



électronique analogique

Étude de cas n° 1 - section 3 : Optimisation de la réponse du préamplificateur et compromis

Ton Giesberts (Elektor Labs)

Dans cette série d'articles, des experts de l'électronique analogique en éclairent divers aspects susceptibles de profiter à des lecteurs nés dans le numérique. L'analogique n'est pas de la magie noire. Dans la 3e et dernière section de cette étude, nous parlons du préampli de micro plutôt raffiné utilisé dans un projet d'Elektor appelé *détecteur de chauve-souris^{PLUS}*.

Si vous découvrez cette série, il est indispensable de lire les épisodes précédents [1] [2]. Pour que tout le monde puisse suivre, le circuit du préampli de micro dont nous allons parler a été extrait du schéma complet du *détecteur de chauve-souris-PLUS* ou Bat Detector^{PLUS} (fig. 1). Allumez vos lampes de poche et analysons la conception de ce circuit.

Plage dynamique

En raison du gain fixe élevé et de la faible tension d'alimentation du préampli, il y a un risque que la sortie sature et écrête les signaux. D'autre part, quand le signal est trop faible à certaines fréquences, le gain risque d'être insuffisant. La plage dynamique est déterminée d'un côté par le signal de sortie maximal sans distorsion, de l'autre par le plus petit signal utilisable distinct du niveau de bruit intrinsèque. Contrairement aux convertisseurs N/A et A/N, ici *rapport signal/bruit (S/B)* n'est pas synonyme de plage dynamique. Le rapport *S/B* des micros est généralement spécifié à une pression acoustique de 94 dB (1 pascal), mais pour la plupart des micros, il existe également une relation linéaire entre pression acoustique et tension de sortie, généralement jusqu'à 120 dB. Il reste de la distorsion (minime) et la plage dynamique est donc bien plus étendue que le rapport *S/B* spécifié. Pour notre détecteur, l'ajout d'une commande de gain rapide et automatique adaptée (voire limitée) au signal source serait un bon complément pour étendre cette plage.

Solution assez simple : le circuit classique avec un JFET comme résistance variable. Cela permettra également d'améliorer la détection de la modulation. Il n'y a pratiquement aucun danger d'accrochage (larsen) si les hautes fréquences sont bien filtrées au niveau de l'ampli de puissance et n'arrivent pas au haut-parleur – si toutefois cela devait poser un problème. Malheureusement, malgré un filtrage approprié, il peut arriver que les harmoniques du signal de sortie de l'ampli de puissance ainsi que le signal issu du haut-parleur donnent lieu à un

accrochage entre haut-parleur et micro. Il s'agit d'un problème d'ordre mécanique, car même le meilleur haut-parleur a ses défauts et colore le son. Avec ce détecteur de chauve-souris, il n'y a aucune exigence pour des signaux faibles contrairement à ce qui serait le cas avec un ampli audio. Un rapport *S/B* de 20 dB dans le signal injecté au comparateur devrait suffire.

Courants de polarisation

La résistance de 10 kΩ sur chaque entrée non-inverseuse peut vous faire sourciller. On fait ça habituellement pour compenser un décalage supplémentaire causé par les courants de repos à l'entrée de l'ampli op. Même dans la plage de température maximale d'un TL06x, ces courants à travers les entrées JFET n'atteignent pas 5 nA. La faible chute de tension (0,5 mV) de ces 5 nA à travers une résistance de 100 kΩ est donc presque négligeable, d'autant qu'il n'y a aucun couplage continu entre les étages d'amplification. Ce serait différent avec des amplis op bipolaires ; les courants de repos peuvent s'élever à plusieurs centaines de nA ou même de μA. Dans ce cas, il faudrait en tenir compte, en fonction des valeurs de résistance bien sûr. En outre, ces résistances de 10 kΩ augmentent la sensibilité des étages d'amplification aux parasites. Envisagez de les remplacer par du fil.

Ampli op comparateur

Le circuit utilise également la moitié d'un TL062 comme comparateur. C'est un choix tentant quand il reste encore un ampli op inutilisé, tout comme le recours à une version double au lieu d'un ampli op unique. Un vrai comparateur ferait un circuit intégré de plus sur la liste des composants. Les comparateurs ont généralement une sortie à collecteur ouvert et ne sont pas toujours recommandés. Il faut commencer par s'inquiéter de la plage de tension d'entrée différentielle maximale. Est-elle suffisante ?



