

# DIY - TABLE DE MIXAGE

---

[Draw your reader in with an engaging abstract. It is typically a short summary of the document. When you're ready to add your content, just click here and start typing.]

[DOCUMENT SUBTITLE]



## TABLE OF CONTENTS

Retour aux sources .....	4
CONSTRUCTION D'une table de mixage stéréo .....	5
Les modules d'entrée.....	6
L'amplificateur de sommation.....	8
Ajout du contrôle de tonalité .....	9
Contrôle simple de la tonalité .....	9
Contrôle de tonalité 3 voies .....	10
Ajout d'un égaliseur audio .....	12
Égaliseur graphique audio .....	12
Ajout d'un vumètre.....	15
VU LED 60db.....	15
Ajout d'entrées microphone .....	18
Préamplificateur de microphone .....	18
Préamplificateur microphone symétrique .....	19
Ajout d'entrées « phono » .....	21
Circuits de préamplificateur phono.....	21
Construction de l'unité d'alimentation .....	24
Alimentation symétrique de base .....	24
Compresseur audio – limiteur v.2 .....	26
Le schéma fonctionnel.....	26
Le bloc audio principal .....	27
Le contrôle automatique du gain.....	29
The VU-meters.....	30
Arduino LCD VU-mètre.....	35
Schéma .....	35
Conversion A à D et plage dynamique .....	37
Montrer.....	37
Modes d'affichage.....	39
Détails supplémentaires.....	40

# COMMENT CONSTRUIRE D'UNE TABLE DE MIXAGE

---

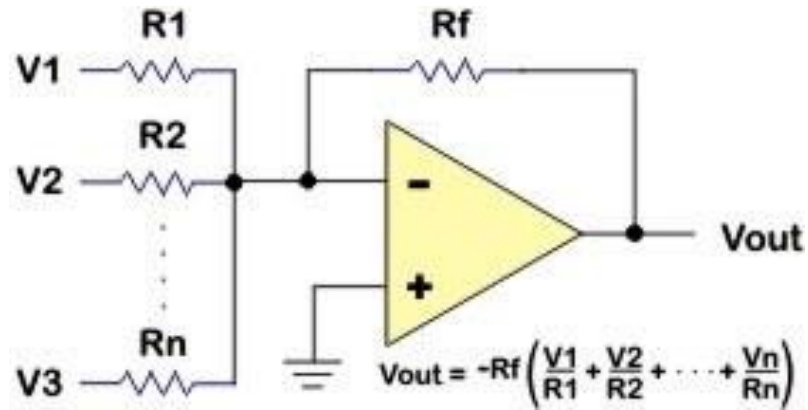
Une table de mixage audio, également appelée console de mixage, est un dispositif électronique permettant de combiner et de modifier des signaux audios. Les signaux audios modifiés sont additionnés pour produire des signaux de sortie combinés. Les tables de mixage audio peuvent être de type analogique ou numérique. Les consoles de mixage numériques utilisent des concepts de traitement numérique du signal et les mélangeurs analogiques sont généralement basés sur des circuits électroniques d'amplificateurs opérationnels.

Dans ce tutoriel, nous allons montrer comment construire un mélangeur audio analogique en utilisant des composants électroniques courants, tels que des résistances, des condensateurs, des potentiomètres et des amplificateurs opérationnels (Op-Amps). Nous ferons la démonstration d'une conception modulaire afin que le constructeur puisse décider du nombre d'entrées à fournir.

Les signaux audios d'entrée peuvent être n'importe quoi, des entrées microphone à une sortie audio d'un lecteur de CD, en passant par la sortie d'une carte son PC ou tout autre type de sources audio analogiques. Le mélangeur de base sera capable de combiner ces signaux provenant de différentes sources de signaux, de modifier les volumes de chaque canal d'entrée, ainsi que le volume global de la sortie du mélangeur. Plus tard, nous ajouterons quelques circuits pour l'égalisation audio. En d'autres termes, nous ajouterons des circuits pour atténuer ou amplifier une gamme de fréquences, par exemple, les basses, les médiums et les aigus sur chaque canal audio et nous ajouterons également un égaliseur graphique général pour effectuer un contrôle général de l'égalisation à la sortie. Nous discuterons également de l'ajout d'un compteur VU. Après avoir lu ce tutoriel, vous serez prêt à construire votre propre console de mixage analogique à un coût minime.

## RETOUR AUX SOURCES

Ok, commençons ! Le cœur de la console de mixage est le circuit de sommation illustré à la figure 1. Ce circuit est également connu sous le nom d'amplificateur de sommation. Il se compose d'un amplificateur opérationnel, de n résistances d'entrée ( $R_1, R_2... R_n$ ) et une résistance de rétroaction ( $R_f$ ).



**Graphique 1.** Le circuit de sommation

Un amplificateur de sommation additionne plusieurs tensions (pondérées). Sa tension de sortie  $U_o$  est donnée par la formule :

$$V_o = -(A_1 \cdot V_1 + A_2 \cdot V_2 + A_3 \cdot V_3 + \dots + A_n \cdot V_n)$$

$A_x$  est le gain de tension pour la  $x^{\text{ème}}$  entrée et il est égal à  $R_f/R_x$ . Si toutes les résistances d'entrée,  $R_1, R_2, \dots, R_n$  et aussi la résistance de rétroaction,  $R_f$  ont la même valeur, alors le gain de tension pour chaque canal d'entrée devient égal à l'unité et la formule devient :

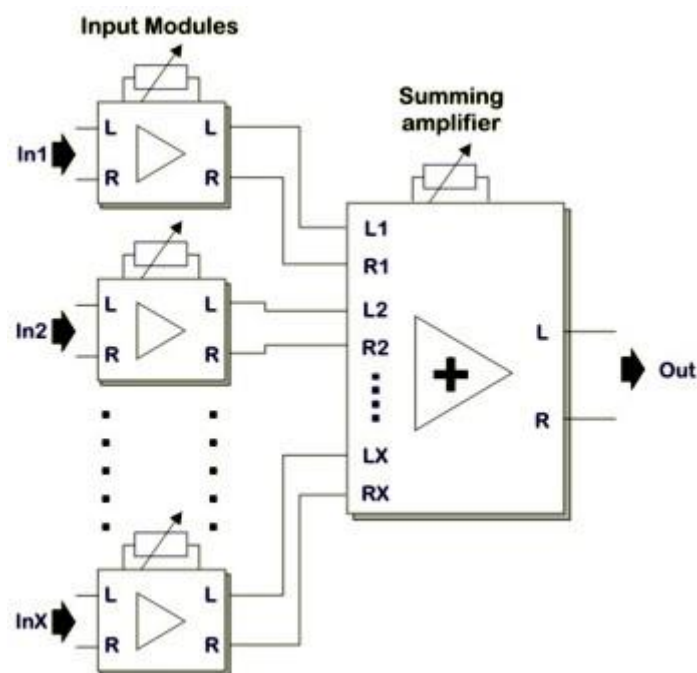
$$V_o = -(V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n).$$

Dans ce cas, le circuit ne devient rien de plus qu'un additionneur. Le signe moins indique que la sortie de sommation est inversée (ou autrement déphasée de 180 degrés). Si la valeur de la résistance de rétroaction,  $R_f$ , est supérieure à la valeur de n'importe quelle résistance d'entrée,  $R_x$ , alors le gain pour le canal  $x$  s'élève au-dessus de l'unité.

À ce stade, nous devons remarquer que le circuit de sommation est en fait un additionneur, et un mélangeur audio n'est vraiment rien de plus qu'un additionneur aussi, donc le circuit de sommation est lui-même un mélangeur. Cela est vrai mais nous devons également noter que le circuit de sommation n'a pas d'éléments de réglage pour ajuster les niveaux de volume (tension). Un mélangeur audio a généralement. Ok, cela devrait être le prochain défi.

## CONSTRUCTION D'UNE TABLE DE MIXAGE STEREO

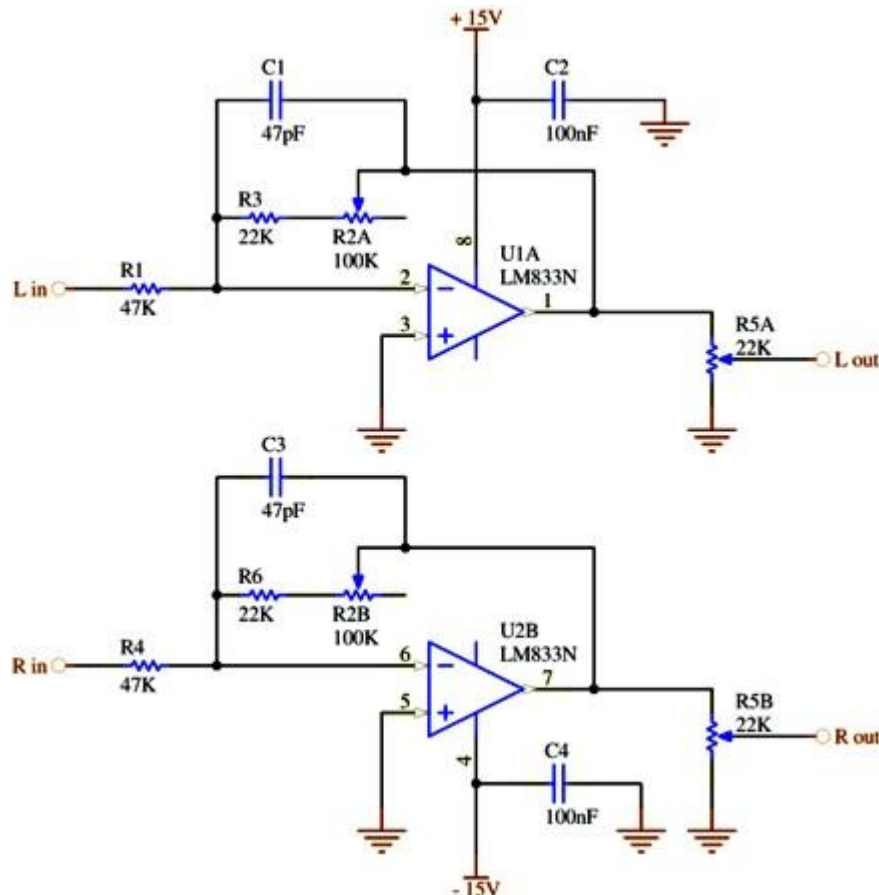
Rendons notre mélangeur un peu plus sophistiqué qu'un simple additionneur. Ajoutons quelques circuits supplémentaires selon le schéma fonctionnel de la figure 2. Ajoutons un circuit correspondant à chaque entrée pour nous assurer que toute source de signal n'est pas indûment surchargée. Chaque circuit correspondant sert de préamplificateur et de réglage de niveau de volume pour un canal d'entrée, et à partir de maintenant, nous l'appellerons le « module d'entrée ». Les sorties de tous les modules d'entrée sont toutes combinées dans un amplificateur de sommation. Il y a aussi un potentiomètre dans notre amplificateur de sommation qui est le réglage de niveau « maître ».



