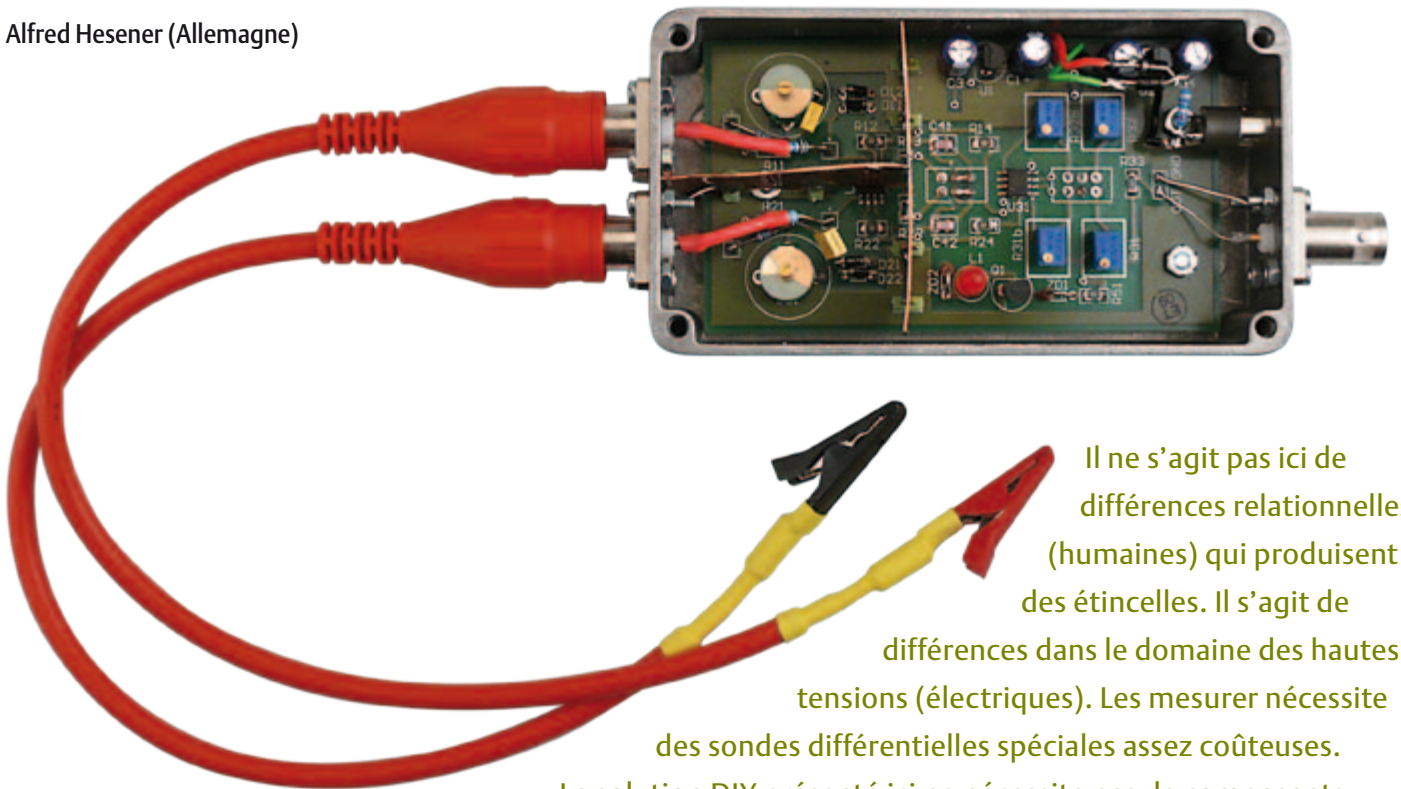


Hautes tensions et différences

Comment construire une sonde différentielle haute tension

Alfred Hesener (Allemagne)



Il ne s'agit pas ici de différences relationnelles (humaines) qui produisent des étincelles. Il s'agit de différences dans le domaine des hautes tensions (électriques). Les mesurer nécessite des sondes différentielles spéciales assez coûteuses.

La solution DIY présenté ici ne nécessite pas de composants coûteux et fournit un précieux savoir-faire dans le montage de circuits.

Il existe de nombreux circuits soumis à des tensions élevées. Les deux exemples les plus courants sont les alimentations à découpage et les montages comportant des tubes. Les véhicules hybrides et électriques constituent une application relativement récente. Ils fonctionnent avec des tensions de batterie élevées pour réduire le diamètre des conducteurs et les pertes.