Ici oui. Il en va de même pour les amplis op à entrées CMOS et JFET. Avec les amplis op bipolaires comme les amplis op audio, cette plage est souvent limitée par un réseau supplémentaire pour protéger les transistors d'entrée, par exemple une paire de diodes en anti-parallèle ou des diodes Zener en anti-série. En outre, si les spécifications sont dépassées, la tension de sortie peut basculer. Un problème avec le TL062 vient de son décalage d'entrée maximal, qui peut atteindre 15 mV, voire 20 mV sur toute la plage de température. Le signal appliqué devra dépasser ce décalage avant que la sortie ne bascule. Dans le cas du détecteur, la sensibilité dépend de l'exemplaire du circuit intégré utilisé. Or nous ne voulons pas d'une telle dépendance. Un autre problème est le gain de tension différentielle qui est de 3000 au moins selon la fiche technique et habituellement de 6000, ce qui est insuffisant. Pour fonctionner correctement en comparateur, il faut au moins 10, voire 30 fois plus de gain. Sur un vrai comparateur, un LM311 ou un LM339, il est de 200.000. L'effet de la tension d'alimentation sur le gain différentiel n'est pas précisé dans les fiches techniques, mais il serait intéressant de savoir s'il affecte les $\pm 4,5$ V plutôt faibles de la batterie de 9 V. Pour produire des ondes rectangulaires correctes à des fréquences allant jusqu'à 120 kHz, il faut une plus grande largeur de bande et certainement une pente $V/\mu s$ (temps de montée = *slew rate*) plus raide. Avec un comparateur comme le LM311, cette pente dépend du signal différentiel et, en fait, de la surcharge. Plus l'amplitude du signal d'entrée est grande, plus la tension de sortie change rapidement, mais même à 2 mV, ce sont 30 $V/\mu s$ principalement dus au transistor de sortie, et non à la résistance de polarisation haute (*pull up*) ou basse (*pull down*). En comparaison, la pente de 3,5 $V/\mu s$ du TL062 dans notre circuit est modeste.

Électret à 2 ou 3 broches ?

La capsule du microphone à électret nous est familière. La plupart n'ont que deux connexions. L'une est la masse (GND), reliée au boîtier métallique (blindage). L'autre est le signal de sortie prélevé sur le drain (d) d'un JFET intégré. La source (s) de JFET est reliée à la masse. Une membrane polarisée convertit le signal sonore en tension sur la grille du JFET (g). Une résistance entre l'entrée de l'amplificateur du micro et l'alimentation (qui est généralement assez faible, entre 1,5 et 5 V) polarise le FET. Une amplification de l'ordre de 10 dB se produit déjà à l'intérieur du micro à électret. Son inconvénient est la

pente non linéaire d'un FET. La pente ou transconductance g_m est le rapport I_{ds}/U_{gs} soit la relation entre le courant de drain et la tension de grille. Comme cette relation est non linéaire, le signal de sortie s'écarte de la tension de la membrane, ce qui provoque une légère distorsion.

Avec de petits signaux, cet effet est faible, mais à mesure que la pression sonore augmente, la distorsion aussi, et devient même visible sur un oscilloscope. De plus, la phase du signal de sortie peut être inversée, mais cela ne pose généralement pas de problème. Il suffit d'inverser la polarisation de la membrane. Avec les micros à électret à 3 broches, la source du FET est également disponible sur la troisième connexion (**fig. 2**). Nous ne parlons pas ici des types avec amplificateur intégré qui nécessitent une véritable tension d'alimentation plutôt qu'une polarisation. En utilisant cette troisième connexion, le FET peut être configuré comme un suiveur de source, ce qui réduit la distorsion. Malheureusement, dans cette configuration, le signal de sortie est plus faible. La connexion de drain est directement reliée à l'alimentation positive et la source est mise à la masse. La valeur de la résistance de polarisation vers le haut dans la configuration à 2 broches, et de la résistance de polarisation vers le bas dans la configuration à 3 broches, dépend bien sûr du type de micro à électret et de la tension d'alimentation. Vérifiez toujours sur la fiche technique. Dans un micro MEMS, il y a toujours un circuit intégré, pour lequel il faut une vraie alimentation. Il existe des astuces pour établir une connexion à 2 fils avec un micro MEMS en plaçant une charge