**Graphique 2.** Schéma fonctionnel d'une table de mixage stéréo simple

## LES MODULES D'ENTREE

Un seul module d'entrée est un préamplificateur et un circuit correspondant en même temps. En tant que préamplificateur, il doit être capable de fournir une certaine amplification. En tant que circuit correspondant, il doit avoir une impédance d'entrée suffisamment élevée pour garantir que toute source de signal n'est pas surchargée. Une impédance d'entrée d'environ 47K est considérée comme suffisamment élevée pour les applications audios. Un circuit qui satisfait aux critères ci-dessus est indiqué dans figure 3



**Graphique 3.** Schéma de circuit d'un module d'entrée

Le circuit de la figure 3 est en fait un amplificateur inverseur. Un amplificateur inverseur est une topologie de circuit d'amplificateur opérationnel de base. Sa fonction de base est de mettre à l'échelle (ou d'amplifier) et d'inverser le signal d'entrée. L'inversion équivaut à un déphasage et n'a pas d'effet audible.

En se référant au canal gauche (le canal droit est, bien sûr, identique) et tant que le gain de l'amplificateur opérationnel est très important, le gain de l'amplificateur est déterminé par les résistances externes (les résistances de rétroaction R2A et R3 et la résistance d'entrée R1). Le gain de tension est égal au rapport  $(R2A + R3) / R1$ . De plus, l'impédance d'entrée du circuit est approximativement égale à R1 car l'entrée inverseuse (c'est-à-dire -) de l'amplificateur opérationnel est une masse virtuelle.

Nous avons choisi R1 pour être exactement égal à 47K afin de nous assurer que l'impédance d'entrée est d'environ 47K. Nous avons également choisi R3 pour être égal à 22K, et R2A peut être varié de 0 à 100K, de sorte que l'amplification de tension  $(R2A + R3) / R1$  peut varier d'environ 1/2 à 2,6 (de -6 à +8db). Il est évident que R2 agit comme un ajusteur de gain. C1 est utilisé pour empêcher les signaux

d'interférence à haute fréquence d'apparaître à la sortie. Avec R2 et R3, il forme un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure varie d'environ 130 KHz à 20 KHz et il est inversement proportionnel au changement de valeur de R2. Le potentiomètre R5 fonctionne comme un diviseur de tension réglable et agit comme un régulateur de niveau de volume.

Le circuit de la figure 3 est un bon exemple de module d'entrée d'un mélangeur. Bien sûr, il existe de nombreux autres circuits dans le même but. Tout préamplificateur de tension doté d'une impédance d'entrée adéquate et d'un réglage de niveau de volume peut être utilisé aux étages d'entrée d'un mélangeur. En fait, il existe des critères supplémentaires pour le bon candidat. Les étages d'entrée ne doivent produire aucun bruit ou distorsion, ils doivent avoir une réponse en fréquence plate et doivent également être stables (ne produisent pas d'oscillations) sur toute la plage audio (20Hz à 20KHz). Presque tout dépend du bon choix de l'amplificateur opérationnel, de l'utilisation d'un filtrage approprié et de l'utilisation de valeurs de résistance aussi petites que possible.

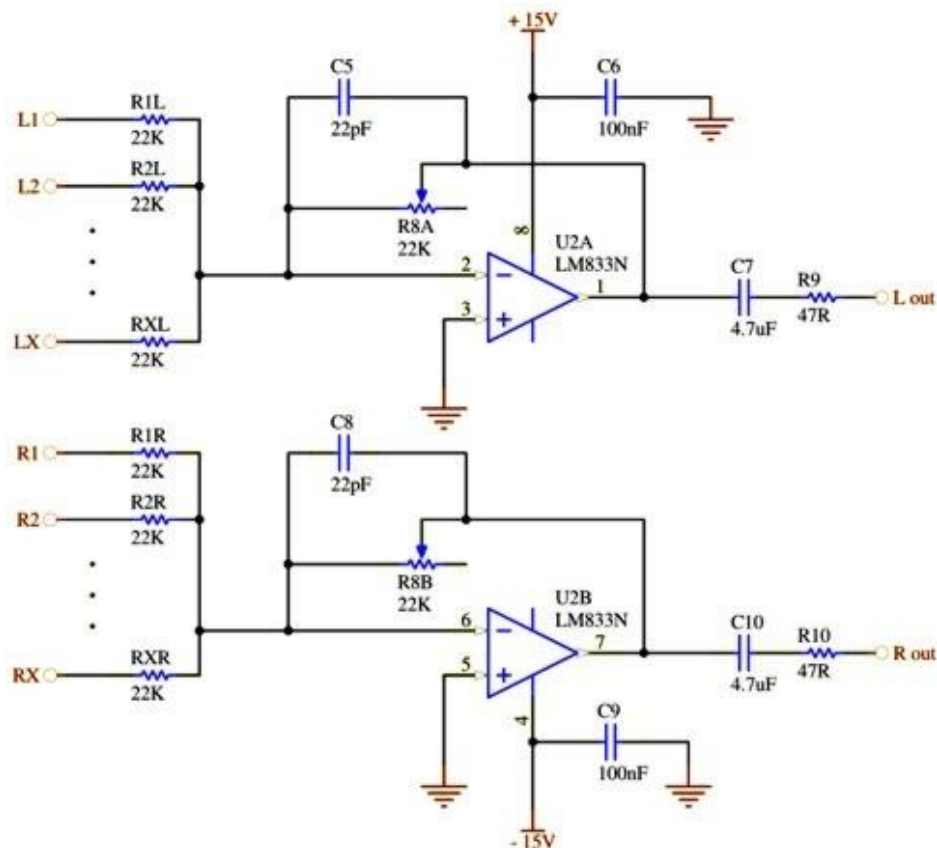
Dans le prototype, nous utilisons le double amplificateur opérationnel classique LM833 qui a été conçu avec un accent particulier sur les performances dans les systèmes audio. Nous utilisons également des valeurs de résistance aussi petites que possible afin d'éviter le bruit thermique (il est bien connu que toute résistance produit une certaine puissance de bruit thermique qui est proportionnelle à la valeur de la résistance). Malheureusement, pour un circuit à un seul étage comme celui-ci, choisir l'impédance d'entrée pour être suffisamment élevée, limite en quelque sorte nos choix. La puissance du bruit thermique est également proportionnelle à la bande passante totale. Maintenir la bande passante totale aussi petite que possible en utilisant un filtrage approprié est essentiel pour réduire le niveau de bruit. Notre circuit utilise un filtrage assez simple. Nous pourrions faire un meilleur filtrage dans un circuit plus complexe.

Il y a aussi un autre avis important concernant le circuit de la figure 3. Nous utilisons le couplage CC afin d'obtenir une réponse plate même à très basses fréquences. C'est un avantage dans la mesure où la source d'entrée n'a pas de fuite DC (offset). S'il y a un décalage dc-d'entrée, il sera amplifié et passera à la sortie. Dans ce cas, l'ajout d'un condensateur de couplage à courant alternatif à l'entrée (en série avec R1) résoudra le problème. Le condensateur doit être suffisamment grand (la valeur recommandée est d'environ 100uF), sinon certaines basses fréquences seront atténuées.



## L'AMPLIFICATEUR DE SOMMATION

L'amplificateur de sommation de notre console de mixage, est illustré à la figure 4. En ce qui concerne le canal gauche (le canal droit est, bien sûr, identique), R8A est la résistance de rétroaction et R1L, R2L,..., RXL, sont les résistances d'entrée. La résistance de rétroaction est un potentiomètre stéréo 22K (R8) qui permet d'adapter le niveau de sortie à la sensibilité de l'unité à laquelle le mélangeur est connecté. En d'autres termes, R8 agit en tant qu'expert en sinistres de niveau maître.

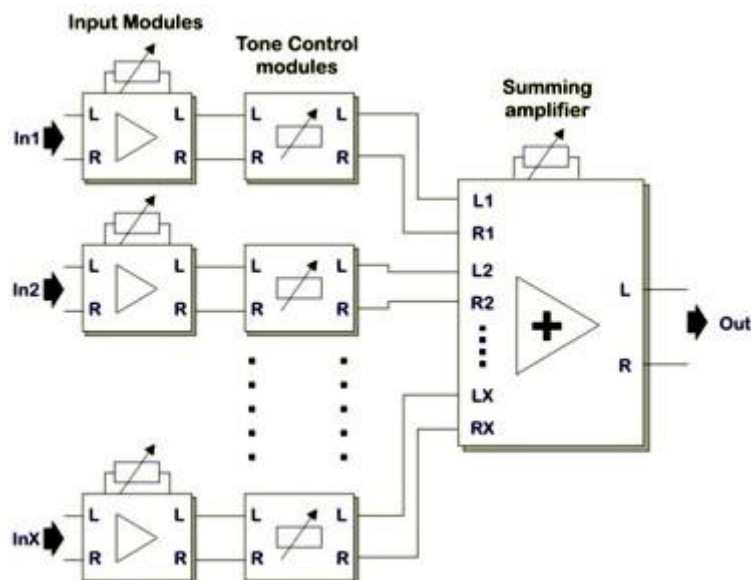


**Graphique 4.** Schéma du circuit de l'amplificateur de sommation

Les résistances d'entrée (R1L-RXL ou R1R-RXR) ont la même valeur et elles sont toutes égales à 22K, de sorte que l'amplification R8/R1 peut varier entre 0 et 1 (infini négatif à 0db). C8, est utilisé pour atténuer les signaux haute fréquence afin de réduire le niveau de bruit. Il y a aussi un réseau RC série à la sortie. Le but de ce réseau est d'éviter l'apparition de tout décalage CC à la sortie du mélangeur et d'éviter toute tendance à l'oscillation causée par une charge capacitive (comme les longs câbles blindés).

## AJOUT DU CONTROLE DE TONALITE

Notre mélangeur est de conception modulaire. Nous pouvons construire autant de canaux d'entrée que nous le souhaitons et nous pouvons également améliorer la conception en utilisant des modules supplémentaires pour l'égalisation (contrôle de tonalité). Une telle conception améliorée qui utilise un module supplémentaire pour le contrôle de la tonalité à chaque canal d'entrée est présentée à la figure



**Graphique 5.** Ajout de modules de contrôle de tonalité

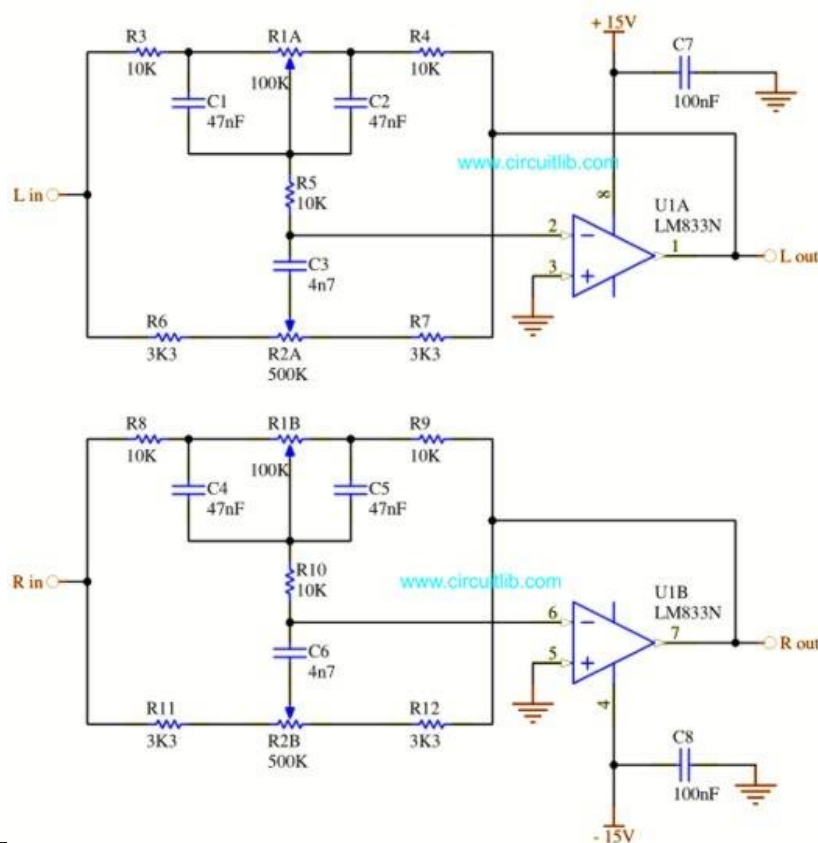
Évidemment, nous pouvons choisir d'utiliser des modules de contrôle de tonalité uniquement sur certains canaux au lieu de tous, et le schéma fonctionnel peut être réarrangé comme nous le souhaitons. Habituellement, le module supplémentaire requis pour le contrôle de la tonalité est un circuit de contrôle de tonalité [à 2 voies](#) ou [à 3 voies](#). Cliquez sur les liens fournis et trouvez plus de détails sur ces circuits et leurs schémas électroniques.