Bien que tout bon multimètre suffise pour mesurer la haute tension, il n'est pas si facile de mesurer les faibles variations de tension continue ou les tensions alternatives qui se superposent à la H.T. Il arrive fréquemment que la mesure de la valeur absolue de la haute tension ne présente aucun intérêt. Ce qui compte est la différence entre deux niveaux de H.T. Mentionnons la différence

de tension entre les anodes d'un push-pull ou entre les deux nœuds de commutation d'un convertisseur pont complet (topologie d'alimentation à découpage pour puissance de sortie élevée).

Approches

Une solution consisterait à utiliser deux sondes à haute tension standard (pas trop chères, mais utilisables) avec un oscilloscope numérique. La différence entre les signaux serait calculée au moyen de fonctions mathématiques. Cette méthode présente trois inconvénients :

1. On a besoin de deux canaux de l'oscilloscope. Cela complique la lecture simultanée de plusieurs signaux.
2. Les deux signaux sont numérisés à la

résolution de l'oscilloscope (souvent 8 bits au plus), de sorte que les erreurs s'ajoutent. La soustraction de deux valeurs de tension est toujours difficile quand elles sont élevées et presque identiques. L'erreur de mesure augmente.

3. La corrélation temporelle entre les deux canaux dépend de facteurs tels que les câbles et les boucles de masse. Ajoutons les variations aléatoires et déterministes des fonctions mathématiques dans l'oscilloscope. Bref, les informations temporelles du signal sont tout sauf fiables, surtout aux fréquences élevées.

Une sonde différentielle haute tension constitue une meilleure solution. Elle consiste principalement en un amplificateur différentiel qui accepte des T.H.T. d'entrée.

Caractéristiques

- Atténuation différentielle commutable à deux niveaux (-20 dB/-40 dB)
- Bande passante de 1 MHz, limite commutable à 500 kHz
- Tension d'entrée maximale ± 1000 V (valeur de crête)
- Tension de sortie maximale ± 10 V (avec impédance de terminaison 1 k Ω)
- Rapport de réjection en mode commun 55 dB à 6 kHz, 35 dB à 600 kHz

Elle n'amplifie que la différence de tension entre les deux broches d'entrée. Les signaux de mode commun (signaux égaux aux deux entrées) sont supprimés.

On pourrait en conclure qu'un simple amplificateur différentiel avec diviseurs de tension aux entrées ferait l'affaire mais le diable, comme toujours, se niche dans les détails. Et c'est pourquoi les sondes différentielles commerciales pour ce type de mesures coûtent une fortune. La sonde différentielle P5200 de Tektronix constitue un bon exemple. Un document technique sur le fonctionnement et l'utilisation des sondes se trouve sur le site Web de Tektronix [1]. Il mérite d'être lu. La tension d'entrée différentielle maximale de ± 1300 V est spécifiée dans le descriptif technique de la sonde P5200 ainsi que la bande passante de 25 MHz. La valeur intéressante, lorsque les données sont examinées de plus près, est le rapport de réjection en mode commun CMRR (Common Mode Rejection Ratio). Le chiffre impressionnant de 80 dB à 60 Hz diminue rapidement à des fréquences plus élevées, par exemple 50 dB à 100 kHz, ce qui est encore plus qu'acceptable. Il est donc d'autant plus difficile de mesurer un faible signal différentiel que la fréquence du signal en mode commun est plus élevée. Dans le cas d'un balayage en fréquence du signal en mode commun, le signal de sortie augmente à tort avec la fréquence du signal en mode commun. Il est très difficile d'améliorer le rapport CMRR pour les hautes fréquences : plus les fréquences sont élevées et plus la partie du signal en mode commun qui parvient à la sortie par couplage capacitif (parasite) est importante.

Sondes et oscilloscopes

Un oscilloscope est un instrument de mesure très utile. Il peut aussi être très trompeur si on ne réfléchit pas à ce qu'on voit sur l'écran. Il peut aussi s'agir d'une accumulation d'erreurs de mesure. Il vaut mieux réfléchir d'abord deux fois lorsqu'on utilise une sonde différentielle.

Les spécifications d'une sonde différentielle simple et peu coûteuse à construire sont regroupées sous la rubrique « Caractéristiques ». L'atténuation commutable est utile lorsque le signal différentiel mesuré est faible et le signal en mode commun très élevé.

Il faut veiller à ce que la sonde fonctionne encore linéairement, donc qu'elle ne soit pas saturée. Pour simplifier les choses, on a renoncé à installer un affichage de saturation comme dans les sondes différentielles du commerce.

Il est important de limiter la bande passante pour les mesures comportant des signaux parasites à haute fréquence comme dans les alimentations à découpage. Les courbes de réponse sont représentées dans la **figure 1**.

