

nouveau LCR-mètre

50 Hz - 2 MHz

pont de mesure d'impédance automatique pour mesurer la résistance, la capacité et l'inductance des composants ayant une impédance de 10 mΩ à 100 MΩ

Jean-Jacques Aubry (France)

Il y a plus de 7 ans, Elektor a publié mon LCR-mètre de 500 ppm. Depuis lors, j'ai conçu un tout nouveau LCR-mètre, en sacrifiant l'extrême précision au profit de fonctions étendues avec : fréquence de test de 50 Hz à 2 MHz, 4 tensions de test possibles (100 mV, 200 mV, 500 mV et 1 Vrms), et une polarisation DC supplémentaire jusqu'à 5 V pour les condensateurs et 50 mA pour les inductances.



INFOS SUR LE PROJET

Mots-clés

mesure, kit

Niveau

débutant – connaisseur – expert

Temps

1 h

Outils

outillage standard de l'électronicien
tournevis HF

Coût

799€ (kickstarter: 699€)
voir www.elektor.com/lcr

Ceci n'est nullement une reprise de mon projet publié par Elektor en 2013. Il ne s'agit ni d'une mise à jour ni d'une évolution, l'instrument a été entièrement repensé, il est complètement différent. Une attention particulière est accordée à la facilité de mise en œuvre (étalonnage) et d'utilisation de ce nouvel appareil. Un codeur rotatif est utilisé pour naviguer dans le menu et pour changer la fréquence.

Informations générales

Ce LCR-mètre est un pont de mesure d'impédance automatique. Il mesure la résistance, la capacité et l'inductance de composants d'une impédance de 10 mΩ à 100 MΩ, et effectue des mesures à une fréquence choisie entre 50 Hz et 2 MHz.

Deux configurations sont possibles :

- Unité autonome (carte mère + extension d'affichage) qui fonctionne sans PC, avec une alimentation externe de 5 V (via un connecteur USB qui peut également être connecté à un ordinateur pour l'alimentation). C'est la configuration recommandée.
- Carte principale sans extension, qui ne fonctionne que connectée par USB à un ordinateur exécutant le programme utilisateur. Ce programme, développé à partir des bibliothèques Qt [3], a été testé sous Windows 7 et MacOSX.

Une extension Bluetooth pour la connexion à un téléphone tactile utilisé comme interface graphique est en cours d'étude.

Principe de mesure

L'impédance (Z) est un paramètre important pour caractériser les composants électroniques passifs (résistance, condensateur, inductance). C'est un nombre complexe, représentable par une partie réelle (R) et une partie imaginaire (X), tel que $Z = R + jX$, ou sous une forme polaire par le module de son impédance et le déphasage entre tension et courant : $|Z| \angle \theta$. Pour déterminer une impédance, il faut donc mesurer au moins deux valeurs (en grandeur et en phase), généralement la tension aux bornes du composant et le courant qui le traverse. Notre LCR-mètre utilise la méthode du pont auto équilibré avec l'utilisation d'un simple amplificateur opérationnel pour le convertisseur courant/tension (I-V) (fig. 1).

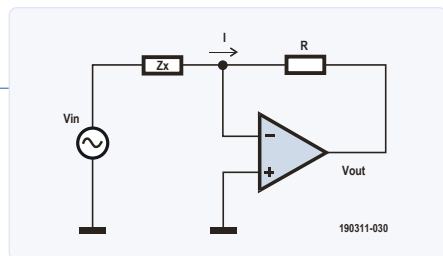


Figure 1. La méthode du pont autoéquilibré utilise un simple amplificateur opérationnel pour le convertisseur courant/tension.

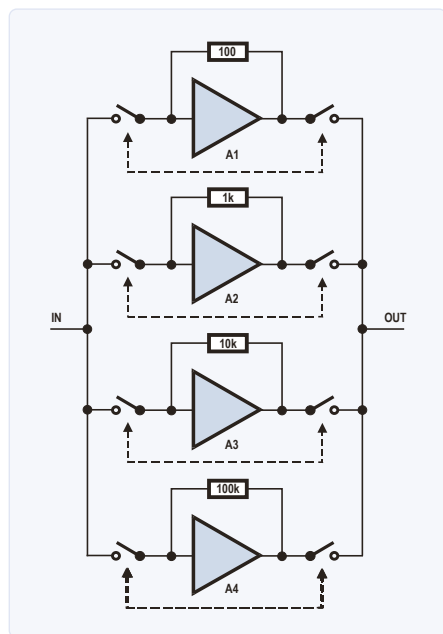


Figure 2. Quatre étages I-V, un pour chaque plage de mesure.

Cette méthode simple permet d'obtenir une bonne précision sur les mesures tout en maintenant un coût raisonnable. Son principal inconvénient est une gamme de fréquences limitée dans les fréquences

élevées par les performances de l'amplificateur opérationnel utilisé.

Pour obtenir une large gamme de mesure d'impédance (de quelques dizaines de mΩ à plus de 100 MΩ), il est nécessaire de commuter la résistance de précision (R) utilisée dans le convertisseur I-V. Malheureusement, les commutateurs analogiques intégrés courants (tels que le 74HC4052) introduisent des éléments parasites (principalement des capacités) qui limitent les performances à haute fréquence.

C'est pourquoi la plupart des instruments similaires ont leur gamme de fréquences limitée à 100 ou 200 kHz.

Il est cependant possible, par une conception originale et le choix de composants performants, de pousser **la limite de fréquence haute à 2 MHz** sans coûts excessifs, tout en conservant la simplicité de la réalisation.

La solution retenue (fig. 2) est de ne pas commuter les 4 résistances de mesure (donc capacités parasites réduites au minimum) mais d'avoir 4 couples **Amplificateur + Résistance**, sélectionnés chacun selon l'impédance à mesurer.

Les amplificateurs opérationnels utilisés (des AD8099 d'Analog Devices) présentent une fréquence de coupure d'environ 200 MHz pour une tension de sortie de 2 V c-c, et possèdent la commande d'inhibition nécessaire. Les commutateurs sont des PhotoMOS fabriqués par Panasonic qui présentent un très bas produit (Résistance ON x capacité de sortie). Un autre point important est le choix de la manière de produire la fréquence de test. Il est facile, et peu coûteux aujourd'hui, d'utiliser des composants de synthèse directe de fréquence (DDS), avec l'avantage d'obtenir n'importe quelle fréquence dans la gamme

50 Hz / 2 MHz retenue pour cet appareil. Il est, de plus, facile de produire pour le détecteur synchrone un signal de même fréquence, mais à phase relative variable, grâce à un second circuit DDS synchronisé sur le premier.

Schéma fonctionnel

Le schéma de la **figure 3** montre l'organisation du matériel du LCR-mètre et les liens entre les sections. Chaque section sera abordée dans cet article.

L'interface utilisateur occupe un circuit imprimé séparé, avec quelques composants réduits au strict minimum :

- > afficheur graphique LCD 240 x 128 points
- > 5 boutons poussoirs
- > codeur rotatif avec contact auxiliaire

Ce n'est pas recommandé, mais vous pouvez omettre cette carte d'extension et commander le LCR-mètre en le connectant à un ordinateur via l'interface USB, à l'aide d'un programme PC approprié. Pour l'instant, mon programme PC n'offre pas les mêmes fonctions que la version autonome. Je pense qu'un appareil de mesure autonome reste le meilleur choix. La manipulation de boutons physiques est plus facile, plus rapide ! À chaque mise à jour du système d'exploitation du PC, il n'est pas nécessaire de mettre à jour aussi le programme PC.

Pour alimenter le LCR-mètre à travers son connecteur mini-USB, vous avez le choix entre un chargeur de téléphone, une banque d'alimentation externe de 5 V (pour téléphone) ou connecter le LCR-mètre à un ordinateur (cette connexion facilite aussi la mise à jour du micrologiciel (*firmware*)).

