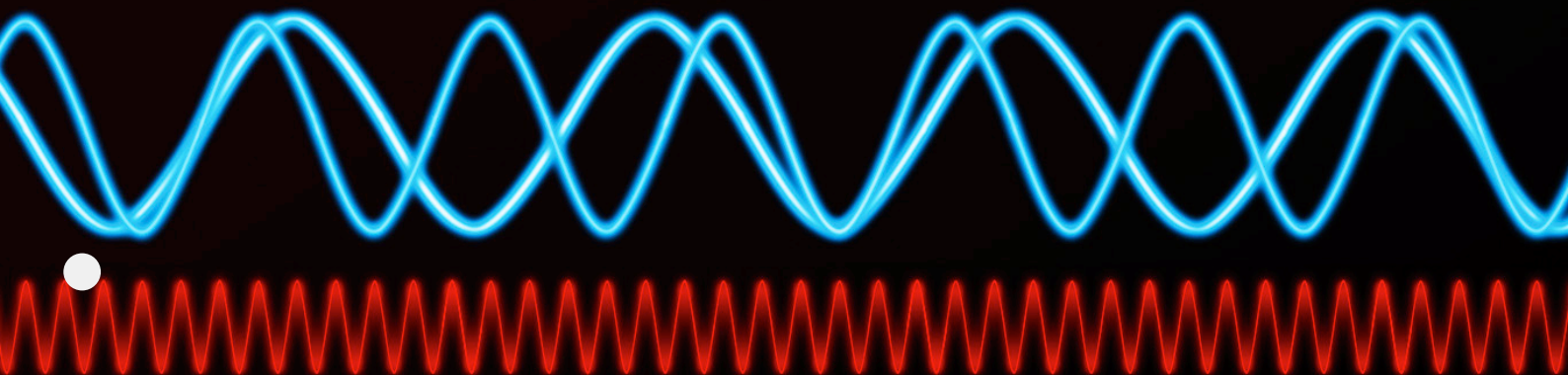


# onde sinusoïdale de référence



**Construire à faible coût, avec peu de composants, un générateur de signal à très basse distorsion, c'est impossible ! Et pourtant... Voici le récit de mes nombreuses expériences pour façonner un oscillateur à variable d'état dont la distorsion totale se situe en dessous de 0,001 %.**

La mesure, l'étalonnage et les essais de l'appareillage audio demandent toujours un oscillateur d'une pureté spectrale irréprochable, généralement à 1 kHz. Trop souvent, on se contente de nos jours de faire jouer ce rôle à la carte son d'un ordinateur. Il existe de nombreux logiciels, certains même gratuits, qui donnent sans difficulté un signal sinusoïdal déterminé en passant par le convertisseur numérique/analogique de la carte son. Si vous disposez d'une bonne carte à la résolution de 24 bits, analysez ses spécifications, vous verrez qu'elles sont loin du compte. Même une carte très chère ou, à l'extrême, un adaptateur externe branché sur l'USB fournit des signaux dont la DHT (distorsion harmonique totale) se situe entre 0,01 % (−80 dB) et 0,003 % (−90 dB). La DHT, c'est le rapport entre la tension du signal sinusoïdal (la fondamentale) et celle de la somme de toutes les composantes parasites, donc les harmoniques, le bruit ainsi que tous les sifflements et ronflements anharmoniques. En pratique, on s'aperçoit que la sortie de la carte son est embarrassée de différents produits parasites qui s'infiltrent dans la bande audio. En tout

cas, que ce soit sur mon PC de bureau ou mes deux portables, je n'ai jamais pu obtenir un semblant de signal propre.

## **Basse distorsion avec peu de composants**

Peut-on faire mieux avec un minimum de composants pour réaliser un générateur d'onde sinusoïdale ? Ce serait tellement bien d'avoir un signal dont la THD resterait voisine de 0,001 % (−100 dB) ou moins ! On aurait ainsi un signal de référence utilisable en technique audio pour des mesures précises comme on les aime. Il y a de nombreux lecteurs d'Elektor qui s'adonnent volontiers à des expérimentations sur des circuits analogiques, aussi ai-je voulu perfectionner le circuit pour leur permettre de développer convenablement les projets dont ils ont envie. Quel plaisir de réaliser avec quelques composants, sans micrologiciel ni contrôleur, un instrument qui fonctionne bien. Et, surtout quand il s'agit d'appareils de mesure, pouvoir s'affranchir de la dépendance au PC grâce à un appareillage réellement autonome.