Les deux courbes supérieures montrent le signal de sortie atténué de -20 dB avec (orange) et sans (vert) limitation de la bande passante. La ligne bleue représente le réglage -40 dB avec le filtre 500 kHz en fonctionnement. La courbe de réponse est très linéaire comme prévu avec une fréquence de coupure maximale d'environ 1 MHz. La ligne rouge représente le signal de sortie en mode commun en fonction de la fréquence. Le calcul donne un rapport de réjection en mode commun (CMRR) d'environ 55 dB aux basses fréquences et qui

chute à environ 35 dB aux fréquences élevées. Cette décroissance, commençant aux alentours de 6 kHz, est due principalement au couplage parasite dans la sonde. Elle se poursuit à des fréquences élevées à cause du couplage parasite dans les amplificateurs opérationnels.

La tension d'entrée maximale de ± 1000 V a subi un test de longue durée en laboratoire avec une tension statique. Les connecteurs BNC et les câbles sont spécifiés en conséquence. La résistance d'entrée du circuit doit aussi être prévue pour des tensions élevées. Les résistances utilisées (R_1 dans la **figure 3**) sont spécifiées jusqu'à 1600 V. Les résistances usuelles sont limitées à 250 V. On peut aussi raccorder plusieurs résistances en série avec une tension de service moins élevée pour répartir la tension (entre des valeurs de résistance égale).

Encore une remarque sur les câbles de mesure : les câbles aux deux entrées différentielles doivent être aussi semblables que possible ; toute inégalité engendre des erreurs lors de la mesure différentielle. Un

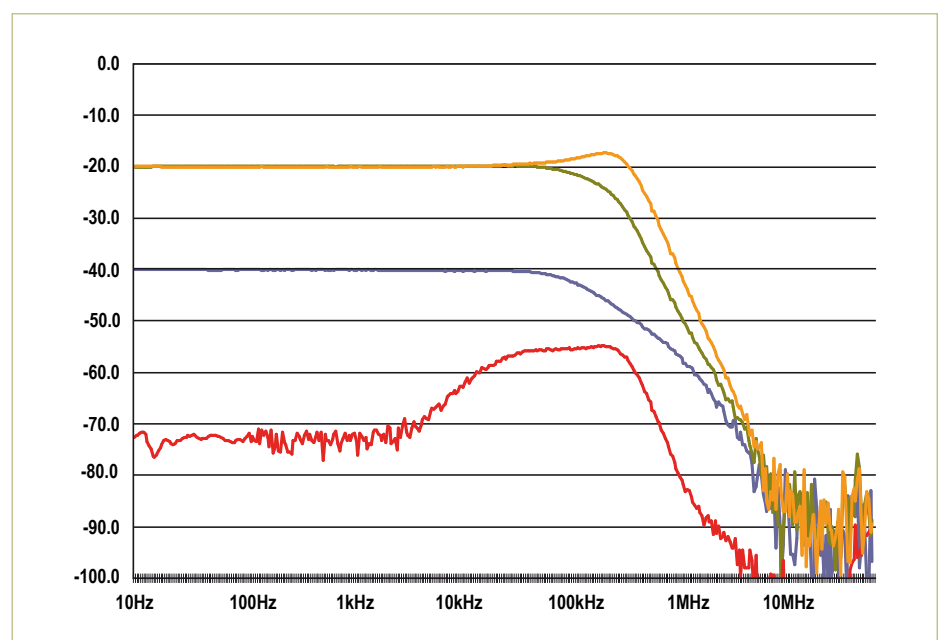


Figure 1. Courbe de réponse dans les deux positions d'amplification, avec et sans filtre de 500 kHz. La courbe inférieure indique le rapport de réjection en mode commun.



Figure 2. Câble de mesure avec pince crocodile complètement isolée.

câble BNC court (câble coaxial) a été partagé en deux moitiés de même longueur pour équiper le prototype. Chaque extrémité externe a été munie d'une pince crocodile isolée et les traversées ont été isolées par un morceau de gaine rétractable (voir la **figure 2**). Ces câbles représentent évidemment une charge capacitive pour le point de mesure. Ils devraient donc être aussi courts que (pratiquement) possible.