---

## CONTROLE SIMPLE DE LA TONALITE

Le contrôle de la tonalité permet aux auditeurs d'ajuster le son à leur goût. Il leur permet également de compenser les déficiences d'enregistrement, les déficiences auditives, l'acoustique de la pièce ou les défauts de l'équipement de lecture.

Ci-dessous, nous présentons le schéma électronique d'un circuit de contrôle de tonalité stéréo simple. Le schéma électronique est basé sur une conception trouvée sur la fiche technique du LM833N (amplificateur opérationnel).

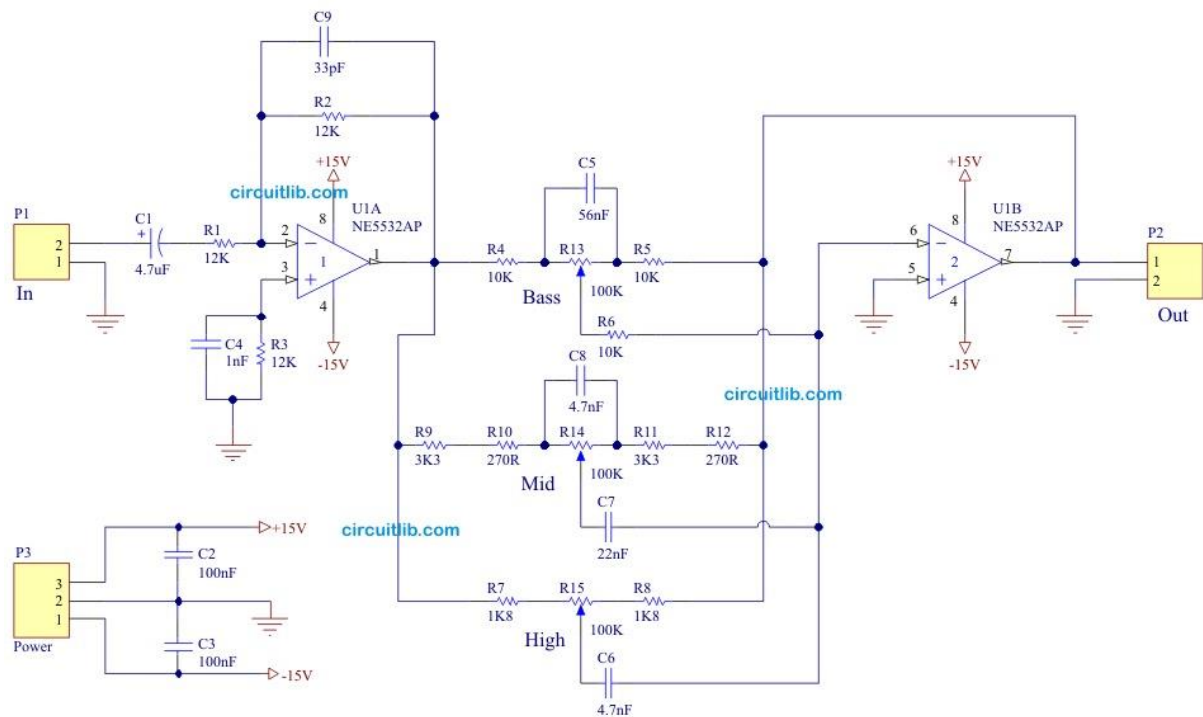


Ce circuit est un contrôle de tonalité à 2 voies. En d'autres termes, il est capable d'atténuer ou d'amplifier les graves et les aigus (bandes de fréquences 2). Les éléments de réglage pour les basses et les aigus sont les potentiomètres stéréo R1 et R2, respectivement.

Le circuit dispose d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut à chaque canal audio. Les deux filtres sont presque plats à leur bande passante. Le gain à plat de n'importe quel filtre peut varier entre -20 et +20db, indépendamment de l'autre. Les fréquences de coupure (points -3db) pour le filtre passe-bas et le filtre passe-haut sont pré-réglées à 340 Hz et à 10 KHz.

### CONTROLE DE TONALITE 3 VOIES

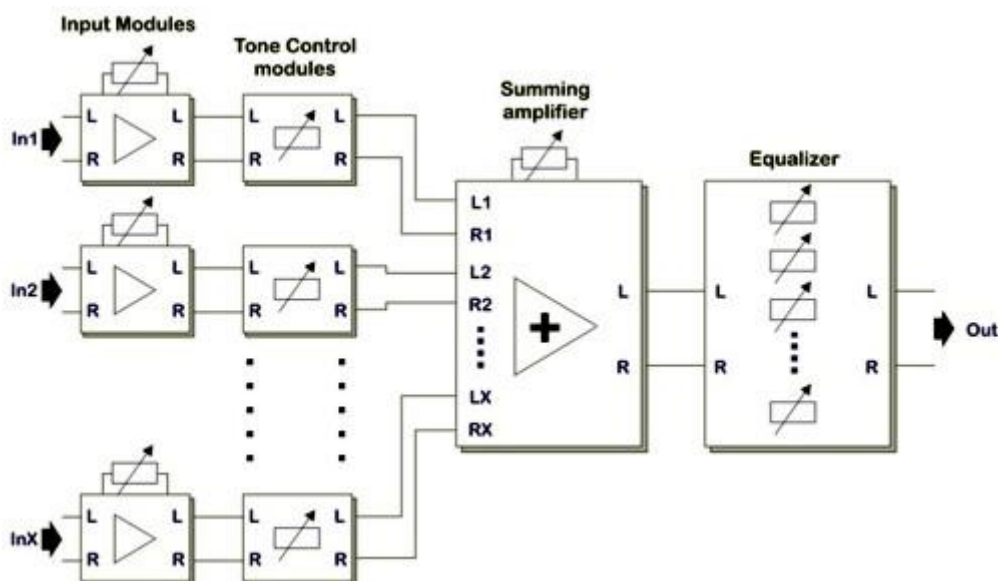
Il s'agit d'un circuit de contrôle de tonalité à 3 voies. Il peut être utilisé dans n'importe quel système audio et il est capable d'augmenter ou d'atténuer le contenu spectral audio à basse, moyenne et haute fréquences dans la plage de -16 à +16db. Il est basé sur le populaire amplificateur opérationnel à faible bruit NE5532. Le circuit électronique dispose de trois filtres réglables séparés. Le premier est un filtre passe-bas à gain réglable ; Le deuxième est un filtre passe-bande réglable et le troisième est un filtre passe-haut réglable pour les basses, les moyennes et les hautes fréquences, respectivement. Les fréquences de coupure pour les filtres graves et haute fréquence sont d'environ 200 Hz et 2 KHz, respectivement. La fréquence centrale du filtre passe-bande est d'environ 1 KHz.



Le gain normal (lorsque les pots sont à mi-distance) est fixé à 0db mais il peut être facilement modifié en ajustant R2. Le gain normal (G) est donné par  $G=20 \cdot \text{LOG} (R2/R1)$ . Les fréquences de coupure et centrales des filtres peuvent également être facilement modifiées en remplaçant C5, C6, C7 et C8 par des valeurs appropriées. Si vous choisissez de construire ce circuit deux fois pour un système stéréo, veuillez à utiliser des composants à faible tolérance pour assurer la même réponse pour les deux canaux (R et L). Nous devons également dire qu'il y a un décalage DC variable à la sortie. Ce n'est pas un problème s'il y a un condensateur de couplage alternatif dans l'étape audio suivante (en suivant le circuit de contrôle de tonalité), mais si vous rencontrez des problèmes dus à ce décalage, vous devez ajouter un condensateur de couplage secteur par vous-même.

## AJOUT D'UN EGALISEUR AUDIO

À ce stade, notre mélangeur utilise des filtres relativement simples pour des réglages limités. Les égaliseurs graphiques et paramétriques ont beaucoup plus de flexibilité pour adapter le contenu en fréquence d'un signal audio qu'un simple module de contrôle de tonalité. Un égaliseur audio est en fait une banque de nombreux filtres réglables. En utilisant le concept modulaire, nous pourrions utiliser un égaliseur graphique ou paramétrique à chaque canal audio de notre table de mixage. Cependant, comme un égaliseur est un circuit assez complexe et coûteux, il est plus pratique de ne l'utiliser qu'une seule fois à la sortie de notre mélangeur comme le montre la figure 6.

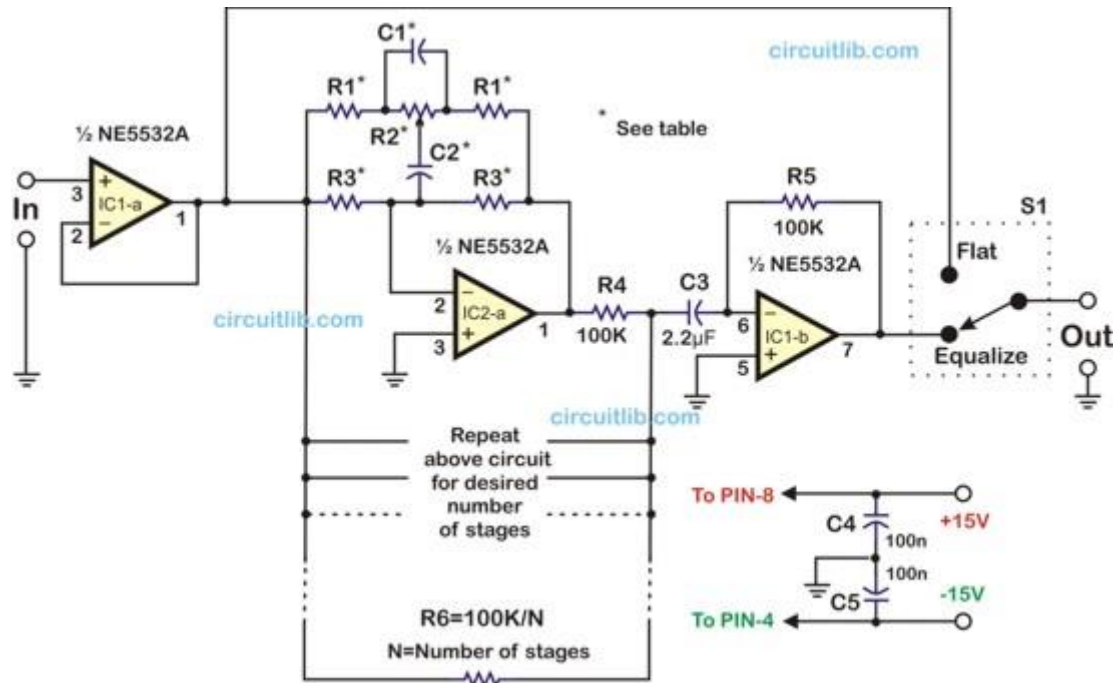


**Graphique 6.** Ajout d'un égaliseur audio

## ÉGALISEUR GRAPHIQUE AUDIO

Ci-dessous, nous présentons un circuit d'égaliseur graphique audio, basé sur la note d'application 142 de Philips Semi-conducteurs (publiée en octobre 1984). Le circuit lui-même a de grandes performances et utilise un amplificateur opérationnel de haute performance ; le NE5532.