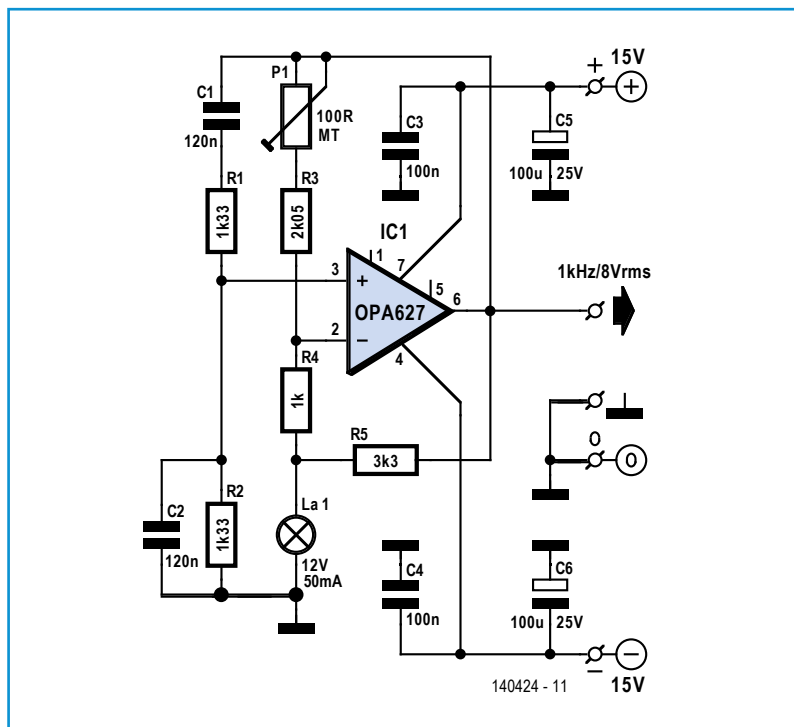
J'ai voulu construire un générateur de sinus

**Hein van den Heuvel**  
(Pays-Bas)

simple et pas cher, avec un minimum de composants. Et de préférence sans réglage. D'ailleurs, qui ne rêverait pas d'en posséder un dont la distorsion serait inférieure à 0,001 % ? C'est vraiment un beau défi que d'atteindre -100 dB.

Dans cette veine, petit nombre de composants rime généralement avec pont de Wien classique, du moins pour commencer. Chez Linear Technology, on trouve beaucoup d'informations précieuses sur le sujet dans une note d'application [1] de Jim Williams. Notamment quelques exemples d'oscillateurs à pont de Wien. Dans sa forme la plus dépouillée, on y trouve à côté du pont de Wien, un amplificateur opérationnel avec une ampoule à incandescence ordinaire pour stabiliser l'amplitude. Une loupiote dans un circuit électronique d'aujourd'hui ? Rien d'étrange en réalité puisque pareille lampe est une thermistance à coefficient de température positif (CTP) et le procédé est classique depuis belle lurette. C'est une manière simple et efficace d'asservir l'amplitude. Plus la tension s'élève sur la lampe, plus la dissipation augmente, donc en même temps la température du filament. La plupart des métaux, comme le tungstène, présentent un coefficient de température positif. Quand le fil s'échauffe, la résistance augmente. Un filament dans une ampoule se comporte comme une résistance CTP. On la prend dans la boucle de rétroaction pour régler le gain qui doit diminuer quand l'amplitude du sinus augmente. Quand le gain de boucle devient inférieur à 1, l'amplitude redescend et au bout d'un moment, on atteint l'équilibre à un certain niveau. On évite du même coup que l'amplificateur n'entre ni en saturation, ni en écrêtage, ce qui serait fatal pour la pureté de l'onde avec la distorsion qu'ils entraînent.

La note de Linear Technology indique que la version élémentaire de l'oscillateur à pont de Wien permet déjà d'obtenir un signal avec une DHT de 0,0025 % (-92 dB). Ce n'est pas si mal ! Et la distorsion provient en majorité de la lampe. C'est que la dissipation de la lampe varie au cours d'une même période du signal sinusoïdal. Alors la température du filament varie au rythme du sinus et donc la résistance du filament. Il en résulte une distorsion principalement dans la composante du troisième ordre. La grandeur de la distorsion dépend aussi de l'inertie thermique du



filament, qui elle-même est sujette à sa température moyenne. Il est difficile, mais pas impossible, de déterminer expérimentalement la valeur de la distorsion. En pratique, c'est une tâche dont on se passerait volontiers, autant que de devoir trouver un compromis entre distorsion, vitesse de réaction et stabilité de l'amplitude.