Schéma de principe et circuit d'entrée

Le circuit de base (**figure 3**) est un amplificateur différentiel avec trois amplis op connu dans la littérature comme un amplificateur d'instrumentation ou de mesure. A1 et A2 offrent des entrées à résistance élevée et une amplification différentielle. A3, par contre, est un véritable amplificateur différentiel (classique). Ce circuit offre un avantage intéressant par rapport à un amplificateur différentiel classique : alors que le rapport CMRR d'un simple amplificateur différentiel dépend de l'égalité des résistances Z2, il est ici plus élevé d'un facteur $\gamma * (1 + \alpha + \beta)$. L'amplification appliquée ici présente toutefois un danger de saturation pour un signal en mode commun trop élevé. Il faut donc dimensionner l'amplification et le diviseur de tension d'entrée pour que le CMRR maximum soit atteint dans la plage de fonctionnement linéaire des amplis op. Les paramètres α et β du circuit ont été positionnés à 1. Le paramètre γ dans les deux étages atténuateurs est égal à 0,657 (à -40 dB) et 6,57 (à -20 dB). Z1 et Z2 ont été ajustées à un niveau relativement bas (1 k Ω). Cela présente toutefois l'avantage de réduire l'influence des capacités parasites sur le circuit.

Les formules pour le calcul des valeurs figurent dans la zone des formules. Il faut tenir compte des tensions de sortie des amplis op dans les calculs. Elles doivent rester dans la plage ± 12 V.

R1 et R2 forment le diviseur de tension d'entrée. La valeur de la résistance R1 doit être très élevée pour atteindre une plage de tension d'entrée élevée et une faible charge du signal mesuré. Le condensateur ajustable en parallèle sur R2 compense la réduction du rapport du diviseur aux hautes fréquences

Haute tension = danger de mort !

Tous les travaux avec des tensions élevées nécessitent une bonne préparation, une approche prudente et le respect de toutes les mesures de sécurité nécessaires, même si cela semble trop compliqué et si le temps est précieux. Votre vie le vaut bien. Il faut se familiariser avec les règles de sécurité avant d'utiliser un circuit comme la sonde haute tension présentée ici. Lorsque les tensions de fonctionnement dépassent 50 V en tension alternative ou 120 V en tension continue, les travaux sur des parties sous tension ne doivent être exécutés que si des raisons importantes empêchent de couper la tension (par exemple lors de mesures). Ces travaux doivent être effectués par des électriciens possédant une formation supplémentaire, jamais par des stagiaires (DIN VDE 0105).

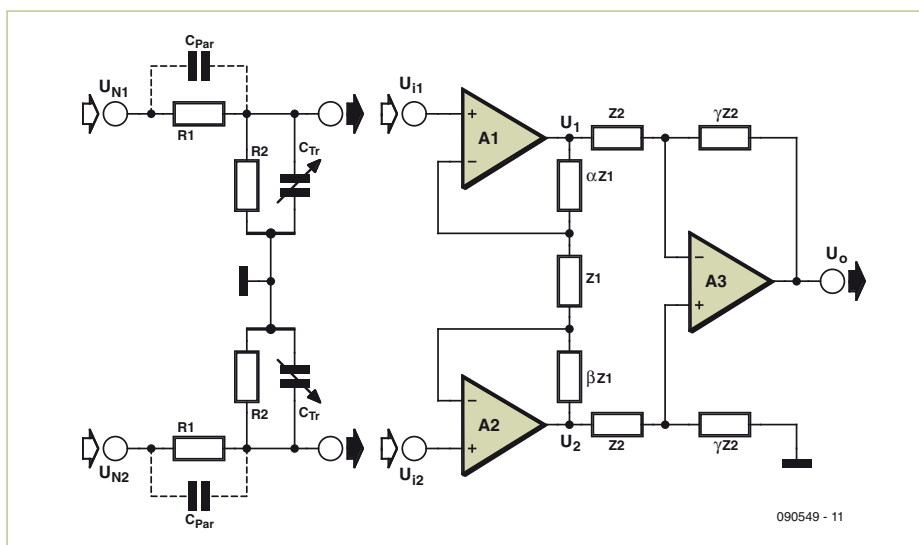


Figure 3. Schéma de principe avec l'atténuateur d'entrée (à gauche) et l'amplificateur d'instrumentation (à droite).

$$\text{Rapport du diviseur de tension d'entrée : } DR_{1,2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\text{Tension de sortie du premier ampli op : } U_1 = (1 + \alpha + \beta) \times U_{in1} \times DR_1$$

$$\text{Tension de sortie du second ampli op : } U_2 = (1 + \alpha + \beta) \times U_{in2} \times DR_2$$

$$\text{Tension de sortie de la sonde : } U_{out} = (U_1 - U_2) \times \gamma$$

dû à la capacité parasite C_{par} . Les valeurs de $R1 = 10 \text{ M}\Omega$ et $R2 = 51 \text{ k}\Omega$ ont été choisies pour qu'il soit possible d'effectuer une compensation avec un trimmer 5-30 pF. Le rapport du diviseur est ~ 198 .

