de courant d'entrée dû aux différences de gamme de tension entre le rail 5 V de l'Arduino et l'alimentation $\pm 9\text{ V}$ de l'ampli-op.

Connexion aux composants testés

La capacité étant mesurée via le courant traversant C , il est possible de connecter le condensateur à tester avec deux câbles blindés : l'un pour la tension de commande et l'autre pour l'entrée de l'amplificateur/shunt. Ceci permet de limiter la capacité parasite aux extrémités non blindées des câbles (une longueur de 0,5 m convient parfaitement). Toute capacité parasite interne est soustraite par le programme Arduino.

Les petites bobines à tester doivent être reliées par des fils torsadés très courts. Les mesures d'inductances plus élevées peuvent être effectuées à l'aide d'un câble blindé (qui peut être plus long) afin de réduire l'induction de bruit (**figure 3**).

Exemples

Pour démontrer le fonctionnement de base du circuit comme capacimètre, l'afficheur avec un condensateur styroflex de 470 nF est montré dans la **figure 4a** et **4b**. Les deux figures montrent les résultats obtenus avec différentes pentes de la tension de commande $U(t)$. La pente est indiquée par la valeur de la résistance de l'intégrateur choisi RC dans la dernière

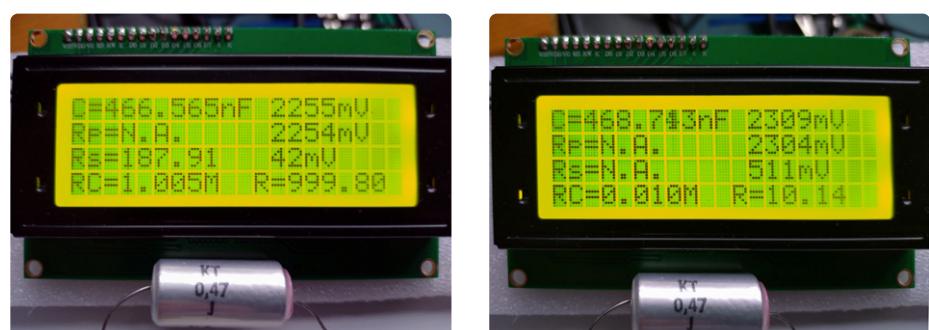
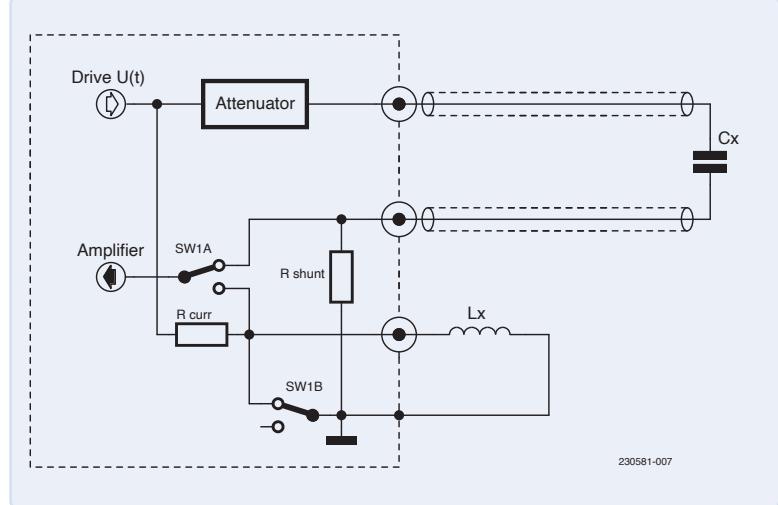


Figure 4. Mesures obtenues avec différentes pentes de la tension de commande $U(t)$, avec les valeurs déterminées par la gamme automatique de la résistance de shunt R , **a**) avec estimation d'une résistance série $Rs = 187\ \Omega$ (gauche), et **b**) sans la résistance (droite).