Figure 1. Le générateur sinusoïdal paru en 1994.

### Générateur de sinus à fréquence fixe

Si nous choisissons une faible distorsion au prix de la stabilité en amplitude, pour quelques composants de plus, nous pouvons aller rechercher un projet d'Elektor qui totalise déjà vingt ans de cave. L'amplificateur opérationnel utilisé dans ce circuit (cf. **fig. 1**) coûte à présent plus de 20 €, aussi ai-je essayé en priorité d'en trouver un autre moins cher pour construire ce générateur-ci, ce qui était d'ailleurs suggéré dans l'article originel.

Les résultats sont prometteurs : avec les deux amplificateurs opérationnels inclus dans un TL082, j'ai obtenu une DHT de -96 dB et même -105 dB avec un NE5532. J'étais heureux ! Cependant il y a un hic : on ne peut atteindre cette faible valeur de distorsion qu'après tout un travail d'expérimentation. En outre, le choix des composants du circuit est assez critique et le réglage de l'ampli-

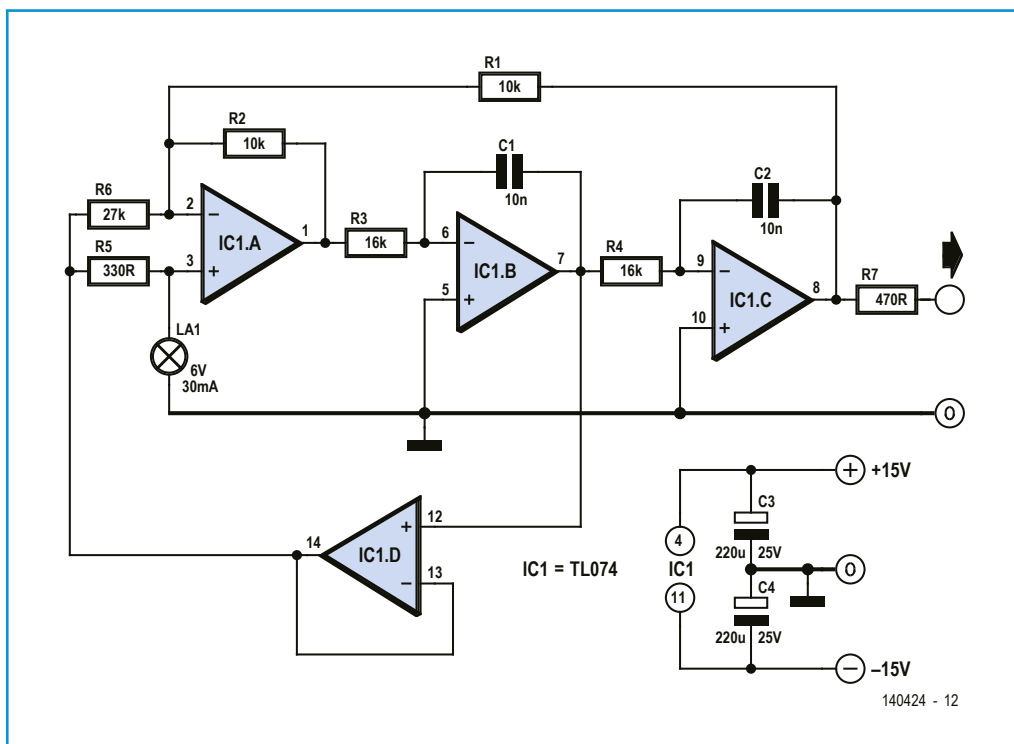


Figure 2. Générateur sinusoïdal à variable d'état avec une lampe comme stabilisateur.

tude est très serré. Apprivoiser l'amplitude de l'oscillateur dans ce projet est pénible. Lors d'une montée de la température ambiante, l'amplitude décroît rapidement. On pouvait s'y attendre, vu que la plage de travail de l'oscillateur se situe dans une zone où la température du filament est très basse, tout changement dans l'environnement se répercute forcément sur l'amplitude.