Le réglage du trimmer est effectué comme dans d'autres sondes à partir de la forme optimale d'un signal rectangulaire appliqué. De nombreux oscilloscopes disposent d'un générateur intégré de signaux rectangulaires.

Montage

La **figure 4** représente la structure de l'étage d'entrée. Les deux résistances d'entrée sont isolées par une gaine thermorétractable pour réduire les courants de fuite. Des condensateurs céramique supplémentaires sont raccordés en parallèle aux deux condensateurs ajustables pour augmenter la plage de compensation.

La **figure 5** reproduit le circuit complet (hormis les deux résistances d'entrée de $10 \text{ M}\Omega$). On peut voir du côté gauche les

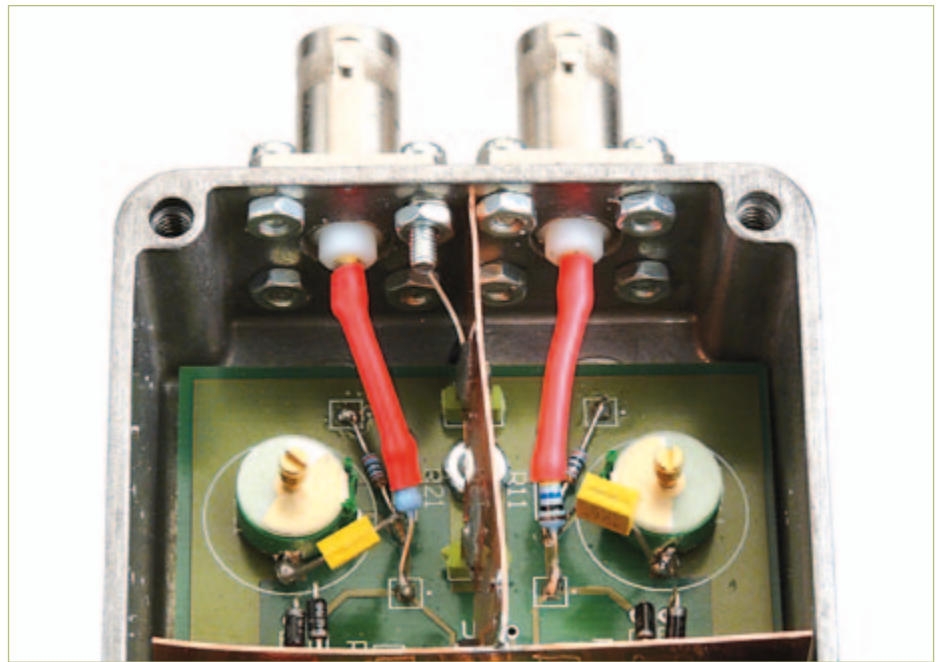


Figure 4. Structure de l'étage d'entrée.

condensateurs céramique en parallèle sur les trimmers et sur la deuxième résistance du diviseur. Les diodes aux entrées (D21/22 et D21/22) servent de protection contre les surtensions. Leur capacité est beaucoup plus faible que celle des diodes Zener et elles sont beaucoup plus rapides. Les résis-

tances d'entrée élevées ($10 \text{ M}\Omega$) limitent efficacement les courants s'écoulant par les diodes et l'alimentation en cas de surtension. Pour obtenir une bonne courbe de réponse, il est crucial de réduire autant que possible les capacités parasites de ce nœud dans la topologie.

Étalonnage

L'étalonnage s'effectue en plusieurs étapes :

1. Raccorder l'adaptateur secteur. Le voyant rouge doit s'allumer. Vérifier les tensions d'alimentation ($\pm 15 \text{ V}$) et les tensions de sortie des amplis op (quelques mV).
2. Raccorder l'oscilloscope à la sortie (fermer la sortie avec 50Ω).
3. Ajuster R31 et R31b en position médiane et injecter un signal carré de 1 kHz avec une amplitude d'environ $10 V_{SS}$ à l'une des deux entrées – la valeur exacte n'est pas cruciale.

Le signal carré devrait apparaître sur l'oscilloscope. Ajuster le condensateur trimmer de l'entrée utilisée pour obtenir un signal carré de forme optimale. La meilleure méthode consiste à utiliser le signal carré d'entrée sur le second canal de l'oscilloscope à titre de comparaison et comme déclencheur. Si la plage de réglage ne suffit pas, on peut raccorder de petits condensateurs céramique en parallèle sur le condensateur

ajustable. Si la valeur du condensateur ajustable est trop élevée et si le diviseur de la tension d'entrée se comporte comme un filtre passe-bas, on peut diminuer la résistance du diviseur de tension (par exemple avec $3,3 \text{ M}\Omega$ pour R1 et $16 \text{ k}\Omega$ pour R2). Impossible d'obtenir un beau signal carré ? Il ne reste plus qu'à modifier la structure mécanique (capacité parasite trop élevée).