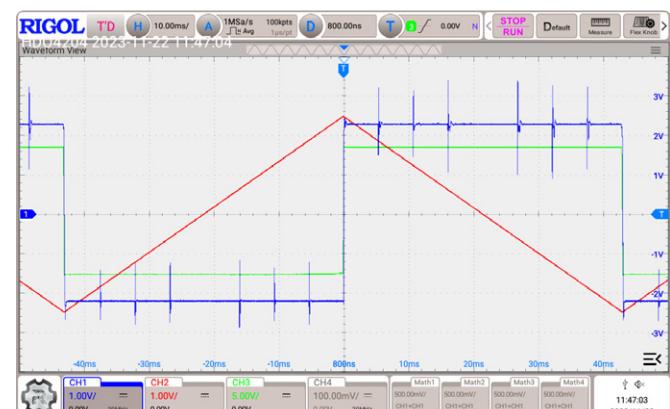


Figure 5. La tension brute échantillonnée.

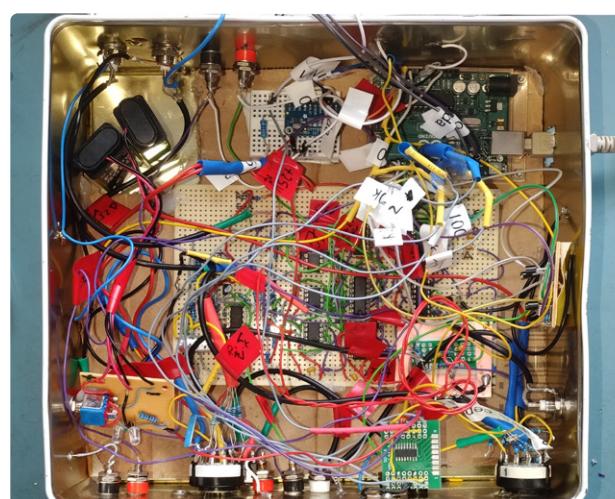


Figure 6. Prototype du projet de l'auteur.

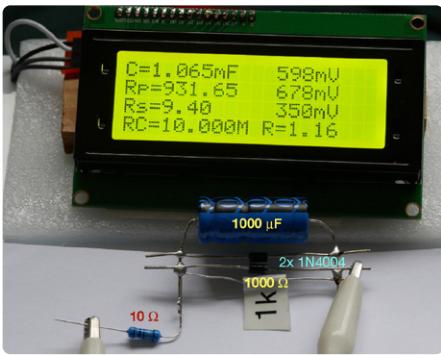


Figure 7. Lectures avec un condensateur électrolytique en circuit de 1 000 μ F en parallèle avec deux diodes dans les deux sens et une résistance de 1 k Ω , plus une résistance en série de 10 Ω .

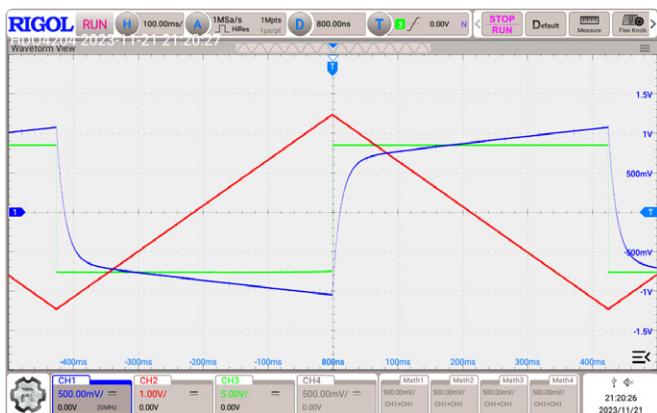


Figure 8. La courbe de tension brute (bleue) montre le saut transitoire de temps fini lors des inversions de pente.

ligne d'affichage, là aussi la valeur réelle (déterminée par auto-range) de la résistance shunt $R = R_{shunt}$ est montrée. Le résultat primaire C est affiché avec la tension brute à Ao de l'ADS115. La deuxième ligne montre la valeur estimée, R_p , de la résistance parallèle et la tension correspondante à $A1$ de

l'ADS115, qui est trop élevée pour être détectée et est donc indiquée par l'affichage de «N.A.».