### Un oscillateur à variable d'état

Déçu par le résultat, j'ai donc poursuivi mes recherches dans le but de trouver une solution moins critique à la stabilité en amplitude. Comme stabilisateur, il existe d'autres possibilités que l'ampoule à filament, comme un JFET et un photocoupleur. On en trouve d'ailleurs dans la note de Linear Technology. Certains de ces circuits, mais pas tous, produisent une plus faible distorsion. En revanche, ils sont nettement plus compliqués. Toutes ces acrobaties pour mettre en œuvre des composants chers et critiques, pour moi, ce serait rater l'objectif !

Tout en gardant le système à loupote, il doit bien être possible de construire un oscillateur à pont de Wien, par exemple, suivi d'un filtre de bande simple ou un filtre passe-bas pour atténuer les harmoniques. On pourrait alors

s'en tirer simplement avec un double amplificateur opérationnel.

C'est en brochant sur cette idée d'oscillateur complété d'un filtre d'harmoniques que je me suis penché sur un type d'oscillateur qui intègre par nature ce filtrage : *State-Variable Oscillator*, l'oscillateur à variable d'état. Les applications de ce type d'oscillateur sont nombreuses, notamment dans l'appareillage professionnel de mesure audio, du moins avant la vague déferlante du numérique. Étonnamment, je n'avais jamais rencontré un oscillateur de ce genre stabilisé par ampoule à incandescence, raison de plus pour l'essayer en vitesse sur une plaque d'expérimentation. Les premiers résultats sont remarquables ! L'inconvénient de l'oscillateur à variable d'état, c'est qu'il lui faut au moins trois amplis op. Mais quand on pense qu'on peut en avoir quatre excellents dans le même boîtier de 14 broches à un prix intéressant, on ne va pas se tracasser.

Le circuit est à la **figure 2**. À première vue, il est un peu plus compliqué qu'un oscillateur à pont de Wien, il compte en effet quatre amplificateurs opérationnels. Mais au total, il ne réclame pas beaucoup plus de composants que l'autre : un seul circuit intégré et 12 composants passifs. C'est comparable au généra-

teur sinusoïdal à fréquence fixe de la figure 1. Ce projet-ci est construit autour d'un vétéran des années 80, le quadruple amplificateur opérationnel à faible souffle TL074, preuve que l'on peut faire la meilleure soupe dans les vieilles marmites. Et à très bon compte, en plus. Pas étonnant qu'il figure dans la liste des composants préférés d'Elektor !

L'oscillateur à variable d'état se compose de deux intégrateurs, IC1.B et IC1.C avec les réseaux RC correspondants R3/C1 et R4/C2. Les deux intégrateurs l'un derrière l'autre produisent une rotation de phase de 180°. Un amplificateur inverseur (IC1.A avec R1 et R2), d'un gain de -1, donne aussi un déphasage de 180°. L'ensemble déphase donc de zéro degré. Si nous fermons la boucle sur cette combinaison, la condition d'oscillation est remplie dès que le gain de boucle atteint la valeur de 1. Si l'amplificateur inverseur a un gain de -1, on peut écrire :

$$f_0 = 1 / (2\pi RC)$$

avec  $R = R3 = R4$  et  $C = C1 = C2$

En théorie, nous avons déjà notre oscillateur. Pour le démarrage et la stabilisation d'amplitude, il nous faut encore le circuit à incandescence. Il est constitué d'un montage en pont dont l'une des branches est faite de R5 et la lampe, l'autre, de R6 et R1 en parallèle sur R2. Ce pont reçoit du premier intégrateur un signal déphasé de 90° par rapport à l'entrée de l'amplificateur inverseur. L'astuce consiste à faire en sorte que la tension de déséquilibre du pont fasse varier la phase de l'étage inverseur. Alors, le circuit de la lampe ne règle plus le gain de boucle, mais la phase. Et du coup, les composants du circuit en pont ne peuvent avoir aucune influence sur la fréquence d'oscillation.

Avec le point de fonctionnement de la lampe choisi, l'ampli op doit donner en sortie un courant de 7,5 mA environ. L'une des sections du TL074 peut facilement le fournir, mais cela entraîne un supplément de distorsion. C'est ici qu'entre en scène la quatrième section du TL074. C'est elle qui fournit le signal au pont à lampe. Si le pont est en équilibre, donc si l'amplitude est stable, la distorsion de cet ampli op sera convenablement éliminée dans la suite du parcours. Mais celle occasionnée par la lampe reste totalement présente à la sortie de l'étage inverseur. Heureusement,

il y a encore les deux intégrateurs qui fonctionnent en filtre passe-bas. Ils atténuent la distorsion harmonique ainsi que le bruit à large spectre. C'est aussi pour cette raison que le signal de sortie est prélevé derrière le second intégrateur, là où la distorsion est la plus basse ! En suivant les liens [2], [3] et [4] vous trouverez davantage d'informations sur les différents oscillateurs à faible distorsion et sur la variable d'état en particulier.