4. Ajuster la deuxième entrée de la même façon (signal carré uniquement à cette entrée).

5. Ajuster à présent R31 et R31b pour que la tension de sortie corresponde exactement à la tension d'entrée réduite du facteur choisi. Pour un signal d'entrée de $10 V_{SS}$, le signal de sortie dans la position -20 dB de S1 doit être exactement $10 V_{SS}$ et 100 mV_{SS} dans la position -40 dB .

6. Injecter maintenant le même signal aux deux entrées et ajuster R32 et R32b pour

que le signal de sortie soit aussi faible que possible (plus c'est petit, mieux c'est).

7. Il faut répéter plusieurs fois les étapes 5 et 6 car elles s'influencent mutuellement. Essayer méticuleusement d'atteindre le meilleur rapport de réjection en mode commun avec R32/R32b – c'est un but plus important que le réglage exact de l'atténuation par R31 et R31b.

Il est important d'avoir effectué correctement les étapes 3 et 4 avant d'ajuster davantage. Sans une bonne courbe de réponse au diviseur de tension d'entrée, les étapes suivantes ne servent à rien. La mesure avec le signal appliqué à une seule entrée, puis aux deux doit être répétée à diverses fréquences, du courant continu aux fréquences élevées. On obtient ainsi un aperçu du comportement de la sonde avec différents signaux.