L'égaliseur graphique se compose d'un tampon d'entrée (IC1 -a), d'un filtre actif à amplification variable / coupe (IC2-a) et d'un amplificateur de sommation de sortie (IC1-b). Le circuit IC1-a est conçu pour le gain unitaire et est principalement utilisé pour l'adaptation d'impédance entre la source d'entrée et les filtres d'égaliseur. Le filtre est un dispositif passe-bande variable ou à encoche, selon le réglage du potentiomètre de contrôle R2.



N'importe quel nombre d'étages de filtre égaliseur peut être utilisé dans la plage d'environ 20 Hz à 20 kHz. Cependant, plus vous avez d'étapes, plus il est facile d'augmenter ou de couper une fréquence particulière sans affecter la réponse aux fréquences adjacentes. Tous les étages de filtre utilisent la même configuration de réseau de rétroaction R-C, pour fournir un maximum d'environ 15 dB de boost ou de coupe à  $F_o$ , la fréquence centrale. Les seules différences dans chaque étape sont dans les valeurs de  $C_1$  et  $C_2$ , qui définissent les valeurs de  $F_o$ . Le tableau 1 répertorie les valeurs pour  $R_1$ ,  $R_3$ ,  $C_1$  et  $C_2$  pour de nombreuses fréquences centrales dans le spectre audio. Notez que  $C_1$  est dix fois plus grand que  $C_2$  et que les valeurs de  $R_1$  et  $R_3$  sont toutes deux liées à la valeur de  $R_2$  d'environ un facteur 10. Les fréquences centrales ont été ajustées de sorte que  $C_1$  et  $C_2$  soient des valeurs standard, prêtes à l'emploi. Nous recommandons d'utiliser des potentiomètres à glissière linéaire pour  $R_2$ .

La valeur de  $R_6$  dépend du nombre d'étages de filtre utilisés. Il assure que le gain à travers l'égaliseur est l'unité lorsque toutes les commandes ( $R_2$ ) sont en position FLAT ou 0 dB.

La valeur de  $R_6$  est 100K divisée par  $N$ , où  $N$  est le nombre d'étapes utilisées. Notez qu'un seul canal audio est affiché dans le schéma du circuit. Afin de construire une version stéréo de l'égaliseur graphique audio ci-dessus, vous aurez besoin de deux de ces circuits.

R2=25k R1=2.4k R3=240k			R2=50k R1=5.1k R3=510k			R2=100k R1=10k R3=1meg		
f <sub>0</sub>	C1	C2	f <sub>0</sub>	C1	C2	f <sub>0</sub>	C1	C2
23Hz	1μF	0.1μF	25Hz	0.47μF	0.047μF	12Hz	0.47μF	0.047μF
50Hz	0.47μF	0.047μF	36Hz	0.33μF	0.033μF	18Hz	0.33μF	0.033μF
72Hz	0.33μF	0.033μF	54Hz	0.22μF	0.022μF	27Hz	0.22μF	0.022μF
108Hz	0.22μF	0.022μF	79Hz	0.15μF	0.015μF	39Hz	0.15μF	0.015μF
158Hz	0.15μF	0.015μF	119Hz	0.1μF	0.01μF	59Hz	0.1μF	0.01μF
238Hz	0.1μF	0.01μF	145Hz	0.082μF	0.0082μF	72Hz	0.082μF	0.0082μF
290Hz	0.082μF	0.0082μF	175Hz	0.068μF	0.0068μF	87Hz	0.068μF	0.0068μF
350Hz	0.068μF	0.0068μF	212Hz	0.056μF	0.0056 μF	106Hz	0.056μF	0.0056μF
425Hz	0.056μF	0.0056μF	253Hz	0.047μF	0.0047μF	126Hz	0.047μF	0.0047μF
506Hz	0.047μF	0.0047μF	360Hz	0.033μF	0.0033μF	180Hz	0.033μF	0.0033μF
721Hz	0.033μF	0.0033μF	541Hz	0.022μF	0.0022μF	270Hz	0.022μF	0.0022μF
1082Hz	0.022μF	0.0022μF	794Hz	0.015μF	0.0015μF	397Hz	0.015μF	0.0015μF
1588Hz	0.015μF	0.0015μF	1191Hz	0.01μF	0.001μF	595Hz	0.01μF	0.001μF
2382Hz	0.01μF	0.001μF	1452Hz	0.0082μF	820pF	726Hz	0.0082μF	820pF
2904Hz	0.0082μF	820pF	1751Hz	0.0068μF	680pF	875Hz	0.0068μF	680pF
3502Hz	0.0068μF	680pF	2126Hz	0.0056μF	560pF	1063Hz	0.0056μF	560pF
4253Hz	0.0056μF	560pF	2534Hz	0.0047μF	470pF	1267Hz	0.0047μF	470pF
5068Hz	0.0047μF	470pF	3609Hz	0.0033μF	330pF	1804Hz	0.0033μF	330pF
7218Hz	0.0033μF	330pF	5413Hz	0.0022μF	220pF	2706Hz	0.0022μF	220pF
10827Hz	0.0022μF	220pF	7940Hz	0.0015μF	150pF	3970Hz	0.0015μF	150pF
15880Hz	0.0015μF	150pF	11910Hz	0.001μF	100pF	5955Hz	0.001μF	100pF
23820Hz	0.001μF	100pF	14524Hz	820pF	82pF	7262Hz	820pF	82pF
			17514Hz	680pF	68pF	8757Hz	680pF	68pF
			21267Hz	560pF	56pF	10633Hz	560pF	56pF
						12670Hz	470pF	47pF
						18045Hz	330pF	33pF

**Tableau 1.** Valeurs des composants

## AJOUT D'UN VUMETRE

Un vumètre est un appareil utilisé pour afficher une représentation du niveau du signal. Pensez au vumètre comme un type spécial de voltmètre que nous pouvons connecter directement à n'importe quelle ligne de signal audio d'intérêt.

La plupart des mélangeurs n'ont qu'un seul vumètre sur leurs lignes de sortie, mais certaines consoles de mixage assez coûteuses offrent une indication indépendante du niveau du signal pour chaque canal d'entrée.

Comme nous avons une conception modulaire, nous pouvons utiliser autant de vumètres que nous le souhaitons en les connectant simplement directement aux lignes de signal d'intérêt. Il n'y a qu'une seule restriction ; Nous devons utiliser des vumètres ayant une impédance d'entrée suffisante sinon nous pourrions surcharger les circuits de mélange.

---

### VU LED 60DB



Les vumètres moyens fonctionnent dans des limites de plage dynamique limitée et ne conviennent pas à l'audio professionnel ou à la radiodiffusion. Voici le vumètre LED 60db qui peut être utilisé pour couvrir les besoins de large plage dynamique de tout projet exigeant.

Le vumètre LED 60db a été inspiré de [la fiche technique du LM3915](#). LM3915 est un circuit intégré populaire capable de détecter les niveaux de tension analogiques et capable de piloter 10 LED, fournissant un affichage analogique logarithmique de 3 dB / pas - plage de 30 dB. 30db ? Ce n'est pas trop pour un vumètre de 60db ! En effet, cependant, plusieurs appareils LM3915 peuvent être montés en cascade pour fournir un affichage avec une portée de 60 ou 90 dB. Le circuit LM3915 est remplacé par le CI LM2756)





Un commutateur bipolaire, S1, permet de passer la lecture en mode « point » au lieu de « graphique à barres ». IC3 est utilisé pour réduire la tension appliquée sur les LED afin de maintenir la dissipation de puissance de IC1 et IC2 dans des limites sûres.

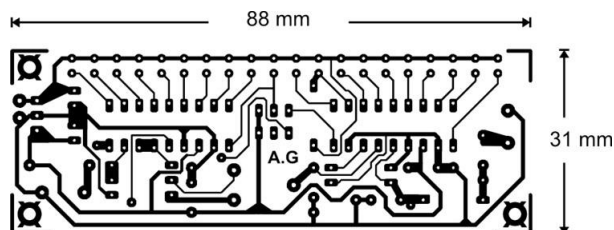


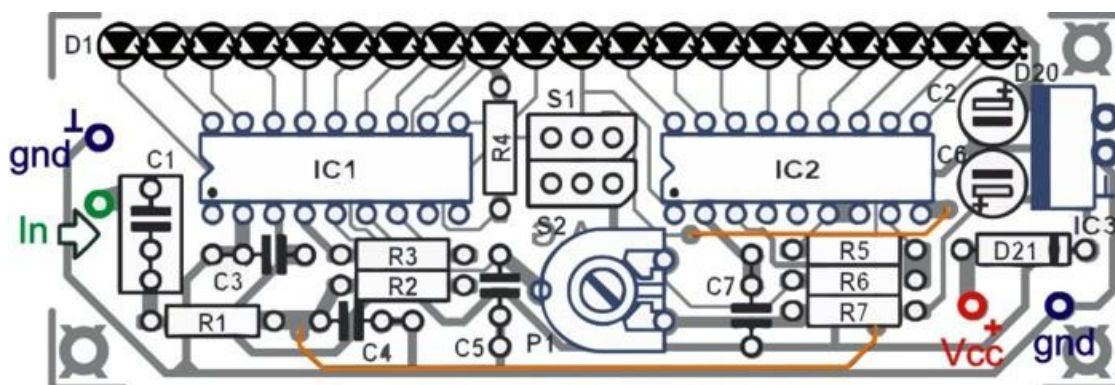
Illustration de carte de circuit imprimé pour le compteur LED VU de 60 db

Les broches 5 d'IC1 et IC2 sont connectées ensemble, et les deux acceptent simultanément le signal audio de l'entrée. En fait, le signal d'entrée n'est pas appliqué directement sur ces broches, mais est d'abord filtré et atténué à partir de C1-R1-R2-C4. C1 est utilisé pour bloquer tout composant DC à l'entrée. R1 et R2 forment un diviseur de tension et C4 est ajouté pour fournir un petit délai afin de supprimer la réponse haute fréquence de l'affichage. Avec R1 à 18 K comme indiqué dans le schéma, l'indication pleine échelle est atteinte à environ 14V, ce qui équivaut à 50W sur une charge 4Ω. En fonction de la puissance de sortie de votre amplificateur, les valeurs appropriées pour R1 peuvent être sélectionnées dans le tableau ci-dessous :