### Le choix des composants

Commençons par cette fameuse lampe. Je m'étais fixé comme objectif dans ce projet que le modèle de lampe soit facilement disponible. J'ai donc choisi une petite ampoule à culot de verre à enficher et qui s'alimente en 6 V et 30 mA. Il est très facile de redresser les fils de connexion pour les souder simplement sur le circuit imprimé. On en trouve chez plusieurs fournisseurs, j'ai acheté la mienne dans un magasin du quartier. D'ailleurs, il y a de nombreux modèles qui conviennent aussi, nous y reviendrons.

Mes premiers essais, je les ai réalisés avec les composants que j'avais sous la main, des résistances ordinaires au carbone et quant aux condensateurs C1 et C2, ils étaient du type MKT au polyester. Malgré cela, dès le départ, la distorsion se situe sous les -100 dB. Rien n'empêche donc d'atteindre une faible distorsion avec des composants standard bon marché !

Avec de larges tolérances sur les valeurs des composants, la fréquence de l'oscillateur peut s'écarter considérablement de 1 kHz. En outre, elle dépend fortement de la température. Pour les condensateurs, j'ai finalement opté pour des condensateurs à film de polypropylène pas trop onéreux, des Wima de la série FKP2 avec une tolérance de 2,5 % et de 1 % pour les résistances à film métallique. L'écart de fréquence maximum n'excède plus quelques dizaines de hertz. La fréquence reste stable lors des variations de température et l'on n'observe plus tous ces changements de fréquence qui accompagnaient les déséquilibres du pont avec la lampe. Si vous voulez caler l'oscillateur avec plus de précision sur 1 000 Hz, vous pouvez par exemple insérer un potentiomètre d'ajustage à 25 tours de 500 Ω entre R1 et R2, le curseur relié à l'entrée inverseuse de IC1.A.

Pour m'assurer de la reproductibilité du cir-

## Sources de parasites

Voici encore quelques conseils en cas de difficulté. L'essentiel est de déterminer la nature de la perturbation. La plupart des indicateurs de distorsion sont équipés d'une sortie qui permet d'observer à l'oscilloscope les résidus (c'est-à-dire tout sauf la fondamentale).

- **Bourdonnement** : il peut provenir d'un couplage électrique. Commencer par un blindage du circuit. S'il ne suffit pas, rechercher la cause dans une boucle de masse, en premier lieu par un examen minutieux de l'alimentation. Celle-ci ne devrait pas avoir de liaison galvanique (en continu) avec la terre du secteur. Pour l'éviter, on met trois résistances de 47  $\Omega$  en série avec les trois fils de raccordement de l'alimentation. En outre, il peut être nécessaire de ne relier qu'un seul instrument de mesure à la fois. Donc quand le distorsiomètre est branché, il faut retirer l'oscilloscope, même la pince de masse de la sonde !
- D'étranges festons et des tensions alternatives à relativement haute fréquence dans le résidu peuvent indiquer de **l'instabilité**. Bien que le TL074 soit un amplificateur opérationnel relativement docile, le circuit peut devenir instable si les condensateurs électrolytiques de découplage sont trop éloignés de la puce. Ils doivent aussi être de bonne qualité, avoir une faible RSE (résistance série équivalente). Dans le doute, on peut toujours mettre un plus petit condensateur, par exemple de 100 nF, en parallèle sur chaque condensateur électrolytique. Il faut aussi faire en sorte d'éviter un câblage trop long et garder le rail de masse court et bien agencé. Les émetteurs radio ne sont pas les bienvenus dans le voisinage, il y en a qu'on oublie trop souvent. Seul un vrai blindage peut vous en protéger.
- **Bruit** : il peut provenir des lignes d'alimentation, de l'appareil lui-même. Dans ce cas, deux résistances de 47  $\Omega$  en série avec les deux lignes d'alimentation peuvent apporter un soulagement. Et surveillez ici aussi la qualité des condensateurs électrolytiques.