Description du circuit de la carte principale

Entrées analogiques (fig.4)

La mesure est effectuée avec une configuration à 5 bornes [2] pour minimiser l'influence des câbles de test. Les connecteurs J4 (High Drive) et J7 (Low Drive) alimentent le DUT (*Device Under Test*) tandis que les connecteurs J5 (High Sense) et J6 (Low Sense) permettent de mesurer la tension au plus près du composant. Si une tension de polarisation est appliquée, les bornes positives sont à J4/J5. Les relais à semi-conducteurs *PhotoMOS* U54 à U57, qui relient les amplificateurs opérationnels U9 à U12, ayant une résistance ON d'environ 1 Ω, la tension doit être mesurée aux bornes du DUT et non par rapport à la masse. C'est la tâche de l'amplificateur différentiel construit autour de U7A, U7B, U7C. Son taux de réjection en mode commun

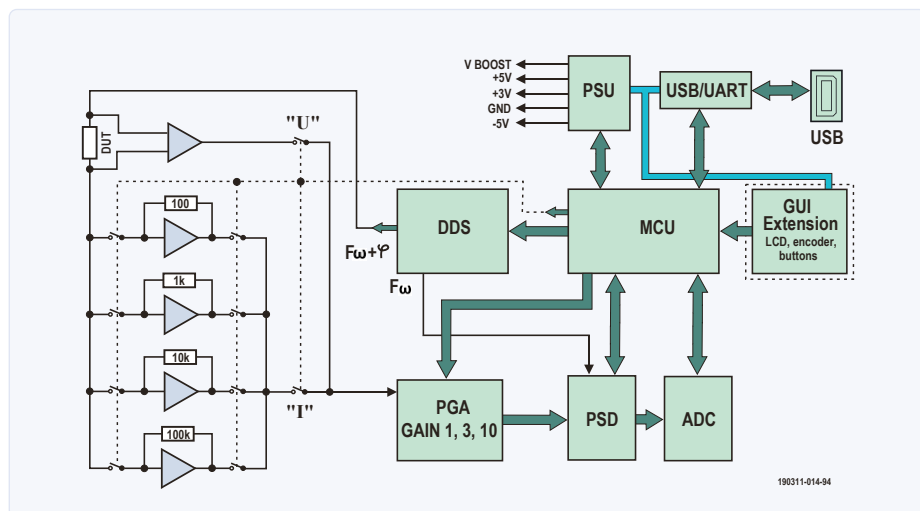
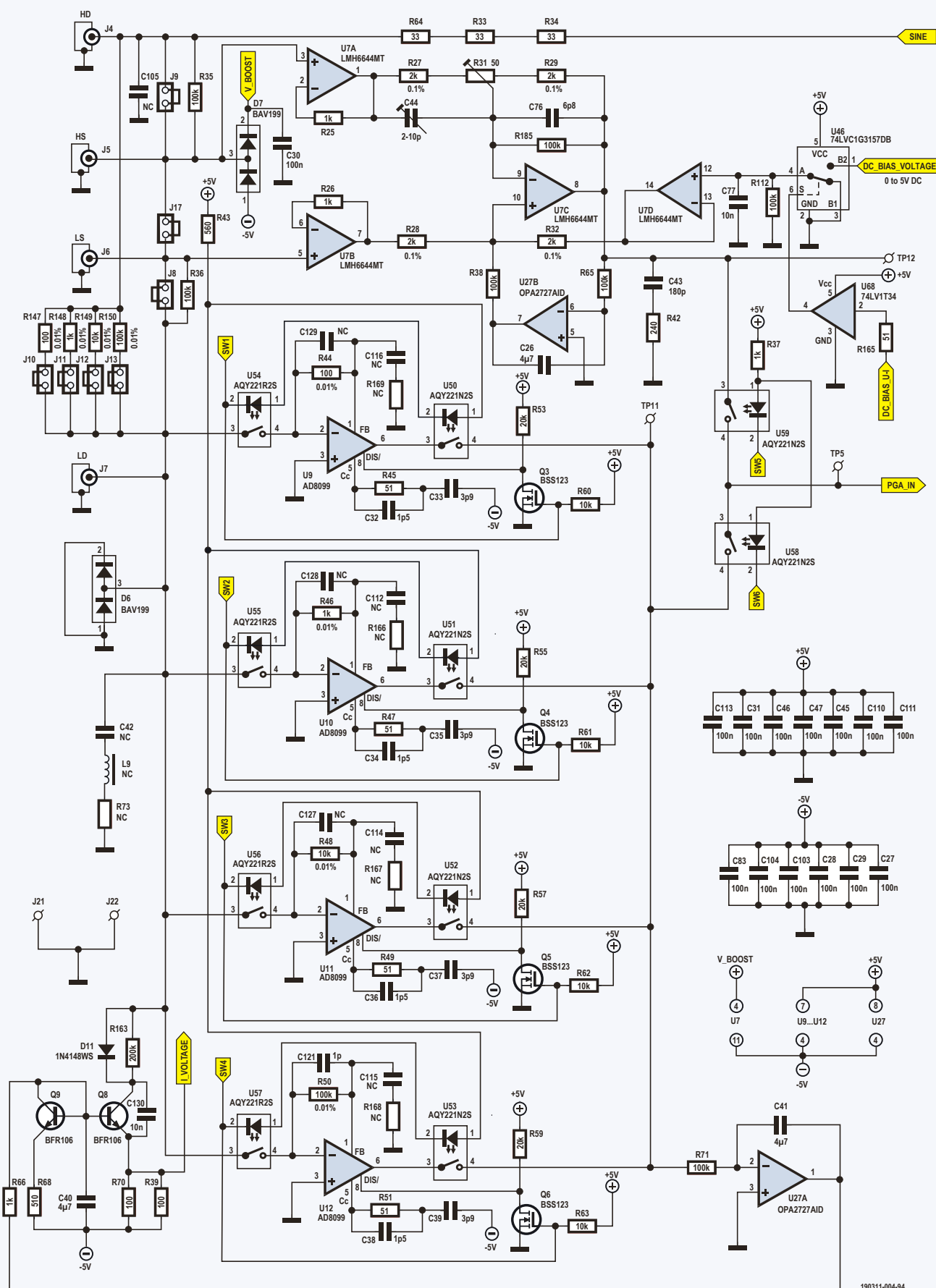