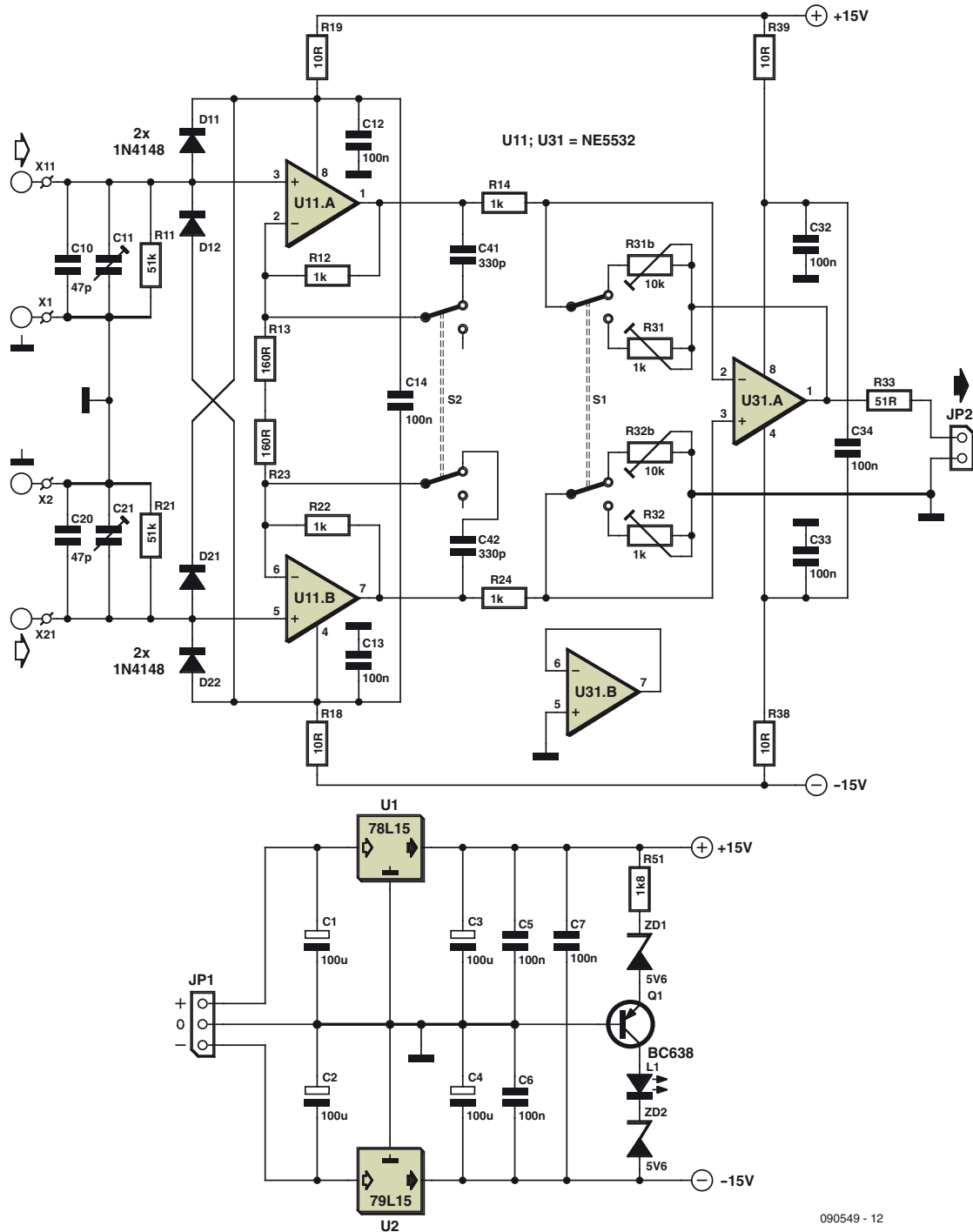


Figure 5. Le circuit complet (hormis les deux résistances d'entrée 10 M Ω).

Les amplificateurs U11.A et U11.B avec leurs résistances de contre-réaction sont suivis de l'amplificateur différentiel U31.A. Les résistances de contre-réaction utilisées ici sont des potentiomètres trimmer de précision permettant d'ajuster le gain et CMRR de façon optimale. La sortie est terminée par une résistance de 50 Ω . S1 permet de commuter le gain et donc l'at-

ténuation de la sonde. S2 active la limitation de la bande passante par un condensateur de 330 pF en parallèle avec les résistances de contre-réaction des premiers étages. Le circuit comportant Q1 et la LED L1 surveille les deux tensions. Il constitue la seule particularité de l'alimentation basée sur les régulateurs de tension U1 et U2. Les tensions d'alimentation des amplis op sont

découplées chacune par 10 Ω et 100 nF.

La topologie de la carte peut être téléchargée à partir du site Web d'Elektor. Vous y trouverez aussi une liste de pièces et la description des subtilités de la topologie dont on peut aussi tirer parti pour ses propres projets.

La **figure 6** représente la structure du cir-

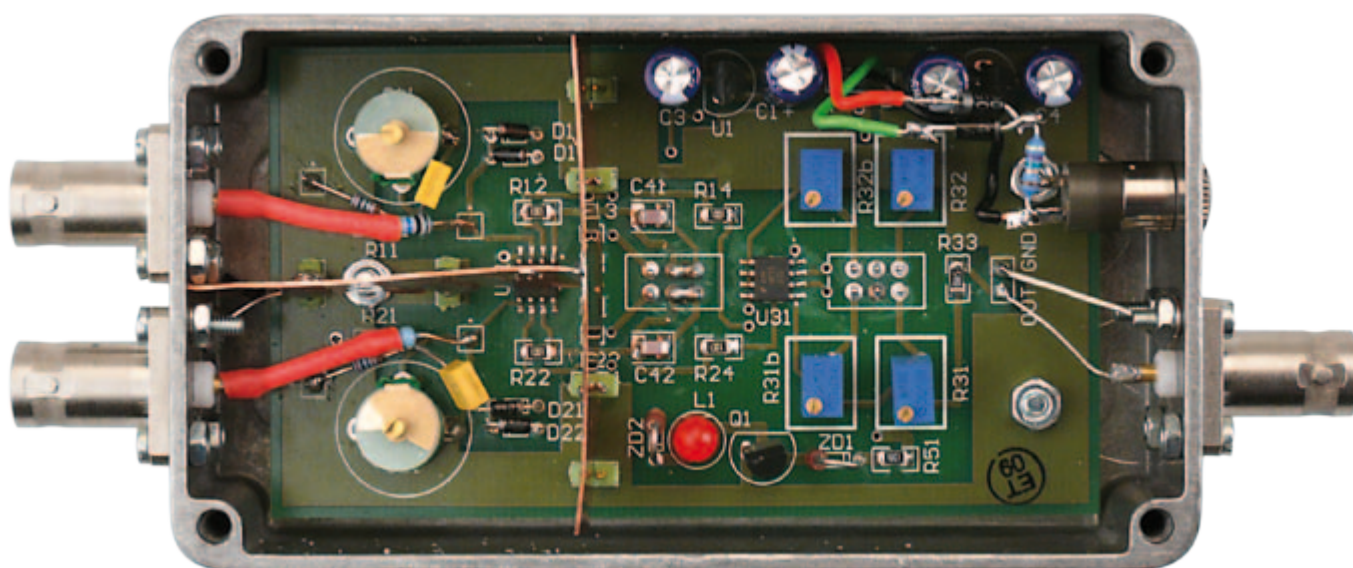


Figure 6. Montage du circuit avec la carte montée dans un boîtier alu moulé sous pression.