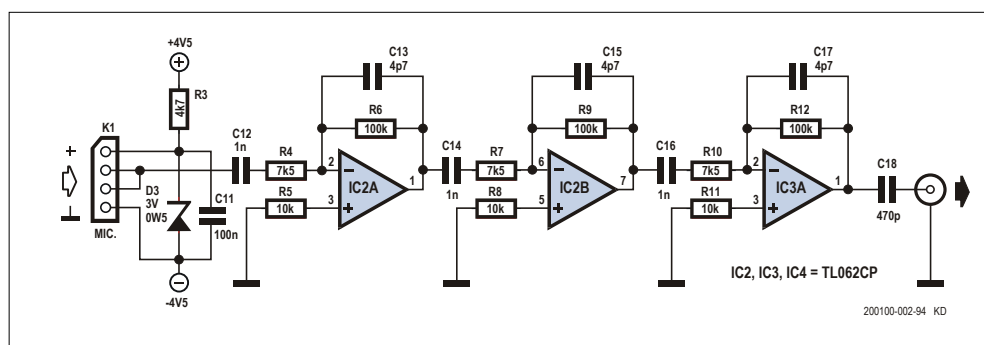


Figure 1. Le préamplificateur de microphone à 3 étages intégré dans le *détecteur de chauve-souris^{PLUS}* d'Elektor présente des caractéristiques remarquables.

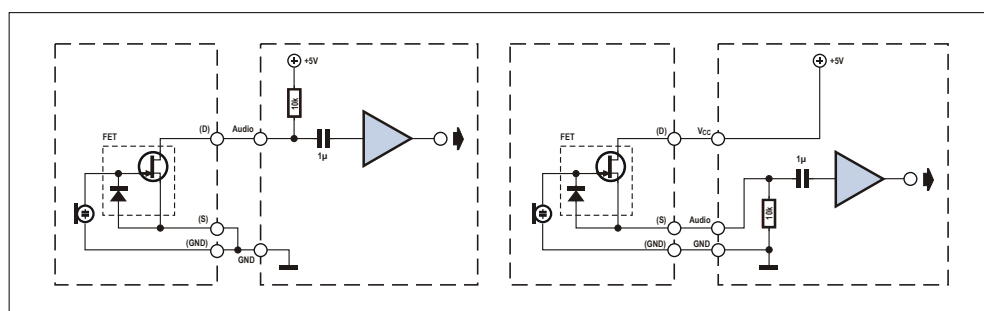


Figure 2. Schéma de connexion d'un microphone à électret à 2 broches (à gauche) et d'une version à 3 broches (à droite). Dans un électret à 2 broches, la source du FET et la masse sont déjà interconnectées.

à la sortie pour faire varier le courant d'alimentation, mais ne me demandez pas ce que deviennent les caractéristiques du micro dans ce cas....

Calcul du bruit d'entrée

Pour connaître le bruit, nous devons calculer en partant d'une largeur de bande de 120 kHz, au lieu de 20 kHz, la plage par défaut pour l'audio. Souvent le paramètre Bruit n'est mentionné qu'en pondération A, ce qui ne facilite rien. La formule bien connue qui représente le bruit en fonction de la température, de la résistance et de la largeur de bande nous dit :

$$\text{Bruit} = \sqrt{(4 k T B R)} \quad (\text{Eq. 1})$$

avec

k = constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$)

T = température absolue (en K, on suppose 270 K)

B = largeur de bande applicable (en Hz)

R = résistance (en Ω)

Le bruit total à l'entrée est composé du bruit déjà présent dans le signal source (U_{bruit1}) et du bruit produit par les résistances (U_{bruit2}) et par l'ampli op utilisé (U_{bruit3}).

$$U_{\text{bruit(total)}} = \sqrt{(U_{\text{bruit1}})^2 + (U_{\text{bruit2}})^2 + (U_{\text{bruit3}})^2} \quad (\text{Eq. 2})$$

Selon la fiche technique, le bruit du micro que nous avons utilisé a été mesuré avec un filtre pondéré A. Ce filtre n'est malheureusement pas spécifié pour les fréquences supérieures à 20 kHz, or c'est justement la zone ultrasonique dont nous avons besoin. Il est même recommandé d'utiliser un filtre à forte pente de 20 kHz dans les sonomètres combiné avec le filtre pondéré A. Pour nous, les indications de la fiche technique n'ont aucune pertinence. Ce qui est sûr, c'est que le bruit sera considérablement plus élevé pour notre calcul. Formulons une hypothèse. Si nous comparons le filtre pondéré A avec un filtre passe-bas de 10 kHz du premier ordre, le bruit dans une largeur de bande de 120 kHz est au moins multiplié par $\sqrt{(120 / 10)} = 3,5$ fois, soit une estimation (forcément) approximative de 11 dB de plus pour notre calcul que ce qui est indiqué dans la fiche technique. Par conséquent, un rapport S/B de 59 dB(A) à un niveau de pression acoustique de 94 dB (1 pascal, Pa) et une bande passante de 120 kHz est alors estimée à 48 dB si la mesure n'est pas filtrée. À cette pression sonore, un niveau de sortie de -42 dBV est donné pour 1 kHz, soit 8 mV. À 1845 fois le gain, il donne 14,76 V, ce qui signifie que l'ampli est amplement surmodulé. Mais dans les ultrasons, au-dessus de 40 kHz, le niveau de sortie de notre micro MEMS diminue. Entre 10 et 20 kHz, l'augmentation est de plus de 10 dB. Le degré de surmodulation varie donc fortement selon la fréquence et devient presque imprévisible. Un calcul basé sur un comportement linéaire du bruit n'est donc pas exactement ce dont nous aurions besoin pour le fonctionnement du détecteur, mais nous nous contenterons de cette estimation.