<b>Loudspeaker</b>	<b>4 Ω</b>	<b>4 Ω</b>	<b>4 Ω</b>	<b>8 Ω</b>	<b>8 Ω</b>	<b>8 Ω</b>
<b>Power</b>	<b>10 W</b>	<b>50 W</b>	<b>100 W</b>	<b>10 W</b>	<b>50 W</b>	<b>100 W</b>
<b>R1</b>	<b>2.7 kΩ</b>	<b>18 kΩ</b>	<b>30 kΩ</b>	<b>8 kΩ</b>	<b>30 kΩ</b>	<b>47 kΩ</b>

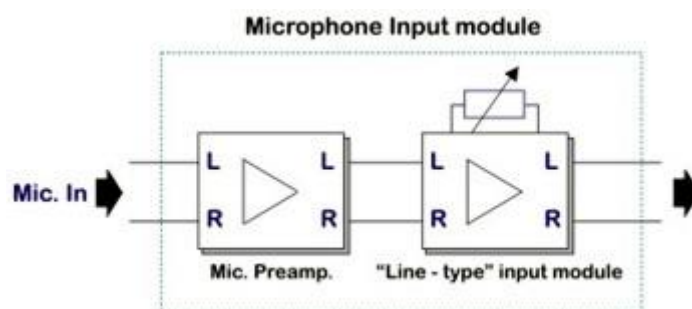
Tableau de sélection pour R1

C4 est en fait utilisé pour ajuster le temps de montée et de descente de l'écran en agissant en tant qu'intégrateur – en conjonction avec R2. Le VU-mètre « ralentit » intentionnellement la mesure, en faisant la moyenne des pics et des creux de courte durée. La « vitesse » de mesure est prédéfinie en fonction des préférences de l'auteur, mais peut être facilement réglée sur une autre valeur. En remplaçant C4, ou même R2 et R1, et après quelques essais et erreurs, vous pourrez trouver les valeurs idéales en fonction de vos préférences.



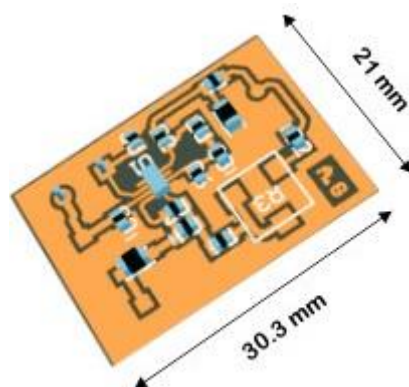
## AJOUT D'ENTREES MICROPHONE

Depuis lors, les étages d'entrée ne sont pas en mesure de fournir un gain significatif pour une source de microphone. On pourrait dire que notre table de mixage n'a que des entrées audios de type « ligne ». Nous pouvons surmonter cette limitation en ajoutant un préamplificateur de microphone sur n'importe quel canal que nous souhaitons. Ainsi, nous pouvons convertir n'importe quelle entrée audio de type « ligne » en entrée de type « microphone » en ajoutant simplement un préamplificateur de microphone comme illustré à la figure 7. Cliquez sur les liens fournis ci-dessous et trouvez plus de détails sur certains circuits de préamplificateurs de microphone et leurs schémas électroniques.



Graphique 7. Ajout d'entrées microphone

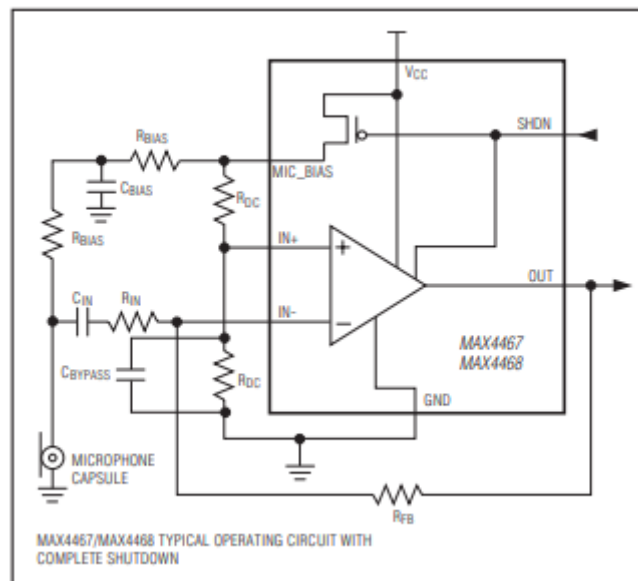
## PREAMPLIFICATEUR DE MICROPHONE



Ce préamplificateur de microphone minuscule est un excellent choix pour les environnements bruyants en raison de son rejet élevé du mode commun et de son excellent rejet de l'alimentation. Il fonctionne à partir d'une seule alimentation +2.4V à +5.5V. Il est basé sur le [circuit intégré MAX4468](#) de [Maxim Integrated](#) qui est un préamplificateur de microphone micro-puissance à faible coût.

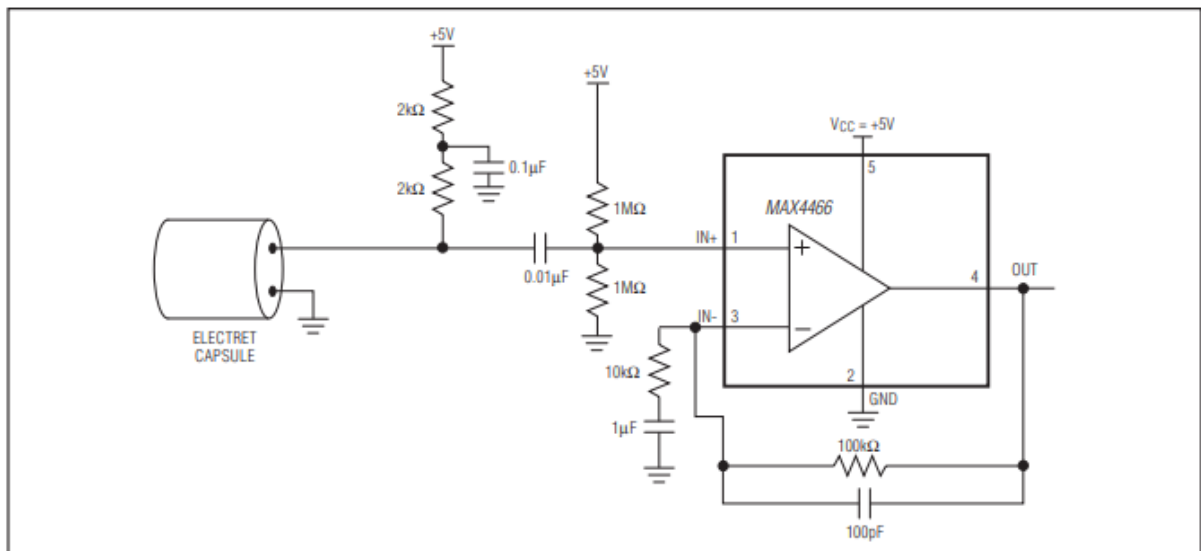
La plupart des préamplificateurs de microphone sont destinés uniquement aux signaux vocaux, mais celui-ci peut être utilisé pour l'audio complet en raison de son excellent produit de bande passante de gain. Le circuit est optimisé pour être utilisé avec une capsule-microphone électret, mais vous pouvez facilement le convertir pour être utilisé avec n'importe quel autre type de microphone. Pour des résultats professionnels, construisez ce circuit et utilisez une capsule électret de haute qualité.

## Typical Operating Circuit



Le circuit fournit une polarisation du microphone et le MAX4468 a la capacité de désactiver le biais du microphone lorsque l'appareil est à l'arrêt. Lors de l'arrêt, le courant d'alimentation des amplificateurs est réduit à 5 nA et le courant de polarisation du microphone externe est coupé pour des économies d'énergie ultimes.

Le circuit est basé sur la fiche technique de Maxim. Nous venons d'ajouter un potentiomètre de tondeuse pour le réglage du gain et un simple interrupteur pour éteindre ou allumer le préamplificateur. Nous avons connecté une résistance déroulante externe à la broche  $SHDN$  et vous remarquerez que lorsque l'appareil est en mode arrêt, cette résistance consomme beaucoup plus de courant que le circuit intégré lui-même.



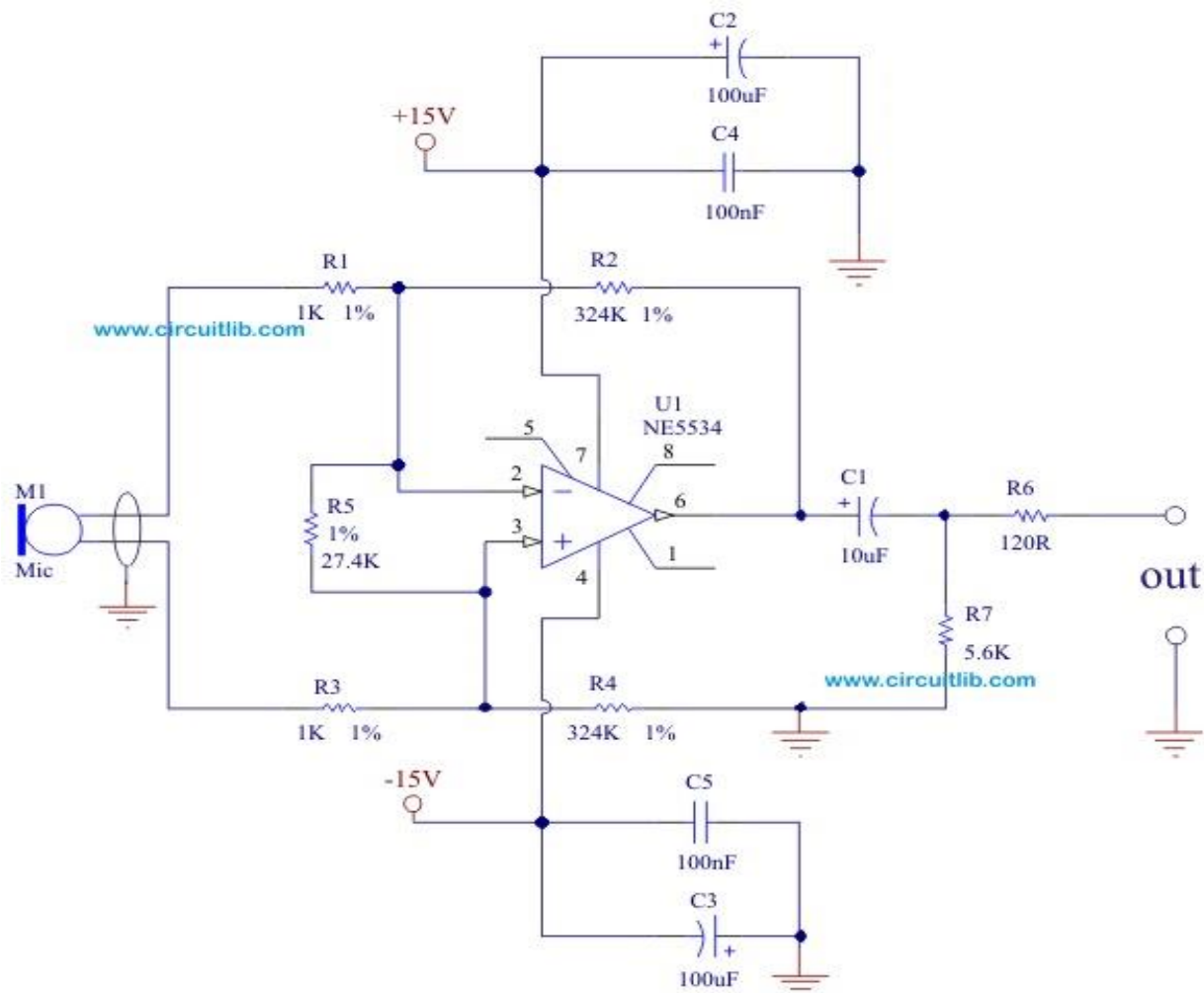
## PREAMPLIFICATEUR MICROPHONE SYMETRIQUE



Ce circuit électronique simple est un excellent préamplificateur pour les microphones dynamiques à faible impédance.