cuit avec la carte montée dans un boîtier alu moulé sous pression. L'étage d'entrée (à gauche) est divisé par une feuille de cuivre et séparé de l'amplificateur différentiel principal à droite pour minimiser le couplage capacitif. Les bandes de cuivre sont soudées sur la carte par des broches de masse. En raison des hautes tensions, il faut que les entrées soient suffisamment éloignées l'une de l'autre et que les lignes soient bien isolées. Pour cette raison, les résistances d'entrée 10 M Ω et leurs connexions ont été isolées par une gaine thermorétractable supplémentaire.

Les deux commutateurs sont montés sur le fond de la carte et peuvent être actionnés à partir du fond du boîtier. Les composants de l'alimentation sont montés dans le coin supérieur droit de la carte. La prise de sortie BNC et la prise de l'alimentation ± 18 à ± 20 V environ se trouvent à droite.

L'utilisation de résistances et de condensateurs CMS permet de minimiser les inductances et les capacités parasites. L'inconvénient des tolérances plus élevées est compensé par le réglage fin au moyen du trimmer multitour. Le prototype, équipé de composants à 5 %, a pu être ajusté à un CMRR de plus de 60 dB aux basses fréquences, ce qui correspond à une tolérance de résistance plus basse que 0,1 %.

Applications et options

La mise en service et la mise au point sont décrites pas à pas dans l'encadré « Étalonnage » de l'article. N'oubliez jamais lorsque vous mesurez que les tensions élevées sont dangereuses ! Avant de modifier ou

de toucher quoi que ce soit dans le prototype, coupez toujours la tension d'alimentation et assurez-vous que toutes les tensions sont retombées à zéro (condensateurs !). Travaillez toujours avec une seule main (une bonne vieille règle : une main dans la poche du pantalon !).

L'impédance d'entrée élevée facilite l'utilisation de la sonde, la charge au point de mesure est faible. Il faut toujours tenir compte de l'atténuation sélectionnée (-20 ou -40 dB) lors de la lecture de l'oscilloscope.

La bande passante sélectionnée (0,5 ou 1 MHz) détermine dans quelle mesure les oscillations haute fréquence apparaissent sur l'oscilloscope. La capacité d'entrée de la sonde est faible, mais elle peut (comme toute capacité) modifier le signal à des points particulièrement critiques d'un circuit, voire provoquer des oscillations.

La partie supérieure et la partie inférieure du signal mesuré peuvent sembler aplaties. Il faut alors déterminer si la sonde est toujours linéaire ou si elle est déjà saturée. Il pourrait s'agir d'une atténuation trop faible et/ou d'un signal d'entrée trop élevé. La mesure n'a aucune signification en cas de saturation.

La plage de la sonde différentielle peut être ajustée en modifiant le rapport de division, par exemple, à ± 100 V pour des tensions plus basses. Pour des tensions plus élevées, il faudrait modifier la conception mécanique et l'isolation (par exemple tenue en tension des prises d'entrée).

Un condensateur en série avec R14 et R24 permet de supprimer la composante conti-

nue du signal. Cela permet d'augmenter le gain pour mesurer de faibles signaux superposés à la haute tension. Des condensateurs à cet endroit n'influencent que légèrement le CMRR.

Les condensateurs pourraient aussi être raccordés entre les points nodaux du diviseur d'entrée et les entrées des amplis op. Il faut alors monter une résistance supplémentaire entre l'entrée de l'ampli op et la masse pour le courant de polarisation. Cela augmente la complexité et réduit le CMRR. Un condensateur en série avec la résistance d'entrée 10 M Ω devrait posséder une rigidité diélectrique suffisante, ce qui signifie encombrement plus inductance.

En résumé, la sonde différentielle constitue une alternative simple à monter et rentable par rapport aux coûteux produits commerciaux. Elle suffit largement pour des fréquences jusqu'à 1 MHz. La sonde a fait ses preuves dans le laboratoire de l'auteur, en particulier dans les applications audio. Elle est régulièrement utilisée.

(090549-I, trad. Softcraft)

- [1] ABCs of Probes :
www2.tek.com/cmswpt/tidetails.lotr?ct=TI&cs=pri&ci=2329&lc=EN

L'auteur

Alfred Hesener est un ingénieur diplômé. Il est directeur des applications et de la commercialisation sur le marché européen chez Fairchild Semiconductor.