Enfin, la troisième ligne donne une estimation de la résistance en série avec la tension en $A3$ de l'ADS115. La plage de tension est de 0...4,096 mV, plus la valeur dans l'inter-

valle de la plage est élevée, meilleure sera la résolution/précision. R_p est dérivé de la différence de tension $Ao-A1$ mesurée sur un intervalle d'échantillonnage décentré et central. $A3$ est une conversion (non linéaire) du délai entre l'inversion de pente et le passage à zéro du signal par rapport à

Croquis Arduino

La communication avec le microcontrôleur comprend l'utilisation d'un shield ADC 16 bits à 4 canaux basé sur l'ADS115 et l'affichage des données se fait sur un écran LCD 4x20, tous deux connectés via I²C. D'autres tensions auxiliaires sont lues directement via les entrées analogiques de l'Arduino A0...A2, utilisées pour décoder les positions des commutateurs de gamme et pour supporter la fonction (semi) automatique de sélection de gamme. D'autres GPIO numériques sont utilisés pour contrôler les commutateurs MOSFET qui sélectionnent les résistances de shunt ou d'alimentation en courant. Les valeurs réelles des résistances correspondantes doivent être mises à jour dans le code source pour obtenir une précision optimale. La fonction principale du microcontrôleur est d'interpréter les tensions ADC mesurées et de les convertir en informations souhaitées sur C/L, R_p et R_s .

$$C_x = \frac{U_{adc0}}{U_{ref}} \cdot \frac{R_c \cdot C_1}{R_{shunt} \cdot A} - C_{offset}$$

et de même

$$L_x = \frac{U_{adc0} \cdot R_c \cdot C_1}{\alpha \cdot U_{ref}} \cdot R_{current-feed}$$

A étant le facteur qui combine l'atténuation appliquée à la tension de commande $\approx 1/10$ avec l'amplification $\alpha \approx 500$, c'est-à-dire $A \approx 50$; pour les valeurs réelles, voir le croquis Arduino ! La résistance parallèle (résistance série pour les inductances) la différence des tensions de la fenêtre d'échantillonnage décentrée « tardive » U_{adc1} et de la fenêtre centrale U_{adc0} est utilisée, U_{refpp} est la différence de tension de commande entre les centres des deux fenêtres d'échantillonnage.

$$R_p = \frac{U_{ref} \cdot f_p \cdot R_{shunt} \cdot A}{U_{adc1} - U_{adc0}}$$

respectivement pour les bobines

$$R_s = \frac{U_{adc1} - U_{adc0}}{\alpha \cdot U_{ref} \cdot f_p} \cdot R_{current-feed}$$

L'analyse du transitoire qui contient des informations sur la résistance en série de C ou la résistance en parallèle de L (ou d'autres pertes) est plus complexe. Dans un premier temps, le délai entre le changement de pente et le passage à zéro du signal τ_{ESR} doit être déduit de la mesure de tension sur le troisième canal de l'ADC U_{adc2} :

$$\tau_{ESR} = 2 \cdot R_c \cdot C_1 \cdot \frac{R_{44} \cdot U_{adc2}}{R_{45} \cdot (U_{ref} - U_{adc2})} - \tau_{offset}$$

où τ_{offset} (quelques μ s) est un offset qui corrige les retards temporels lors des détections de zéro.

Dans le cas où la résistance parallèle de C peut être négligée (c'est-à-dire qu'il n'y a pas de pente dans le signal de courant), la résistance série peut facilement être obtenue par $R_s = \tau_{ESR}/(\ln(2)C_x)$ Dans le cas d'un effet de résistance parallèle substantiel, la pente supplémentaire doit être prise en compte, et la formule devient un peu plus complexe. Si la pente liée à R_p domine le passage à zéro, une estimation fiable de R_s n'est pas possible et l'afficheur indiquera N.A. Les expressions réelles peuvent être consultées dans la source du programme Arduino.