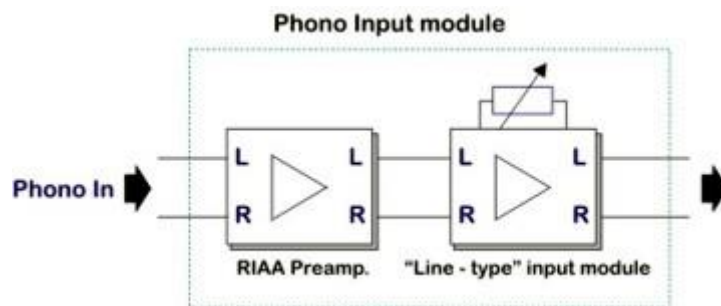
Le circuit est basé sur l'amplificateur opérationnel NE5534 à faible bruit. Cela fonctionne mieux si l'impédance du microphone est inférieure à 200 ohms. Le gain est d'environ 50 dB et le taux de rejet en mode commun (CMRR) est meilleur que 70 dB. Cette valeur pour le CMRR n'est atteinte que si vous utilisez des résistances à faible tolérance (égale ou inférieure à 1 %).

En utilisant une alimentation symétrique d'environ  $\pm 15V$ , le courant d'alimentation est d'environ 8mA.



## AJOUT D'ENTREES « PHONO »

Une entrée « phono » fait référence à une entrée Phonographe. Il s'agit d'une entrée de type spécial qui peut accepter les signaux d'une platine vinyle analogique ou d'un micro de guitare magnétique (ou d'autres types d'équipements spécifiques). Une entrée phono utilise toujours un circuit spécial pour amplifier le signal entrant et fournit également l'égalisation RIAA nécessaire pour restaurer le son d'origine. Si vous appréciez toujours le son vinyle ou si vous avez une guitare qui utilise un micro magnétique RIAA, vous avez certainement besoin d'une entrée phono pour pouvoir connecter votre platine vinyle classique ou votre instrument de musique bien-aimé à la table de mixage. Encore une fois, tout ce dont vous avez besoin est de convertir une entrée audio de type « ligne » en une entrée de « type phono » en ajoutant simplement un [préamplificateur phono](#) comme illustré à la figure 8.



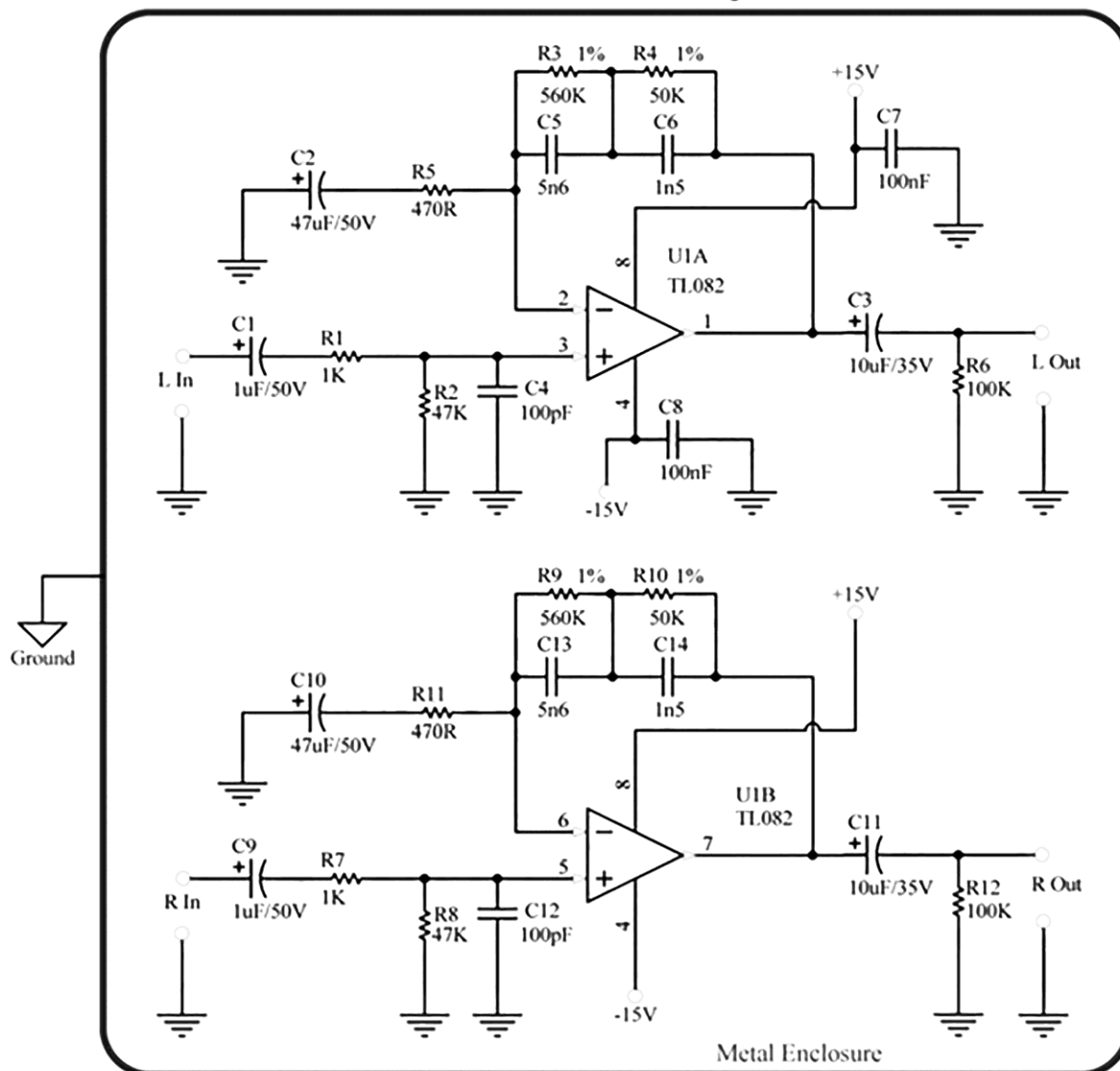
**Graphique 8.** Ajout d'entrées phonographiques

## CIRCUITS DE PREAMPLIFICATEUR PHONO

Depuis que le disque vinyle est passé, les amplificateurs audios et les tables de mixage modernes n'ont pas d'entrées phono. Cependant, les platines ont toujours été populaires parmi les audiophiles et les mélomanes. Il y a beaucoup de gens qui apprécient encore le temps passé à jouer un disque vinyle et l'interaction avec la musique et la pochette de l'album. Si vous regardez en arrière pour profiter du son de votre collection de disques vinyles bien-aimée, tout ce dont vous avez besoin est une platine vinyle classique avec un aimant mobile ou une cartouche de bobine mobile et un préamplificateur phono (également connu sous le nom de préamplificateur RIAA). Il y a toujours la possibilité d'acheter un préampli phono pour environ 30 à 100 \$, mais beaucoup conviendront que construire à partir de zéro a plus de plaisir. Ci-dessous, il y a une petite collection d'excellents circuits de préamplificateur phono.

La tâche principale d'un préamplificateur phono est de fournir un gain (généralement de 30 à 40 dB à 1 kHz) et une égalisation précise de l'amplitude et de la phase au signal d'un aimant mobile ou d'une cartouche à bobine mobile. En plus des fonctions d'amplification et d'égalisation, le préampli phono ne doit pas ajouter de bruit ou de distorsion significatif au signal de la cartouche. Les préamplis phono suivent la courbe d'égalisation de la RIAA, établie par la Recording Industry Association of America (RIAA). La courbe d'égalisation de la RIAA était destinée à fonctionner comme une norme mondiale de facto pour les enregistrements depuis 1954.

## Stereo Phono Preamplifier - 1

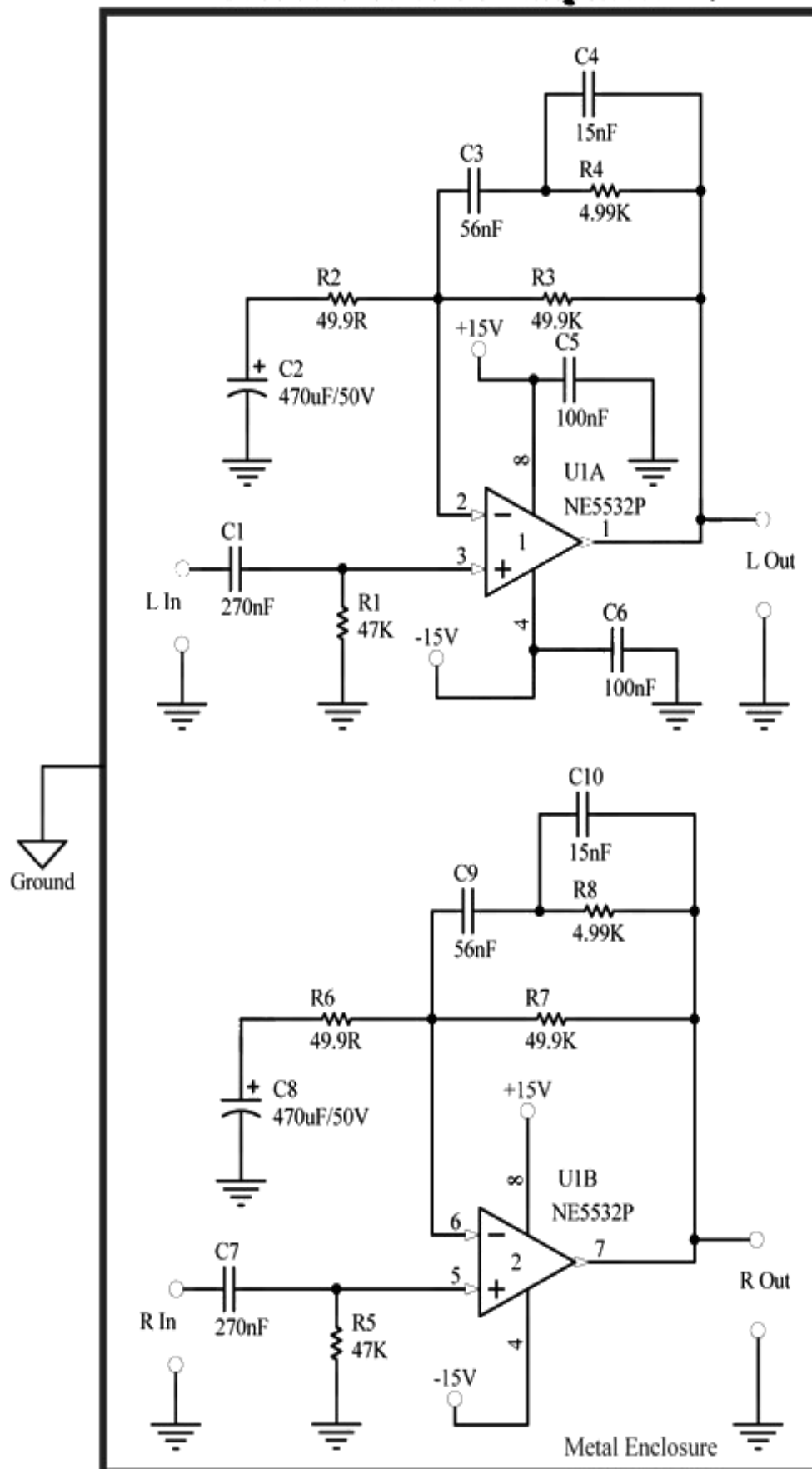


Les circuits électroniques présentés nécessitent une alimentation symétrique de  $\pm 15\text{ V}$  pour fonctionner normalement.