Figure 3. Les parties du LCR-mètre et la façon dont elles sont interconnectées



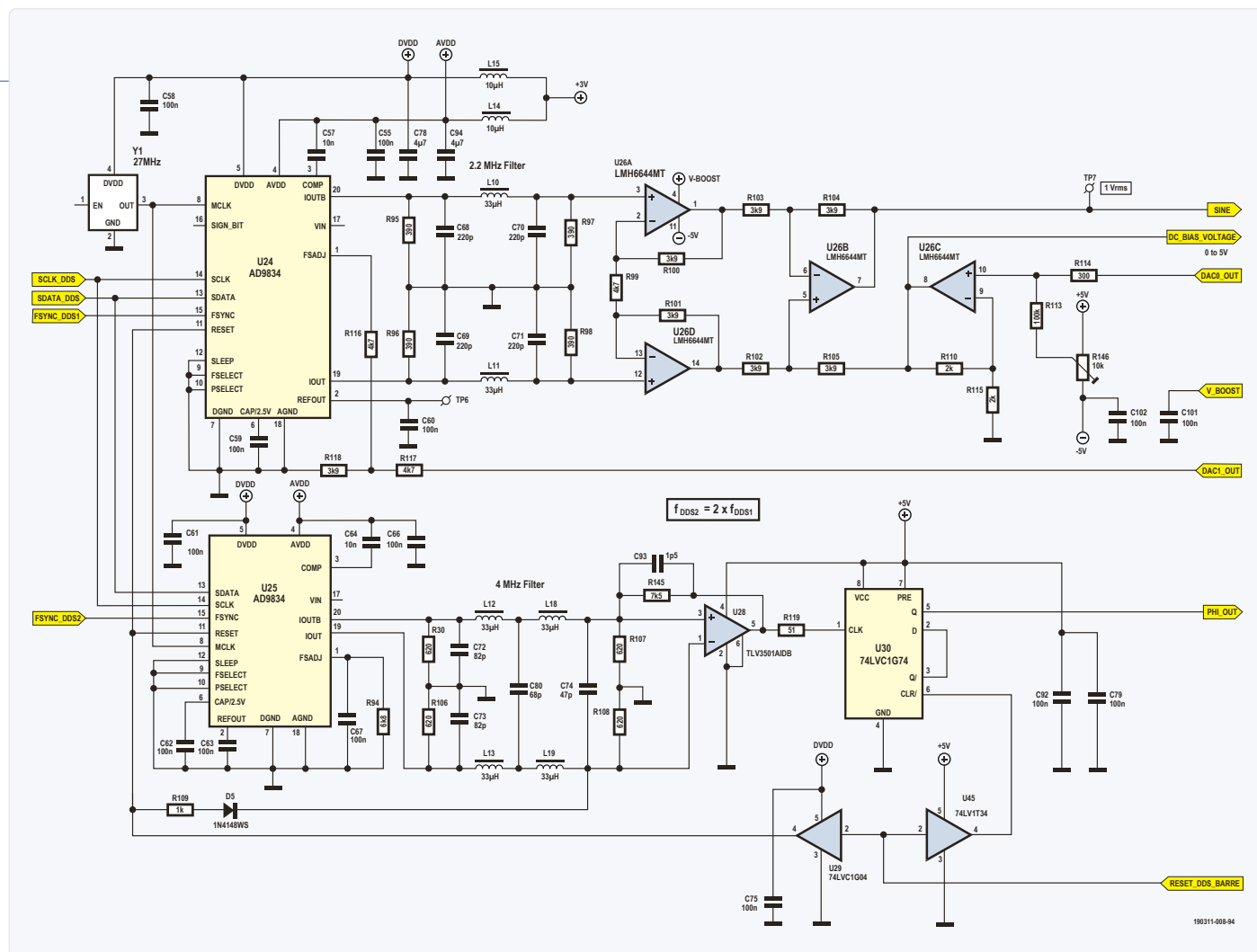


Figure 5. Deux circuits intégrés de synthèse numérique directe produisent les signaux de test.

(CMRR) doit être élevé sur toute la gamme de fréquences du LCR-mètre. Un réglage est donc nécessaire, d'abord par R31 pour les fréquences basses (10 kHz) puis par C44 pour les fréquences hautes (1 MHz).

L'intégrateur construit autour de U27B permet un réglage automatique de l'offset (décalage). Selon la plage de mesure, un des amplificateurs opérationnels U9 à U12 est sélectionné. Sa broche DIS/ doit être au niveau haut et les relais PhotoMOS associés (entrée par U54 à U57 et sortie par U50 à U53) doivent être activés par un des signaux SW1 à SW4 (niveau bas) de l'unité MCU.

Les signaux SW5 (commande U59) et SW6 (commande U58) envoient vers le circuit de mesure soit la tension de sortie U7C (tension DUT) soit la tension de sortie du convertisseur I-V (image du courant à travers le DUT). L'application de la polarisation continue sur le DUT est effectuée au niveau du générateur sinusoïdal par un décalage variant de 0 à 5 V. Comme une résistance de 100 Ω est mise en série avec la sortie de ce générateur, elle correspondra également à un courant de 0 à 50 mA si le DUT (inductif) a une faible résis-

tance série. Pour la tension aux bornes d'un condensateur, le suiveur U7D effectue une précompensation au niveau de l'amplificateur différentiel. Pour un courant à travers une inductance, c'est la source de courant continu formée autour de Q8 et Q9 qui l'absorbe. L'intégrateur construit avec U27A assure la présence en sortie du convertisseur I-V une tension continue proche de 0 V.

Pour l'étalonnage, des résistances de précision **identiques** à celles utilisées pour les convertisseurs I-V peuvent être connectées à l'aide d'un cavalier (J10 à J13).

Générateur d'ondes sinusoïdales (fig. 5)

Le générateur est construit autour du circuit intégré U24, un DDS AD9834 d'Analog Devices. Son horloge de 27 MHz vient de l'oscillateur Y1.

Sa sortie (deux signaux en opposition de phase) est filtrée puis amplifiée par U26A, U26B et U26D. L'amplificateur U26C permet d'appliquer une tension de décalage. Sans cette dernière, le potentiomètre R146 permet de régler le décalage du signal sinusoïdal (mesuré sur TP7).

Le détecteur de phase utilisé nécessite un signal parfaitement carré, à la même fréquence que le générateur, mais dont on puisse faire varier la phase relative. Ceci est obtenu par le circuit U25 (également un DDS AD9834) fonctionnant à une fréquence double et suivi par un comparateur rapide (U28) qui pilote un diviseur par 2 (bascule U30).

PGA (amplificateur à gain programmable) (fig. 6)

Un premier étage d'amplification, composé de U19 et U23, avec un gain sélectionnable de 1, 2, 5 ou 10, compense la réduction du signal utile lorsque l'amplitude du signal de test diminue. Comme son gain n'est pas modifié au cours d'un cycle de mesure, sa réponse en fréquence n'est pas très importante. L'étage suivant est soit U20 avec un gain de 1, soit U21 avec un gain de 3 (3,17 plus exactement), soit U22 avec un gain de 10 (10,1). U21 est compensé en fréquence par le réglage de C108, et U22 par celui de C51. La procédure d'étalonnage prendra en compte la réponse réelle de ce PGA, pour chacune des fréquences utilisées.

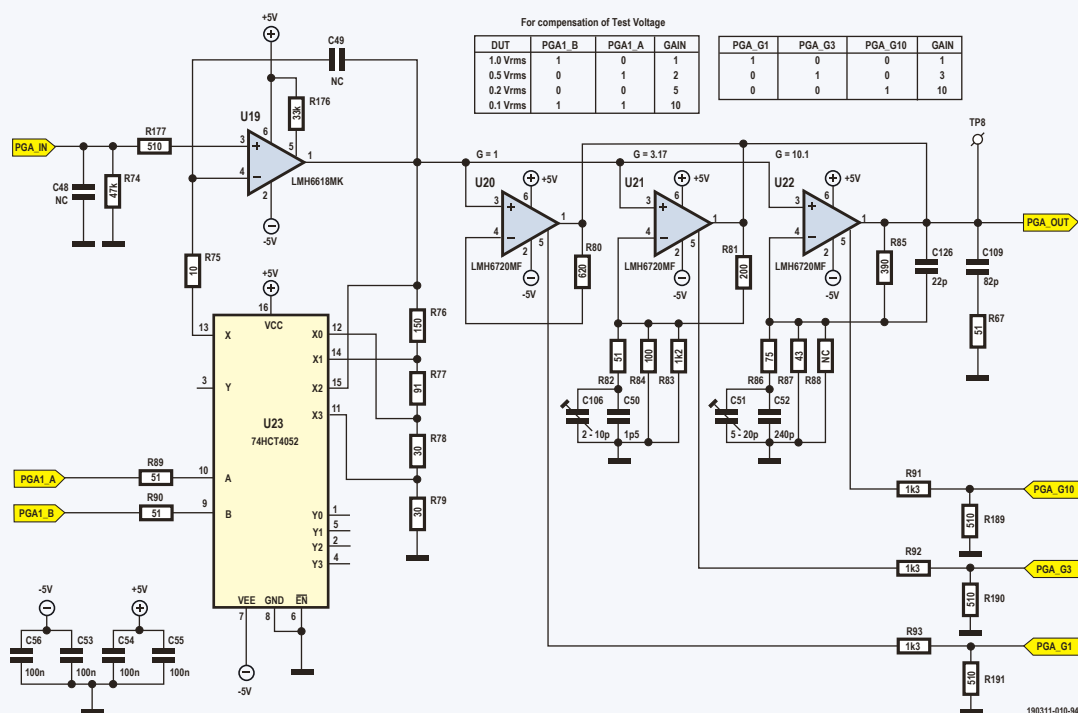


Figure 6. Amplificateur à gain programmable avec compensation de fréquence.