Liste des composants

Résistances (toutes à 1%, film métallique, $\geq 1/8W$)

R1, R71 = 4,7 k Ω
 R2, R4, R34, R35, R36, R37 = 2,2 k Ω
 R3 = 1,0 k Ω (1)
 R5, R6, R7, R10, R13, R66, R72, R73 = 100,0 k Ω (2)
 R8 = 100,0 Ω (1)
 R9 = 100,0 M Ω (3)
 R11 = 10,0 M Ω (3)
 R12, R27 = 1,0 M Ω (3)
 R14, R26, R46, R54, R62 = 100,0 k Ω (3)
 R15, R28, R53, R55, R57 = 10,0 k Ω (3)
 R16, R25, R52, R60 = 1,0 k Ω (3)
 R17, R30, R39, R75 = 100,0 k Ω
 R18, R19, R20, R21, R22, R31, R40, R48, R58, R59, R63, R64 = 10,0 k Ω
 R23, R45, R65 = 1,0 k Ω
 R24, R29, R32, R33, R38, R41, R42, R43 = 1,0 k Ω (2)
 R44 = 1,0 M Ω
 R47, R51 = 100,0 Ω (3)
 R49 = 0,0 Ω (3)
 R50, R56 10,0 Ω (3)
 R61 = 1,0 Ω (3)
 R67, R69 = 4,7 k Ω (1)
 R68, R70 = 100,0 k Ω (1)
 R74 = 5 k Ω trimmer

Condensateurs

C1 = 22 nF, coefficient basse température
 C2...C14 = 1 μ F, céramique, multicouche

Semi-conducteurs

D1,D2 = 1N4007, diodes de protection
 Q1, Q8 = J113, n-j FET switch
 Q2, Q3, Q4...Q7 = BS170, Mcommutateur MOSFET
 Q2,Q3 = Si4136DY, MOSFET (4)
 U1, U12 = TL084, ampli-op quadruple
 U2, U3, U13 = MC34072PG, ampli-op double
 U2, U3, U13 = LM393B +1k collector R, dual comparator (5)
 U16 = OPA2182, fast zero-offset opamp
 U4, U11 = TL431D, 2.5V reference
 U10 = DG413Y, quad MOSFET switch (current drive)
 U5 = CD4016B, quad MOSFET switch (sampling)
 U7 = CD4001B, quad 2-input NOR
 U9 = CD4070B, quad 2-input XOR
 U18 = CD4093B, quad 2-input NAND

Divers

SW1 = commutateur rotatif, 6x2
 SW2 = commutateur rotatif, 4x3
 SW3 = commutateur à bascule, 2x2

Remarques:

- (1) : Les tolérances de ces composants peuvent être compensées par les valeurs d'amplification et d'atténuation entrées dans le programme Arduino.
- (2) : Des valeurs égales parmi ces résistances affectent la précision
- (3) : Ces résistances sont essentielles pour la précision. Utilisez des résistances de précision (à faible tolérance).
- (4) : Alternative plus précise au BS170, avec un Ron inférieur.
- (5) : Alternative au MC33172.

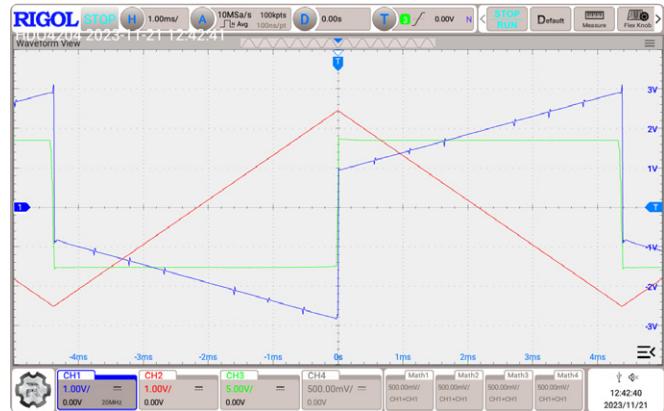


Figure 9. Courbe d'inductance.