La plupart des circuits de préamplificateur phono dans les produits audio disponibles dans le commerce sont basés sur la topologie du 1er préamplificateur. Il n'existe pas d'ensemble spécifique de valeurs de composant pour cette topologie. Il existe de nombreux ensembles équivalents qui donnent des résultats équivalents. Avec l'ensemble de composants recommandé, le gain de tension du 1er préamplificateur RIAA est d'environ 30db à 1KHz. La sensibilité d'entrée est d'environ 2mV et le rapport signal sur bruit est meilleur que 80db. En utilisant des composants à faible tolérance, l'écart maximal attendu par rapport à la courbe RIAA idéale pourrait être inférieur à 1 db.

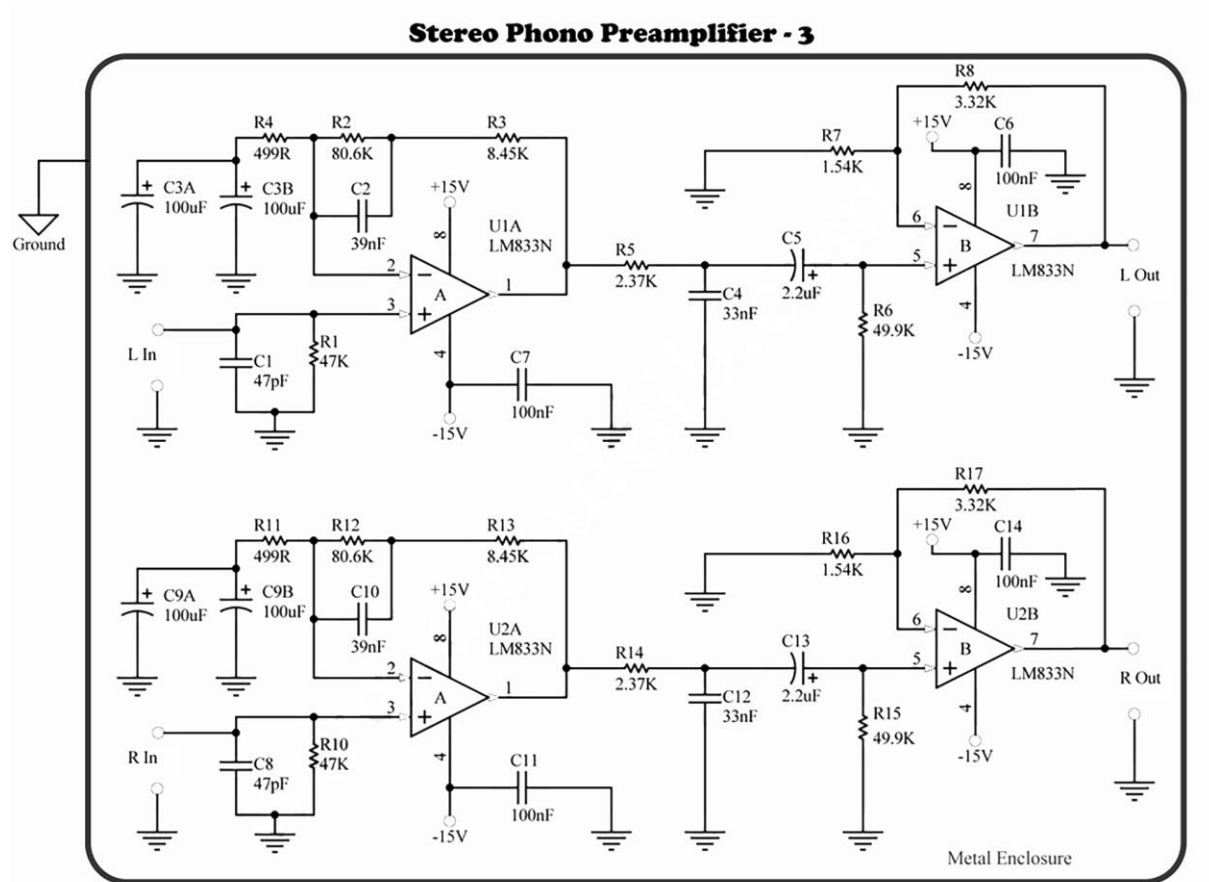


## Stereo Phono Preamplifier - 2





Le gain de tension du deuxième circuit de préamplificateur RIAA est de 40db à 1KHz. La distorsion harmonique est inférieure à 0,01% pour l'ensemble du spectre audio tant que le signal d'entrée est maintenu en dessous de 25mV, 150mV et 500mV à 50Hz, 1KHz et 6KHz respectivement.



## CONSTRUCTION DE L'UNITE D'ALIMENTATION

Le mélangeur peut être alimenté à partir d'une unité d'alimentation régulée  $\pm 15$  V. Un courant inférieur à 1A suffit pour alimenter plus de 50 modules.

## ALIMENTATION SYMETRIQUE DE BASE

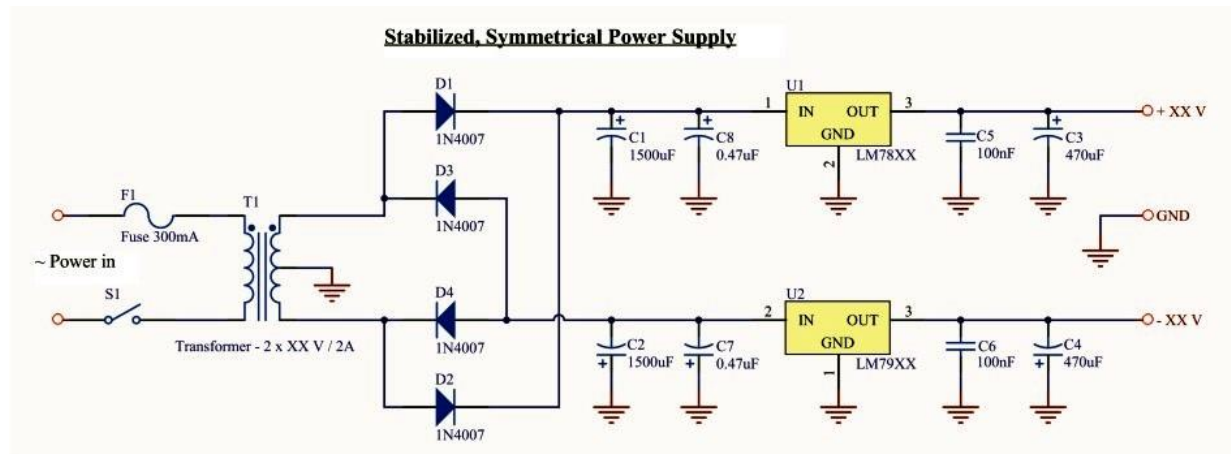
Une unité d'alimentation symétrique stabilisée de base est présentée ici. Une unité d'alimentation symétrique stabilisée est un circuit embarqué, ou unité autonome, dont la fonction est de fournir deux tensions stables complémentaires à un circuit ou à un dispositif qui doit fonctionner dans certaines limites d'alimentation. Une unité d'alimentation « stabilisée » garantit que la sortie reste dans certaines limites dans diverses conditions de charge, ou elle peut également inclure une compensation pour les variations de sa propre source d'alimentation.

Le circuit présenté est assez simple et il est basé sur les régulateurs de tension linéaires bien connus 78xx et 79xx. Ces régulateurs sont faciles à utiliser et ne nécessitent que quelques condensateurs externes. Ils permettent plus de 1,0 A de courant de charge si un dissipateur thermique adéquat est fourni.

Les séries 78xx et 79xx de trois régulateurs de bornes sont disponibles avec plusieurs tensions de sortie fixes, ce qui les rend utiles dans une large gamme d'applications. Le xx est remplacé par deux chiffres, indiquant la tension de sortie (par exemple, le 7805 a une sortie de 5 volts, tandis que le 7812 produit

12 volts). Les lignes 78xx sont des régulateurs de tension positive : ils produisent une tension positive par rapport à une masse commune. Il existe une gamme connexe d'appareils 79xx qui sont des régulateurs de tension négative complémentaires.

L'unité d'alimentation symétrique stabilisée utilise des circuits intégrés 78xx et 79xx en combinaison, pour fournir simultanément des tensions d'alimentation positives et négatives. Ci-dessous, nous présentons le schéma électronique complet de l'unité d'alimentation symétrique.



La principale source d'alimentation est un transformateur à double enroulement. D1, D2, D3 et D4 assurent une rectification complète de la vague. C1 et C2 sont chargés à environ  $1,4 \cdot V_{in}$  (où  $V_{in}$ , est la tension fournie à chaque enroulement). Pour les régulateurs 78xx et 79xx, la tension d'entrée doit toujours être supérieure à la tension de sortie d'une quantité minimale (généralement 2 volts). Cela signifie que la condition  $1,4 \cdot V_{in} > XX + 2$  doit toujours rester vraie pour assurer un fonctionnement normal. En choisissant  $V_{in}$  pour être exactement égal à  $XX$ , nous nous assurons que pour  $XX > 5V$ , la condition ci-dessus est vraie. Nous pourrions choisir  $V_{in}$  pour être beaucoup plus élevé, mais il est préférable de garder  $1,4 \cdot V_{in}$  aussi bas que possible pour minimiser les pertes de chaleur. À ce stade, il est bon de se rappeler que dans tout régulateur linéaire, la perte de puissance due au chauffage est le courant multiplié par la chute de tension à travers le régulateur (perte de chaleur en watts = (entrée V – sortie V) \* courant).