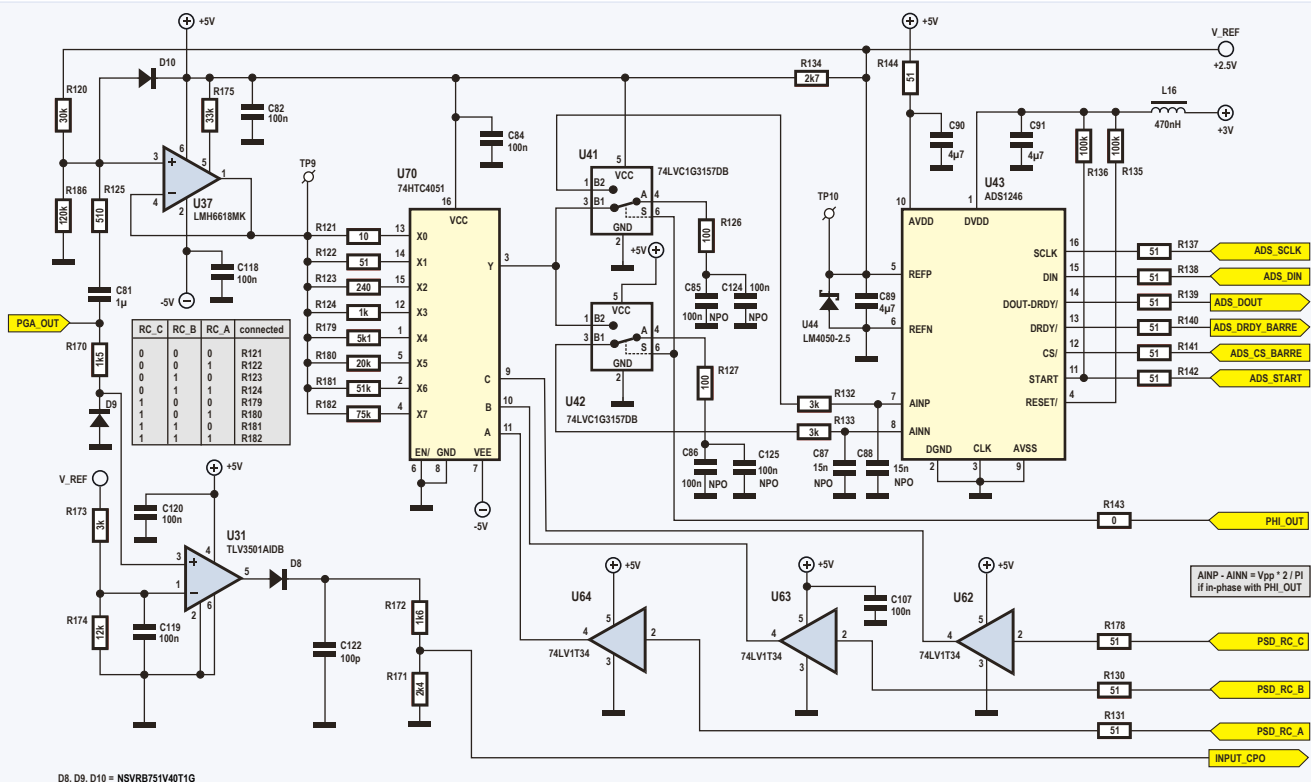


Figure 7. L'étage de détection de phase.

PSD (détecteur sensible à la phase) (fig. 7)
Ce circuit est articulé autour des deux commutateurs analogiques U41 et U42 qui permettent de relier un condensateur réservoir au signal d'entrée pendant une

demi-période, et à un condensateur d'intégration pendant l'autre demi-période. Les deux interrupteurs fonctionnent en opposition de phase afin d'obtenir une tension différentielle doublée, utilisable pour le convertis-

seur analogique-numérique U43. La phase relative du signal de commutation par rapport à la sinusoïde du générateur permet d'effectuer des mesures des composantes en phase ou en quadrature du signal

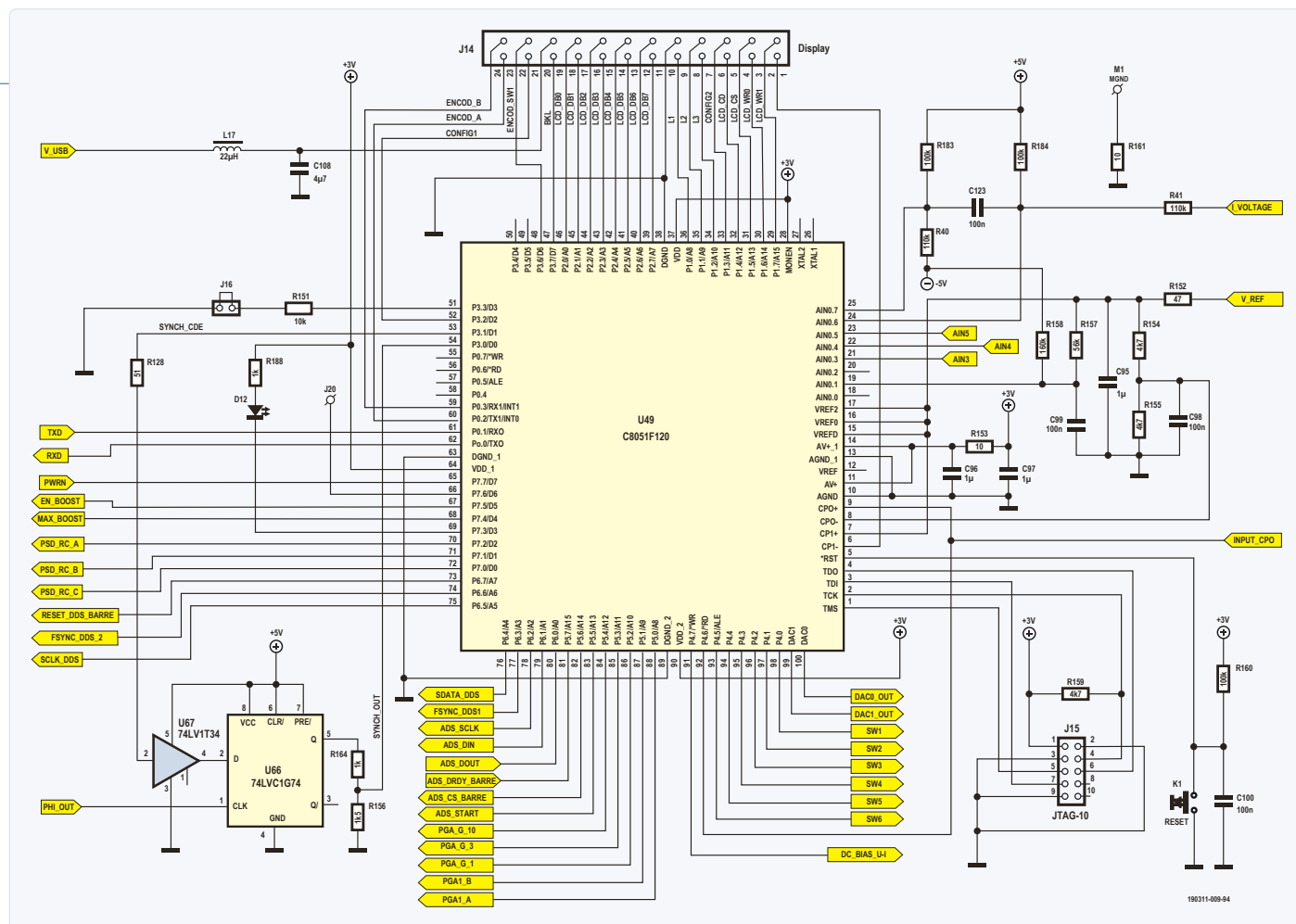


Figure 8. Un MCU de Silicon Labs est au cœur de ce LCR-mètre.

d'entrée de ce PSD.

La constante de temps pour le condensateur réservoir est ajustée en fonction de la fréquence de mesure : huit valeurs sont

possibles par la sélection, grâce à U70, d'une des résistances R121, R122, etc. Un décalage en continu de 2 V est appliqué sur l'entrée de U37 afin que le signal reste au maximum

dans la plage de résistance constante des interrupteurs analogiques (problème de linéarité de ce PSD).

Lors de la recherche des conditions de mesure optimales (choix du convertisseur I-V et du gain du PGA), le comparateur rapide U31 détecte tout dépassement de signal supérieur à 2 V crête, et envoie cette information à l'unité MCU (lancement d'une *routine d'interruption*).

MCU (microcontrôleur) (fig. 8)

Le cerveau de l'appareil est un MCU C8051F120 de Silicon Labs. Pourquoi utiliser ce type de circuit relativement ancien, alors qu'il existe des MCU plus modernes, par exemple avec une architecture ARM ?

- > il est suffisant quant aux périphériques intégrés et sa mémoire Flash programmable (64 K + 64 K).
- > le meilleur microcontrôleur est celui qu'on connaît bien...
- > je possède les outils de développement !

Son oscillateur interne (24,5 MHz) et une PLL (coefficient 3) donnent une fréquence d'horloge de 73,5 MHz.