la période de la tension de commande. La tension brute échantillonnée est représentée dans la **figure 5**. La courbe rouge représente $U(t)$ et la courbe bleue représente la tension au port $ICx(t)$. Hormis les pics, la réponse correspond à celle d'un condensateur idéal. Les pics observés résultent probablement des chevauchements dans la génération des impulsions d'échantillonnage avec le câblage non optimal (désordonné) du prototype (**figure 6**). Ces pics mettent en évidence les intervalles d'échantillonnage. Le grand espace central (environ 25 ms) représente la fenêtre d'échantillon-

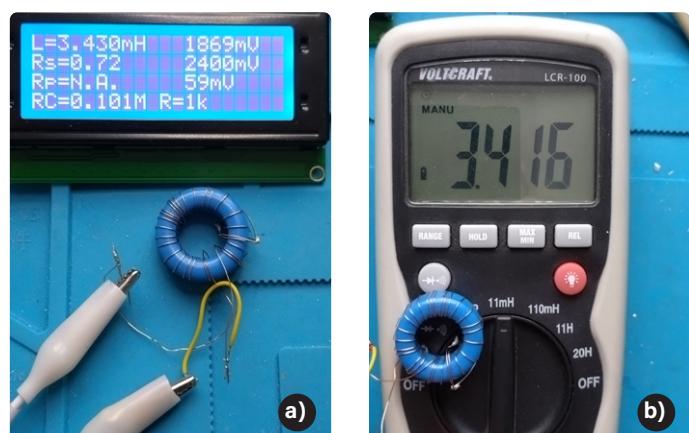


Figure 10. a) Mesures obtenues avec ce projet (à gauche), et b) avec un inductancemètre commercial (à droite).

nage principale, tandis que les marques autour de 38 ms indiquent la fenêtre d'échantillonnage où l'augmentation de tension due à une résistance parallèle est examinée.

Le deuxième exemple illustre une simulation avec un grand condensateur électrolytique en circuit de 1 000 μ F parallèle à deux diodes orientées dans les deux sens et à une résistance de 1 k Ω et une résistance en série de 10 Ω (**figure 7**). La capacité élevée nécessite l'utilisation d'une pente avec une période d'environ 1 s ($RC = 10$ M Ω). Comme le montre la **figure 8**, la courbe de tension brute (en bleue) montre le transitoire de saut de temps fini lors de l'inversion de pente, ainsi que la tension $ICx(t)$ qui s'incline à des moments ultérieurs indiquant la présence de la résistance parallèle. La tension appliquée est insuffisante pour que les diodes puissent conduire un courant élevé ; elles restent donc « invisibles ». Cette figure montre également que les valeurs déduites pour C et Rp peuvent être faussées dans une situation extrême si le signal transitoire dû à Rs domine aux instants où commence la fenêtre d'échantillonnage centrale.

Inductances

La **figure 9** illustre une courbe d'inductance typique obtenue avec un noyau annulaire de 29 tours, $L = 3.45$ mH ($Al \approx 4000$ nH/n2), tandis que les **figures 10a** et **10b** montrent les mesures obtenues en utilisant ce circuit et un inductancemètre commercial, respectivement. Comme pour les inducteurs typiques, les courbes présentent une pente notable due à la résistance de la bobine. Le rapport entre la partie constante dépendant de L (taille du saut), qui dépend du taux dI/dt de variation du courant de commande, et la pente dépendant de la résistance (indépendante de dI/dt) peut être optimisé en choisissant un taux approprié. Cependant, certaines limitations subsistent : une amplitude de saut relative trop faible à des taux faibles, et des oscillations parasites

prolongées après le saut (causées par des capacités parasites) à des taux trop rapides (c'est-à-dire lorsque le temps entre le saut et la fenêtre d'échantillonnage est trop court). Des exemples d'application pour différents condensateurs et bobines sont disponibles sur YouTube [2].