cuit, j'ai testé trois lampes. L'amplitude de la sortie est située, selon la lampe, entre 2,81 et 3,14 V. Ce n'est pas une dispersion inquiétante, elle était prévisible et reflète la tolérance sur la résistance des filaments. De plus, les valeurs des résistances R5 et R6 ne sont pas critiques, vous pourriez aussi bien utiliser des types au carbone. J'ai aussi essayé différents circuits intégrés TL074 des fabricants TI et STS, sans pouvoir mettre en évidence la moindre différence. Les variations de la tension d'alimentation ont été passées au crible : il faut qu'elle descende en dessous de  $\pm 10$  V pour voir une détérioration de la DHT. Restait à procéder au test en température. C'est au sèche-cheveux bien chaud que j'ai agressé toute la plaque d'expérimentation. Difficile d'évaluer la température que les composants ont subie, mais c'est une méthode rapide et pratique pour se faire une idée de la sensibilité du circuit à la chaleur. Résultat : la distorsion reste aussi basse et l'amplitude diminue de 0,3 dB environ.

La distorsion mesurée sur l'oscillateur avoisine -106 dB (0,0005 %). Il a fallu pour cela blinder le dessous de la plaque avec une feuille de métal pour la protéger du bourdonnement. Il y a encore une manière simple d'abaisser la distorsion : prendre pour R7 une résistance

de 1,5 k $\Omega$  et lui appliquer un condensateur de 100 nF vers la masse. J'ai ainsi pu mesurer, non sans quelque difficulté, une distorsion de -108 dB (0,0004 %).

Avec de meilleurs appareils de mesure, il est encore possible d'espérer mieux. J'étais là aux limites de la gamme de mesure de distorsion, ce qui m'a empêché d'en extraire la dernière goutte.

### D'autres lampes

Au cours de mes expériences, j'ai essayé aussi plusieurs autres types de lampe. En principe, n'importe quelle ampoule d'une tension de 10 V tout au plus et dont le courant est inférieur à 40 mA devrait convenir. On peut estimer que dans un circuit comme celui-ci, si la tension sur la lampe représente 1/10<sup>e</sup> de sa valeur nominale  $U_L$ , le courant vaut environ le quart du débit normal  $I_L$ .

Partant d'une tension de sortie de 3 V, nous pouvons calculer comme suit les valeurs de R5 et R6 :

$$R5 = \frac{\left(3V - \frac{1}{10}U_L\right)}{\frac{1}{4}I_L}$$

et 
$$R6 = \left( \frac{30V}{U_L} - 1 \right) \cdot 5k\Omega$$

Il s'agit de valeurs repères. En pratique, avec elles, vous avez un oscillateur qui fonctionne bien. C'est du moins le cas avec les différentes lampes que j'ai testées. Il faut expérimenter avec ces valeurs pour atteindre les meilleurs résultats, parce que la caractéristique U/I d'une lampe donnée n'est pas parfaitement stable. Vous pourrez ainsi jouer sur la tension de sortie, la distorsion et le temps d'allumage, le temps entre la mise sous tension et l'arrivée au minimum de distorsion du signal et la stabilité de l'amplitude.

Parmi les différentes lampes testées, les deux suivantes sont à coup sûr aisément disponibles :

- Lampe à fils 10 V/14 mA, type 1869, vendue entre autres par Mouser (606-CM1869), Digi-Key (289-1227-ND). Donne de bons résultats avec  $R5 = 330 \Omega$  et  $R6 = 10 k\Omega$ . Il lui faut plus de 5 s pour la stabilisation.

- Lampe à fils 5 V/21 mA type 6022, chez Mouser (606-6022), Farnell (2078333). Donne de bons résultats avec  $R5 = 470 \Omega$  et  $R6 = 33 k\Omega$ .

Un dernier conseil à propos de cette lampe. Il est déconseillé d'utiliser une ampoule pour feu arrière de vélo (6 V/50 mA). J'en ai mesuré deux, elles consommaient plus de 70 mA sous 6 V !

(140424 - version française : Robert Grignard)

#### Liens

- [1] Bridge Circuits, Application Note 43, Linear Technology Corp. <http://cds.linear.com/docs/en/application-note/an43f.pdf>
- [2] <http://sound.westhost.com/articles/sinewave.htm>
- [3] [www.moorepage.net/RC.html](http://www.moorepage.net/RC.html)
- [4] [www.jensign.com/RMAA/Wien\\_RMAA/](http://www.jensign.com/RMAA/Wien_RMAA/)