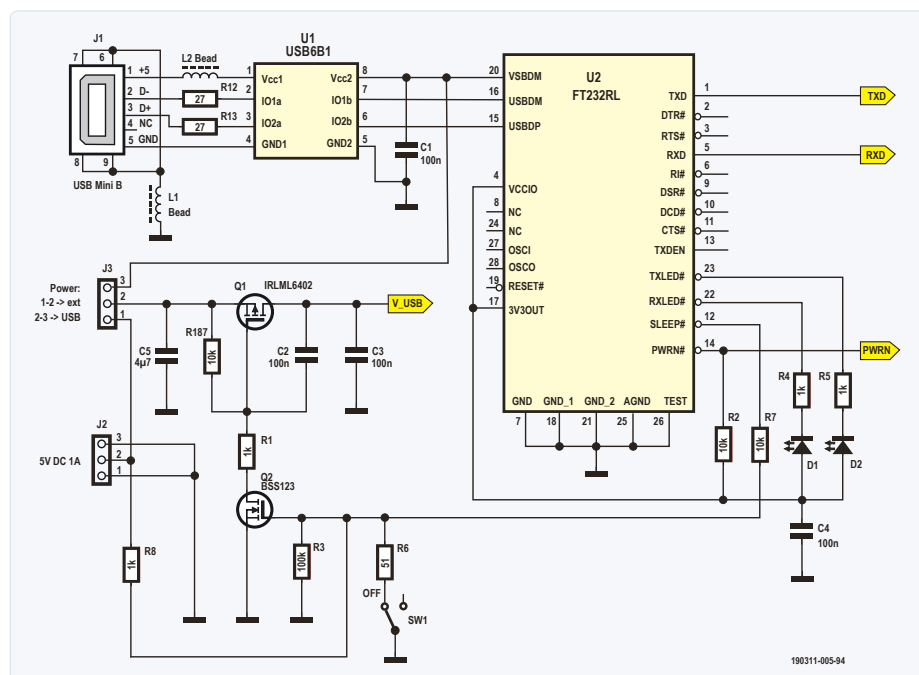


Figure 9. La passerelle USB/UART est utilisée pour la communication et les mises à jour de logiciels.

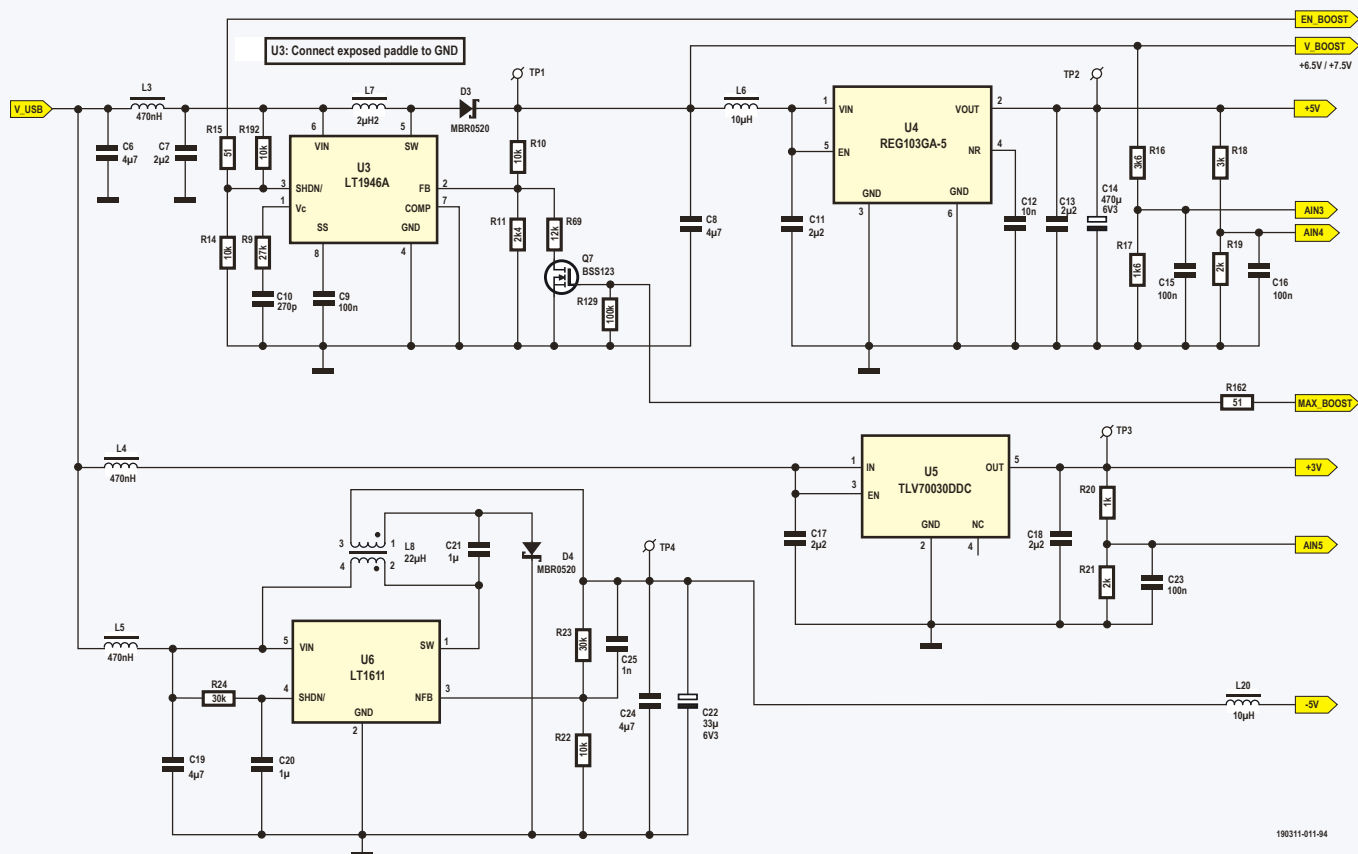


Figure 10. Quatre régulateurs de tension sont utilisés sur la carte principale.

L'embase J15 (JTAG) permet de raccorder un adaptateur de débogage USB de Silicon Labs (p. ex. RS réf. 757-0297) pour flasher le Bootloader dans l'EEPROM. Le connecteur J14 permet de connecter la carte d'extension de l'affichage.

La LED D12 est utilisée pour le débogage du microprogramme (par exemple, lorsque l'on appuie sur un bouton ou quand le codeur est actionné) et pendant le fonctionnement normal pour signaler certaines conditions d'erreur :

- Pas d'interface connectée sur J14 et pas de communication via USB : clignotement 0,5 s – 0,5 s.
- Erreur de test des alimentations : en plus du message sur le numéro d'erreur, clignotement permanent 0,5 s – 1 s.

Les circuits U66 et U67 permettent la synchronisation avec le signal sinusoïdal des mesures de tension et de courant du DUT.

Un cavalier sur le connecteur J16 informe le *Bootloader* d'une demande de mise à jour **inconditionnelle** du *firmware*.

Le poussoir K1 (RESET) est facultatif (il n'est utilisé que pendant la conception).

Contrôleur USB et tensions d'alimentation (fig. 9)

Un FT232RL (U2) de FTDI sert d'interface USB/UART avec le MCU. Normalement, l'alimentation se fait via le connecteur USB J1, mais il est également possible d'alimenter le circuit via le connecteur J2 et en plaçant un cavalier entre 1 et 2 de J3 au lieu de 2 et 3. Quatre tensions sont nécessaires pour alimenter tous les circuits (fig. 10) :

- tension V_BOOST de +6,5 V ou +7,5 V (selon le niveau de MAX_BOOST) fournie par le régulateur élévateur U3 avec L7 et D3.
- tension de +5 V fournie par le régulateur linéaire U4.
- tension de +3 V fournie par le régulateur linéaire U5.
- tension de -5 V fournie par le régulateur inverseur U6 combiné avec L8 et D4.

Toutes ces tensions sont vérifiées par le programme lors de la mise sous tension à l'aide de l'ADC à 12 bits et du multiplexeur intégré au MCU.

Afficheur (fig. 11)

Un câble plat en J1 relie cette carte à la carte mère.

Cinq poussoirs K1 à K5 et le commutateur rotatif SW1 sont disposés en matrice pour n'utiliser que 3 lignes de port du MCU. Le codeur rotatif utilise 2 lignes de port supplémentaires.

Les circuits RC opèrent un premier filtrage anti-rebond, simplifiant le filtrage par le logiciel.

Les diodes D12 et D13, en déclenchant une routine d'interruption du MCU, informent le programme interne qu'un bouton a été enfoncé. L'écran graphique U1 est alimenté en +3 V (régulateur linéaire U2) à partir de la tension d'alimentation USB filtrée. Le rétroéclairage est commandé par le transistor Q1, et le transistor Q2 permet, au moment d'éteindre l'appareil, une décharge rapide de la tension V_{LCD} interne, évitant ainsi des effets visuels indésirables.