Stratégie de mesure et surveillance

Pour obtenir l'information la plus complète et la plus rapide sur le composant testé, ainsi que pour évaluer la pertinence des résultats, il est conseillé de surveiller le signal $ICx(t)$ à l'aide d'un oscilloscope. Cela permet de détecter immédiatement toute violation des conditions de validité du test, facilitant ainsi le choix de la meilleure valeur de pente. De plus (que le signal soit surveillé ou non), la cohérence des mesures lorsque la pente de commande (Rc) est modifiée indique des valeurs fiables et l'inspection des tensions ADC brutes permet d'évaluer la précision. Dans tous les cas, la résistance ESR doit être considérée seulement comme une estimation approximative.

Modifications possibles

- Pour étendre la plage de résistance parallèle autorisée, diminuez la fenêtre centrale d'échantillonnage (en diminuant les valeurs de R_{33} et R_{38}).
- Cette réduction de la fenêtre d'échantillonnage peut nécessiter une réduction de la valeur de R_{30} pour maintenir la valeur $f \times R_{30}$ constante.
- Les tensions aux bornes de C/L et R_p peuvent également être mesurées en utilisant les entrées analogiques A2, A3 de l'Arduino, si une précision moindre est acceptée.
- Il est possible de réduire encore la tension $U(t)$ de ± 250 mV pour éviter complètement les erreurs de R_p en présence de diodes Schottky, en réduisant R_8 . Le facteur d'atténuation réel doit être modifié dans le programme Arduino.

Il est également possible de concevoir la partie analogique de telle sorte que l'alimentation de 5 V de l'Arduino soit suffisante. Pour ce faire, il faudrait utiliser des ampli-op adaptés (par exemple un OPAx388s), le rail-splitting pour créer une masse virtuelle (par exemple un TLE2426). Cependant, pour la commutation automatique de la résistance de courant de la bobine, il serait nécessaire de trouver des alternatives adéquates pour DG411...13. 

230581-04



À propos de l'auteur

Michael Monkenbusch est un physicien à la retraite qui a travaillé dans les domaines de la diffusion des neutrons, de l'instrumentation et de la physique de la matière molle. C'est en renouant avec son vieux passe-temps, l'électronique qu'il a réalisé le projet présenté ici.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (michael.monkenbusch@googlemail.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr)



Produits

➤ JYE Tech Capacitance Meter DIY Kit

www.elektor.fr/17472

➤ Peak Atlas LCR45 - LCR Meter with LCR Impedance

www.elektor.fr/17563

LIENS

- [1] Téléchargement de fichiers : <https://elektormagazine.fr/230581-04>
- [2] Ce projet sur YouTube : <https://youtu.be/hfbUxPfHmeg>



Chaque semaine passée sans s'abonner à la lettre d'information d'Elektor est une semaine de plusieurs articles et projets électroniques que vous ratez ! Pourquoi attendre plus longtemps ? Rester informé, être créatif et gagner des prix - Abonnez-vous maintenant pour en faire partie !

www.elektor.fr/ezine/fr



À quoi pouvez-vous vous attendre ?

Éditorial

Chaque vendredi, vous recevrez les meilleurs articles et projets de la semaine. Nous couvrons les projets basés sur les MCU, l'IdO, la programmation, l'IA, et plus encore !

E-choppe

Ne manquez pas les promotions sur l'e-choppe Elektor. Tous les mardis et dimanches (et occasionnellement les jeudis), nous avons une offre spéciale pour vous.

Envoi des partenaires

Vous souhaitez rester informé des activités en cours dans le secteur ? Alors ce courriel vous donnera les meilleures informations. Non régulier, mais toujours le mercredi.