Il serait certes préférable d'ajuster la réponse en fréquence de l'amplificateur au micro. À quoi ressemblerait alors le calcul du bruit ? S'il devait être possible de changer de micro, seule une solution numérique serait envisageable. Mais revenons au calcul, maintenant pour le bruit par source à la sortie. Le bruit du micro à une pression sonore de 94 dB est alors de :

$$8 / (10^{(48/20)}) \times (100 / 7,5) = 0,425 \text{ mV}$$

Pour la contribution des résistances au bruit, nous devons calculer avec le circuit parallèle des deux qui déterminent le gain, c'est-à-dire celles de 100 k Ω et 7,5 k Ω . Nous omettons

la résistance dans le chemin de l'entrée non-inverseuse, en la supposant remplacée par un fil :

$$\sqrt{(4 \times 1,38 \times 10^{-23} \times 270 \times 120000 \times 6977)} \times (100 / 7,5) = 0,047 \text{ mV}$$

Le bruit de l'ampli op est amplifié comme avec un amplificateur non inverseur. Le bruit d'un TL06x est généralement de 42 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, soit :

$$(42 \text{ nV} \times \sqrt{120000}) \times (1 + 100 / 7,5) = 0,21 \text{ mV}$$

Le niveau de bruit total à la sortie du premier étage d'amplification du détecteur de chauve-souris s'élève à :

$$\sqrt{(0,425^2 + 0,047^2 + 0,21^2)} = 0,476 \text{ mV}$$

Ce qui donne un rapport S/B de

$$(100/7,5) \times 8 \text{ mV} / 0,476 \text{ mV} = 224,1$$

soit 47 dB. En d'autres termes, le bruit à la sortie de l'amplificateur de microphone est presque exclusivement déterminé par le micro MEMS. Avec une amplification suffisante, la contribution des étages suivants est négligeable. Si le gain par section diminue, les étages d'amplification suivants auront également un impact. C'est une autre raison pour laquelle huit sections à faible gain ne sont pas le meilleur choix. Et encore une fois, ce calcul n'est valable que si la distribution du bruit est linéaire et non comme approximativement la caractéristique de fréquence.

Micro MEMS à même le circuit imprimé

Petite digression. À quoi ressemblerait l'application pratique d'un microphone MEMS monté directement sur le PCB ? Les réflexions et questions suivantes peuvent servir de point de départ.

1. Le montage d'un microphone MEMS sur le circuit imprimé doit ménager un bon passage du port acoustique vers l'air ambiant.
2. Un joint en caoutchouc ou autre chose est-il nécessaire ? Est-il possible d'obtenir l'étanchéité du boîtier du détecteur afin que l'humidité, la poussière, etc. ne pénètrent pas dans le microphone MEMS ?
3. Qu'est-ce qui peut affecter la réponse en fréquence et la sensibilité ? Il est préférable d'utiliser un microphone MEMS dont l'orifice se trouve sous le composant, à condition bien sûr de prévoir un trou à cet endroit dans le circuit imprimé à même lequel sera monté le micro. On aura le chemin acoustique le plus court possible vers l'extérieur. Ceci implique l'utilisation de composants CMS.
4. Si on renonce à utiliser d'autres microphones, il y a lieu de rectifier la caractéristique de fréquence du MEMS (de sorte qu'aucun autre microphone ne soit nécessaire). Un traitement numérique sera plus judicieux qu'une approche analogique. Il est si facile de modifier un microprogramme pour apporter des améliorations, obtenir des caractéristiques de filtrage différentes (par exemple, une bande de fréquence spécifique ou pour compenser des tolérances).

Puisque cette étude analogique se termine paradoxalement ci-dessus sur une incitation à recourir au traitement numérique, voici une question pour vous : comment vous y prendriez-vous pour déterminer avec une certaine précision la caractéristique de fréquence réelle du préampli pour microphone MEMS sur le fameux *détecteur de chauve-souris*^{PLUS} dans sa version actuelle ? Dans la prochaine édition d'Elektor, nous aborderons un autre sujet *de manière totalement analogique*. ◀

200100-02