L'afficheur est identifié, lors du démarrage, par la présence d'une résistance à la masse (R7 en série avec R9) sur la broche 19 (BKL) de J1.

Interface Bluetooth à faible consommation (fig. 12)

Une carte d'extension avec un module Bluetooth Low Energy (BLE) est en cours d'étude. Elle est identifiée par la broche 6 (CONFIG2) de J1 avec une résistance de 1 kΩ reliée à la masse.

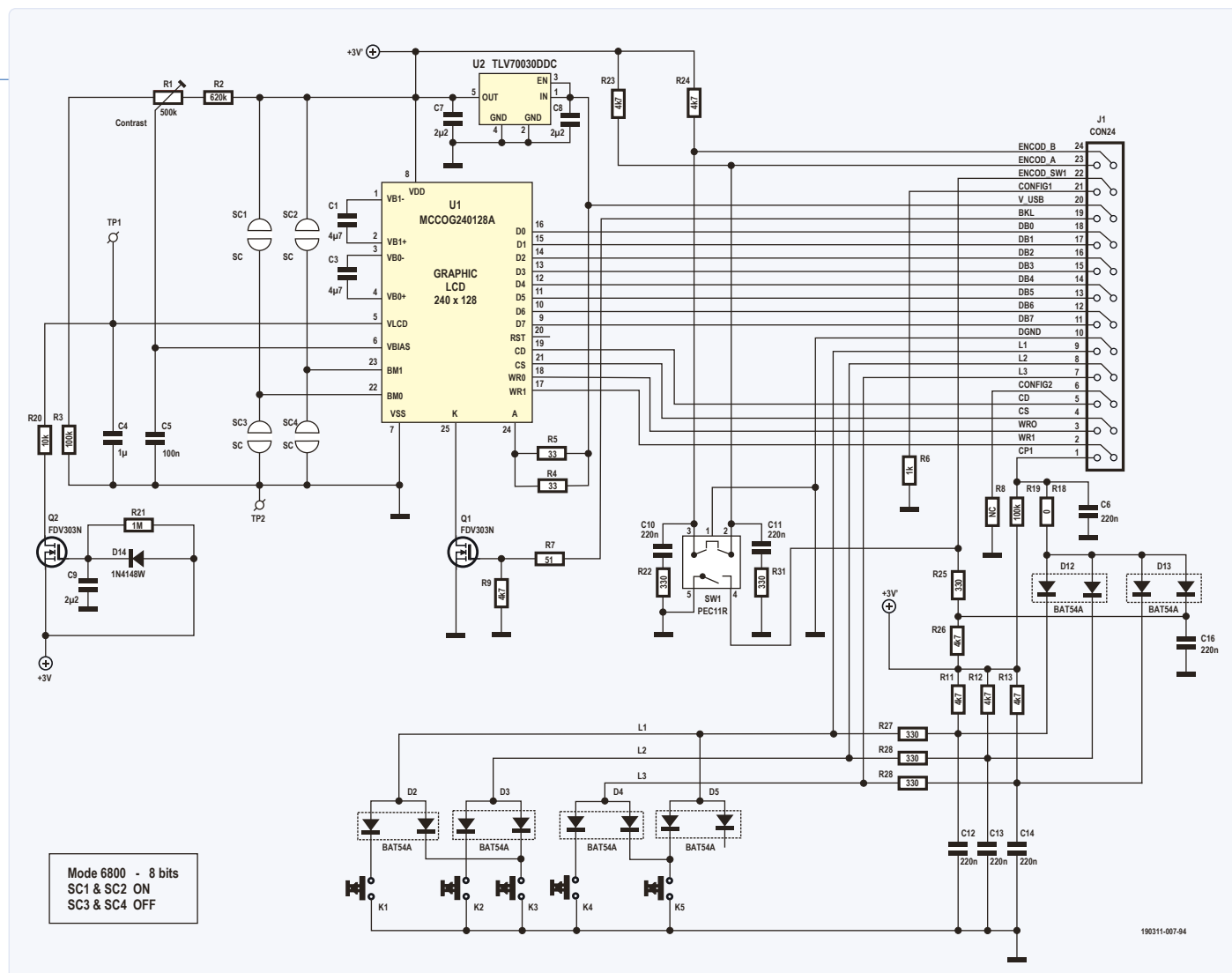


Figure 11. La carte d'extension derrière la façade, avec les boutons, l'écran LCD et le codeur rotatif.

Étalonnage dans le logiciel (fig. 13)

La technique du pont autoéquilibré utilisant un simple amplificateur opérationnel (A2) présente un gros inconvénient aux fréquences élevées : la masse virtuelle (fig. 13, tension V3) n'est pas maintenue à zéro en raison des limitations de cet amplificateur aux fréquences élevées.

La plupart des calculs simples de compensation des éléments parasites (OPEN/SHORT compensation) qui supposent que la tension V3 est une masse virtuelle ne sont donc plus applicables aux fréquences élevées. Il faut donc recourir à des méthodes plus sophistiquées de compensation, comme celle appelée *OPEN/SHORT/LOAD compensation*. Ceux qui s'intéressent à la théorie sur ce sujet liront le paragraphe 4.2.4 de l'article «Techniques de compensation des accessoires de test dans l'analyse d'impédance» [4]. L'étalonnage de l'appareil se fera en plusieurs étapes :

- Pour chaque fréquence prédéfinie et pour le PGA (A3), avec un gain de 3 puis 10.

- LOAD, pour chacune des 4 gammes avec $Z_x = R_{ref}$, pour chaque fréquence prédéfinie.
- OPEN TRIM (sans composant connecté), pour chaque fréquence prédéfinie.
- SHORT TRIM (entrée en court-circuit), pour chaque fréquence prédéfinie.

Les valeurs stockées seront utilisées pour calculer les corrections à apporter aux valeurs de mesure brutes.

Après ajustement des valeurs mesurées du DUT pour tenir compte du gain (valeur complexe) de A3, tant pour la mesure «COURANT» que pour la mesure «TENSION», la valeur finale sera calculée selon la formule :

$$Z_x = R_{ref} \frac{(Z_{xm} - Z_{short})(Z_{open} - Z_{stdm})}{(Z_{stdm} - Z_{short})(Z_{open} - Z_{xm})}$$

Toutes ces valeurs sont complexes :

Z_{xm} est la valeur mesurée

Z_{stdm} est la valeur mesurée de R_{ref} pendant

la phase de LOAD

Z_{short} est la valeur mesurée pendant la phase de SHORT TRIM

Z_{open} est la valeur mesurée pendant la phase OPEN TRIM

En cours d'utilisation, il est possible de répéter les deux opérations TRIM (bouton [TRIM]), à la fréquence actuelle, si par exemple la sonde de mesure a changé.

Lors de la sélection d'une fréquence utilisateur, les corrections seront effectuées par interpolation à partir des 2 fréquences prédéfinies proches.

Circuits imprimés (fig. 14a, b et c)

Les dessins des circuits imprimés peuvent être téléchargés sur le site web d'Elektor [3]. Étant donné la complexité de ces cartes - le PCB principal a quatre couches ! - il n'est pas question de les graver soi-même. Il est possible d'assembler soi-même à la main des cartes aussi complexes, mais cet exercice



LISTE DES COMPOSANTS DE LA CARTE PRINCIPALE - PCB 190311-1 V2.3

Résistances

(SMD 0603 1% 100 ppm sauf indication contraire)

R1,R4,R5,R8,R20,R25,R26,R37,R66,R109,R124,R164,R188 = 1 kΩ

R2,R7,R10,R14,R22,R60,R61,R62,R63,R151,R187,R192 = 10 kΩ

R3,R35,R36,R38,R65,R71,R112,R113,R129,R135,R136,R160,R183,R184,R185 = 100 kΩ

R6,R15,R45,R47,R49,R51,R67,R82,R89,R90,R119,R122,R128,R130,R131,R137,R138,R139,R140,R141,R142,R144,R162,R165,R178 = 51 Ω

R9 = 27 kΩ

R11,R171 = 2,4 kΩ

R12,R13 = 27 Ω

R16 = 3,6 kΩ

R17,R172 = 1,6 kΩ

R18,R132,R133,R173 = 3 kΩ

R19,R21,R110,R115 = 2 kΩ

R23,R24,R120 = 30 kΩ

R27,R28,R29,R32 = 2 kΩ 0,1% 25 ppm

R30,R80,R106,R107,R108 = 620 Ω

R31 = 50 Ω ajustable (Bourns 3266W)

R33,R34,R64 = 33Ω 100 ppm 1206

R39,R70,R84,R126,R127 = 100 Ω

R40,R41 = 110 kΩ

R42,R123 = 240 Ω

R43 = 560 Ω

R44,R147 = 100 Ω 0,01% 50 ppm 0805

R46,R148 = 1 kΩ 0,01% 10 ppm 0805

R48,R149 = 10 kΩ 0,01% 10 ppm 0805

R50,R150 = 100 kΩ 0,01% 10 ppm 0805

R53,R55,R57,R59,R180 = 20 kΩ

R68,R125,R177,R189,R190,R191 = 510 Ω

R69,R174 = 12 kΩ

R73,R88,R166,R167,R168,R169 = NC

R74 = 47 kΩ

R75,R121,R153,R161 = 10 Ω

R76 = 150 Ω

R77 = 91 Ω

R78,R79 = 30 Ω

R81 = 200 Ω

R143 = 0 Ω

R83 = 1,2 kΩ

R85,R95,R96,R97,R98 = 390 Ω

R86 = 75 Ω

R87 = 43 Ω

R91,R92,R93 = 1,3 kΩ

R94 = 6,8 kΩ

R99,R116,R117,R154,R155,R159 = 4,7 kΩ

R100,R101,R102,R103,R104,R105,R118 = 3,9 kΩ

R114 = 300 Ω

R134 = 2,7 kΩ

R145 = 7,5 kΩ

R146 = 10 kΩ ajustable (Vishay TS53YJ)

R152 = 47 Ω

R156,R170 = 1,5 kΩ

R157 = 56 kΩ

R158 = 160 kΩ

R163 = 200 kΩ

R175,R176 = 33 kΩ

R179 = 5,1 kΩ

R181 = 51 kΩ

R182 = 75 kΩ

R186 = 120 kΩ

Inductances

L1,L2 = perle Murata BLM21AG102SN1D

L3,L4,L5,L16 = 470 nH TDK MLZ1608DR47DT

L6,L14,L15,L20 = 10 µH TDK MLZ2012M100WT

L7 = 2,2 µH Coilcraft 1008PS-222KLB

L8 = 22 µH Cooper Bussmann DRQ73

L9 = NC

L10,L11,L12,L13,L18,L19 = 33 µH TDK MLZ2012M330WT

L17 = 22 µH Taiyo Yuden CBC3225T220MR

Condensateurs

(0603 sauf indication contraire)

C1,C2,C3,C4,C9,C15,C16,C23,C27,C28,C29,C30,C31,C45,C46,C47,C53,C54,C55,C56,C58,C59,C60,C61,C62,C63,C65,C66,C67,C75,C79,C82,C83,C84,C92,C98,C99,C100,C101,C102,C103,C104,C107,C110,C111,C113,C118,C119,C120,C123 = 100 nF 50 V 10% X7R

C5,C6,C8,C19,C24,C26,C40,C41,C78,C89,C90,C91,C94,C108 = 4,7 µF 10 V 10% X7R 0805

C7,C11,C13,C17,C18 = 2,2 µF 10 V 10% X7R 0805

C10 = 270 pF 50 V 5% NP0

C12,C57,C64,C77, C130 = 10 nF 50 V 10% X7R

C14 = 470 µF 6,3 V EEEFP0J471AP PANASONIC (aluminium électrolytique)

C20,C21,C81,C95,C96,C97 = 1 µF 25 V 10% X7R 0805

C22 = 33 µF 6,3 V CAS-A (tantale solide)

C25 = 1 nF 50 V 5% NP0 0603

C32,C34,C36,C38,C50,C93 = 1,5 pF 50 V 0,25 pF NP0

C33,C35,C37,C39 = 3,9 pF 50 V 0,25 pF NP0

C42,C48,C49,C105,C112,C114,C115,C116,C127,C128,C129 = NC

C43 = 180 pF 50 V 5% NP0

C44,C106 = 2-10 pF ajustable (Knowless Voltronics JZ100)

C51 = 4,5-20 pF ajustable (Knowless Voltronics JZ200)

C52 = 240 pF 50 V 5% NP0

C68,C69,C70,C71 = 220 pF 50 V 5% NP0

C72,C73,C109 = 82 pF 50 V 5% NP0

C74 = 47pF 50 V 5% NP0

C76 = 6,8 pF 50 V 0,25pF NP0

C80 = 68 pF 50V 5% NP0

C85,C86,C124,C125 = 100 nF 50 V 5% NP0 1206

C87,C88 = 15 nF 50 V 5% NP0 1206

C121 = 1 pF 50 V 0,25 pF NP0 0603

C122 = 100 pF 50 V 5% NP0 0603

C126 = 22 pF 50 V 5% NP0 0603

C112, C114, C115, C116, C127, C128, C19 = NC

Semi-conducteurs

D1,D2,D12 = LED rouge, faible puissance 0805

D3,D4 = MBR0520 diode Schottky

D5,D11 = 1N4148WS diode SOD323

D6,D7 = BAV199 LT1G double diode

D8,D9,D10 = NSVRB751V40T1G diode Schottky

Q1 = IRLML6402 MOSFET à canal P

Q2,Q3,Q4,Q5,Q6,Q7 = BSS123 MOSFET à canal N

Q8,Q9 = BFR106 RF NPN

U1 = USB6B1 protection ESD

U2 = FT232RL USB-UART

U3 = LT1946A régulateur à découpage DC/DC

U4 = REG103GA-5 régulateur linéaire 5 V 500 mA

U5 = TLV70030DDCR régulateur linéaire 3 V 200 mA

U6 = LM2611AMF convertisseur hacheur

U7,U26 = LMH6644MT quad OPAMP

U9,U10,U11,U12 = AD8099ARDZ OPAMP

U19,U37 = LMH6618MK OPAMP SOT23_6

U20,U21,U22 = LMH6720MF OPAMP SOT23_6

U23 = 74HCT4052D multiplexeur analogique

U24,U25 = AD9834BRUZ synthèse numérique

U27 = OPA2727AID amplificateur de précision

U28,U31 = TLV3501AIDB comparateur analogique

U29 = 74LVC1G04DBVT inverseur

U30,U66 = 74LVC1G74DCTR bascule

U41,U42,U46 = 74LVC1G3157DBVR commutateur analogique

U43 = ADS1246IPW CAN à 24 bits

U44 = LM4050CIM3-2.5 référence de tension 2,5 V

U45,U62,U63,U64,U67,U68 = 74LV1T34DBVR tampon

U49 = C8051F120-GQ MCU à 8 bits

U50,U51,U52,U53,U58,U59 = AQY221N2S relais

U54,U55,U56,U57 = AQY221R2S relais

U70 = 74HCT4051D multiplexeur analogique

Divers

J1 = USB_B_Mini (TE Connectivity 1734035-2)

J2,J3 = SIL à 3 voies 2,54 mm

J4,J5,J6,J7 = BNC pour PCB (TE Connectivity 1-1337543-0)

J8,J9,J17,J10,J11,J12,J13 = SIL à 2 voies 2,54 mm

J16 = SIL 90° à 2 voies 2,54 mm

J14 = connecteur à 24 voies (Amphenol série T821)

J15 = connecteur à 10 voies (Amphenol série T821)

J20,J21,J22 = point de test

K1 = bouton-poussoir facultatif de 6 mm (Omron BF3-1020)

SW1 = interrupteur à bascule Nidec Copal AS1D-5M-10-Z

Y1 = oscillateur 27 MHz Epson X1G0044510005 SG5032CAN 27 MHZ TJGA

PCB 190311-1 VER 2.3



LISTE DES COMPOSANTS DE LA CARTE D'EXTENSION - PCB 190311-2 V2.0 ET BOÎTIER

Résistances

(SMD 0603 sauf mention contraire)

R1 = 500 kΩ

R2 = 620 kΩ

R3, R19 = 100 kΩ

R4, R5 = 33 Ω 0805

R7 = 51 Ω

R6, R8 = NC

R9, R11, R12, R13, R23, R24, R26 = 4,7 kΩ

R18 = 0 Ω

R20 = 10 kΩ

R21 = 1 MΩ

R22, R25, R27, R28, R29, R31 = 330 Ω

Condensateurs

C1, C3 = 4,7 μF 10 V 10% X7R 0805

C4 = 1 μF 25 V 10% X7R 0805

C5 = 100 nF 50 V 10% X7R 0603

C6, C10, C11, C12, C13, C14, C16 = 220 nF 50 V 10% X7R 0603

C7, C8, C9 = 2,2 μF 10 V 10% X7R 0805

Semi-conducteurs

D2, D3, D4, D5, D12, D13 = double diode BAT54A SOT23

D14 = diode 1N4148WS SOD323

Q1, Q2 = MOSFET numérique à canal N

FDV303N SOT23

U1 = afficheur MCCOG240128A6W-FPTLW (MIDAS)

U2 = TLV70030DDCR régulateur linéaire 3 V 200 mA SOT23-5

Divers

J1 = connecteur à 24 voies (Amphenol série T821)

SW1 = codeur rotatif PEC11R-4115F-S0018 (BOURNS)

PCB 190311-2 VER 2.0

coffret HAMMOND 1455N1601

4 x entretoise hexagonale femelle/femelle M3 7 mm

1 x entretoise hexagonale femelle/femelle M3 6 mm

1 x rondelle plate en acier 3 mm

5 x vis à tête fraisée M3 16 mm

5 x rondelle M3

5 x boulon M3

2 x prise IDC 24 contacts (AMPHENOL T81214A101CEU)

15 cm câble plat 24 voies

bouton (pour codeur rotatif) en aluminium (p. ex. MENTOR 507.61)

4 x cavalier 2,54 mm plaqué or



Figure 15a. Câbles Kelvin, disponibles à un prix raisonnable.



Figure 15b. TH26001A, module de test compact, plus coûteux.

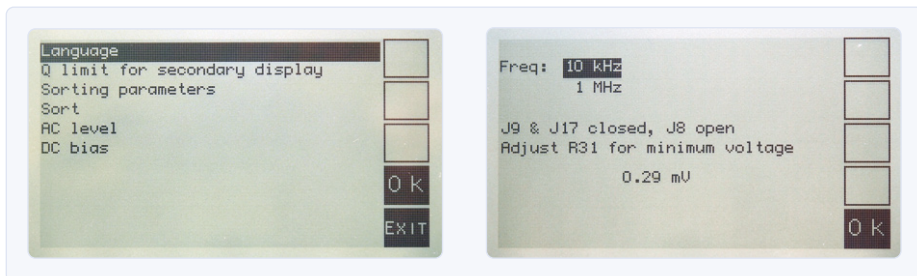


Figure 16. Deux captures d'écran du menu d'étalonnage, dont nous découvrirons les subtiles options dans le 2e volet de l'article. La simplicité de son étalonnage est l'un des atouts majeurs de cet appareil.

PROJET « KICKSTARTER » ELEKTOR

> Soutenez ce projet et bénéficiez d'une remise de 100 €

Kit comprenant une carte mère + une carte d'extension (affichage) + tous les composants

www.elektor.com/lcr



Test comparatif

Au sommaire du prochain numéro, on trouvera un article présentant les mesures comparatives effectuées avec le nouveau LCR-mètre AU2019 et des instruments de référence tels que HP 4263B-1 4263B-2, Hameg HM8118, Keysight (Agilent) U1732A). ◀

190311-02

Ont contribué à cet article :

Idée, conception, texte :

Jean-Jacques Aubry

Illustrations : Kurt Diedrich

Rédaction : Luc Lemmens, Denis Meyer

Maquette : Giel Dols

Mesures : Alfred Rosenkränzer

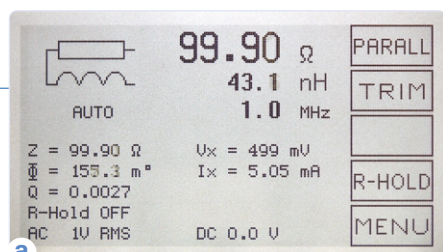


Figure 17a. Mesure d'une résistance de faible valeur (100 Ω), dont apparaît l'inductance parasite (43,1 nH) à fréquence élevée !

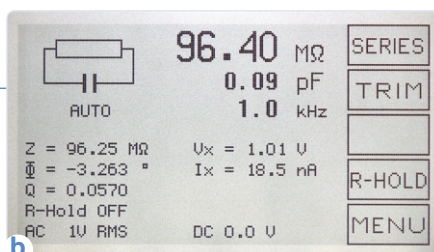


Figure 17b. Mesure d'une résistance de forte valeur (100 MΩ) dont apparaît la capacité parasite (0,09 pF) aux fréquences basses !

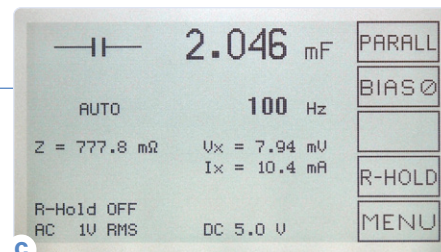


Figure 17c. Mesure d'un gros condensateur à basse fréquence avec polarisation de 5 V CC.

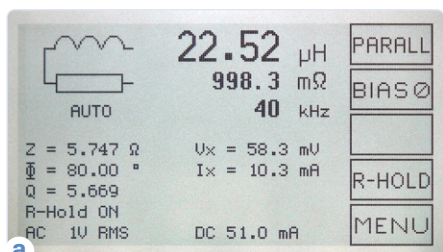


Figure 18a. Mesure d'une inductance avec courant de polarisation

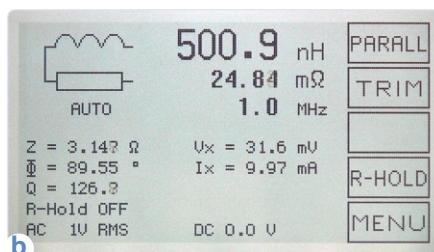


Figure 18b. Mesure d'une inductance à une fréquence plus élevée.

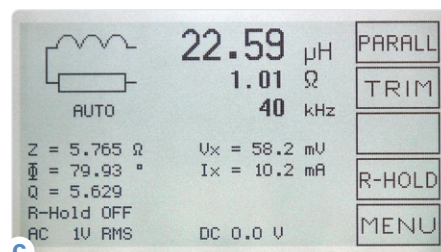


Figure 18c. Mesure d'une inductance sans courant de polarisation.

Votre avis, s'il vous plaît...

Adressez vos questions et vos commentaires à l'auteur jjacques.aubry@free.fr ou à la rédaction redaction@elektor.fr

LIENS

- [1] Qt : www.qt.io/
- [2] The Impedance Measurement Handbook (2003 – Agilent Technologies Co. Ltd) Fig. 3.4 : https://wiki.epfl.ch/carplat/documents/rcl_agilent.pdf
- [3] Téléchargement complet (Gerber, perçage, BOM, ...) : www.elektormagazine.fr/190311-02
- [4] Test Fixture Compensation Techniques in Impedance Analysis : www.eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/11206/5939
- [5] Manuel d'exploitation (version à jour) : www.elektormagazine.fr/190311-02
- [6] Manuel de l'utilisateur (version à jour) : www.elektormagazine.com/190311-02
- [7] Page du projet de LCR-mètre sur Elektor Labs : www.elektormagazine.fr/labs/remake-lcr-meter
- [8] LCR-mètre_2013-a-FR2013030441.pdf – mars 2013 p. 44 : www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201303/20354
- [9] LCR-mètre_2013-b-FR2013040561.pdf – avril 2013 p. 56 : www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201304/20056
- [10] LCR-mètre_2013-c-FR2013050461.pdf – mai 2013 p. 46 : www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201305/20563
- [11] LCR-mètre_2013-d-FR2013060121.pdf – juin 2013 p. 12 : www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201306/20705
- [12] LCR-mètre_2013-e-FR2013071141.pdf – juillet 2013 p. 114 : www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201307/20863
- [13] LCR-mètre_2013-f-FR2013100621.pdf – octobre 2013 p. 62 : www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-201310/23467

Advertisement



**HAMMOND
MANUFACTURING®**

1455 boîtiers en aluminium extrudés

En savoir plus: hammfg.com/1455

Plus de 5000 modèles de boîtiers.

hammfg.com/small-case

eusales@hammfg.com • + 44 1256 812812