## COMPRESSEUR AUDIO – LIMITEUR V.2



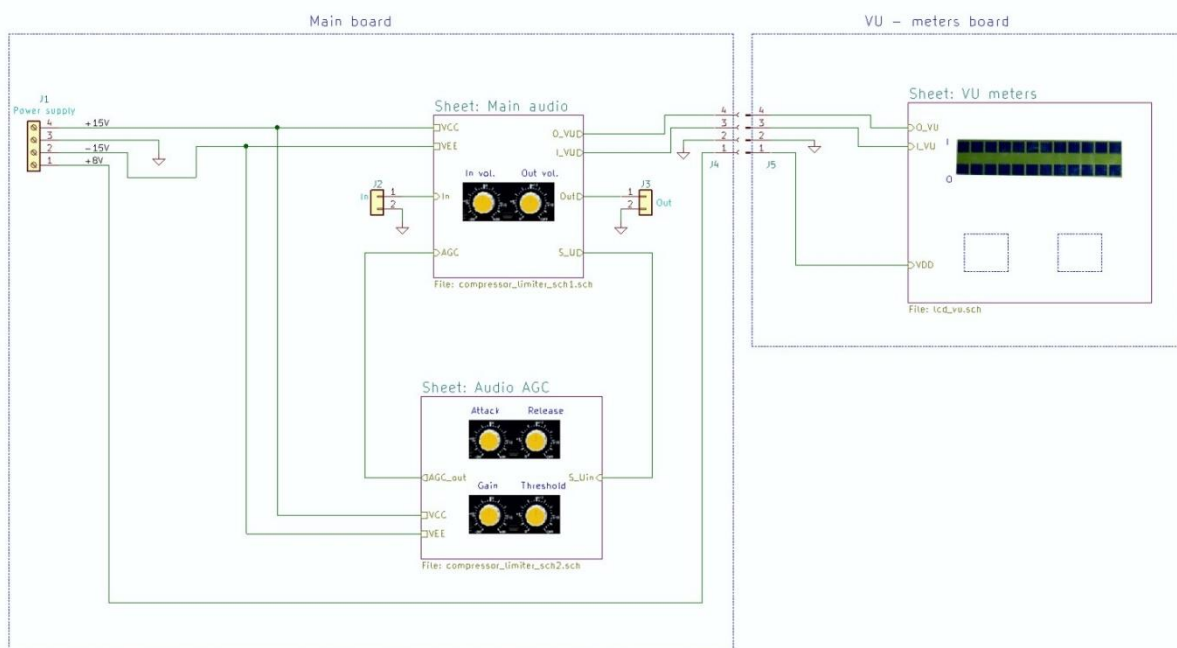
Ce compresseur inclut :

- Des réglages du seuil limiteur et du ratio du compresseur
- Des réglages indépendants du temps de réponse à la libération et à l'attaque.
- Des potentiomètres de réglage du niveau d'entrée et de sortie
- Un indicateur de niveau numérique pour la représentation visuelle de l'entrée, de la sortie et du niveau de compression.
- Une LED pour indiquer toute activité limiteur.

Cette œuvre est sous licence [Creative Commons Attribution-ShareAlike 4.0 International License](https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/).

### LE SCHEMA FONCTIONNEL

Le schéma fonctionnel du compresseur-limiteur audio est présenté à la figure 1. L'unité se compose de trois étapes. La première étape (audio principal) est l'étape principale du traitement audio. Le deuxième étage (audio AGC) comprend les circuits de contrôle automatique du gain et le troisième étage (vumètres) est l'indicateur de niveau numérique. Les principaux étages audio et AGC sont basés sur des circuits d'amplificateurs opérationnels, tandis que le VU-meter est basé sur un micro-ordinateur Arduino Uno.



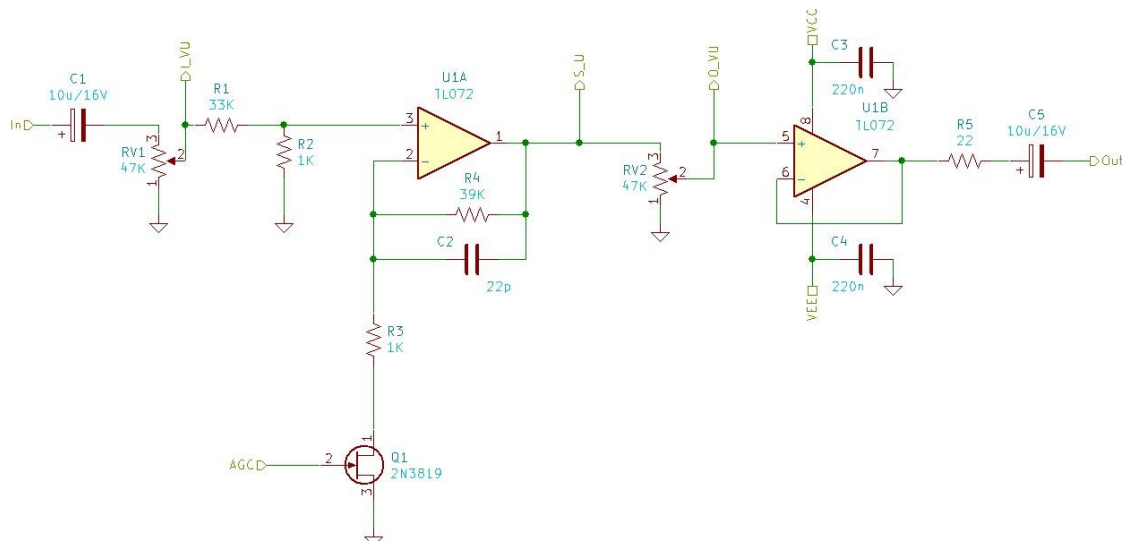
### Graphique 1. Le schéma fonctionnel du compresseur-limiteur v.2

Le réglage automatique du volume, c'est-à-dire les fonctions de compression et de limiteur, est réalisé dans le but d'un transistor à effet de champ de jonction (J-FET) qui agit comme une résistance variable et ajuste le gain d'un étage amplificateur. Le J-FET est situé dans la boucle de rétroaction d'un amplificateur commun sans inversion basé sur un amplificateur opérationnel.

#### LE BLOC AUDIO PRINCIPAL

L'étage principal du bloc audio est illustré à la figure 2. Il se compose d'un atténuateur passif, d'un amplificateur non inverseur réglable (U1A) et d'un amplificateur suiveur de tension (U1B). Le gain de l'amplificateur non inverseur est contrôlé à partir de Q1.

L'entrée audio est appliquée sur C1. Le niveau du signal d'entrée peut être ajusté par le potentiomètre RV1 afin que l'appareil puisse être adapté à n'importe quelle source d'entrée. L'étape suivante est un atténuateur passif composé de résistances R1 et R2. Il s'agit d'un diviseur de tension standard qui atténue le signal d'entrée de  $1 + R1 / R2$  fois, soit de 34 fois ou de 30,6 dB. L'atténuateur est compensé par l'amplificateur suivant qui est basé sur U1A. Il s'agit d'un amplificateur non inverseur basé sur un amplificateur opérationnel qui utilise le Q1 FET dans sa boucle de rétroaction. Le Q1 est utilisé comme élément de réglage automatique du gain.



Graphique 2. Schéma du circuit de bloc audio principal

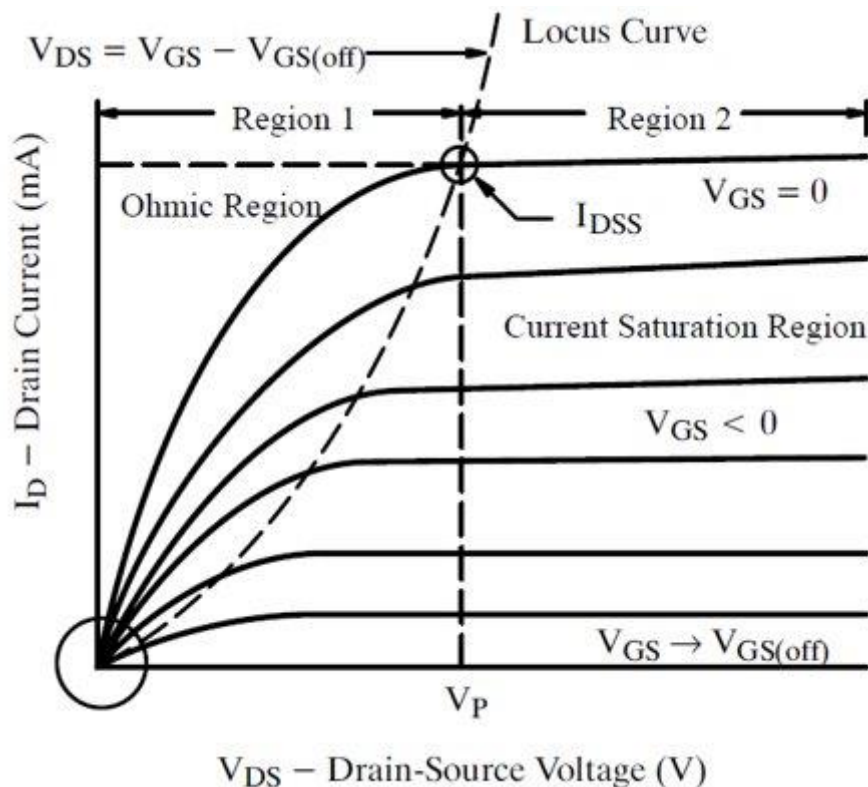
Dans des conditions normales, lorsque le limiteur ne fonctionne pas, le gain de cet amplificateur est d'environ +30db, il compense donc entièrement l'effet atténuateur et le niveau du signal à sa sortie est presque égal au niveau du signal d'entrée (le signal sur l'essuie-glace du RV1). Q1 fonctionne dans sa plage linéaire et se comporte comme une résistance variable contrôlée en tension. La tension qui régule la résistance de Q1 est la tension appliquée à sa grille (signal AGC). Cette tension varie de +0,6V à -12V environ. Plus la tension AGC est élevée, plus la résistance entre le drain et la source de Q1 est faible.

Avec une tension AGC de +0,6V, le Q1 FET a la résistance la plus faible possible, soit environ 30 Ohm. Avec une tension de contrôle minimale de -12V, au contraire, le FET a sa résistance maximale qui est de quelques dizaines de KOhm.

Parce que Q1 est dans la boucle de rétroaction de l'amplificateur non inverseur, il affecte le gain de l'amplificateur. En pratique, le gain de l'amplificateur non inverseur est égal à  $1 + R_4 / (R_3 + R_{Q1})$ . Où  $R_{Q1}$  est la résistance dynamique entre la source et la décharge du FET Q1. Étant donné que la valeur  $R_{Q1}$  est au dénominateur du rapport de gain caractéristique de l'amplificateur, il s'ensuit que plus la résistance FET est faible, plus le gain sera élevé.

L'U1B fonctionne comme un suiveur de tension. Le potentiomètre RV2 ajuste le niveau de sortie. Nous utilisons le suiveur de tension pour assurer une faible résistance de sortie afin que le compresseur-limiteur puisse être connecté à n'importe quel périphérique audio ultérieur.

Nous devrions également mentionner quelques détails supplémentaires sur l'atténuateur R1-R2. Nous utilisons l'atténuateur pour nous assurer que Q1 fonctionnera dans sa région linéaire (ohmique). Q1 doit toujours fonctionner dans sa région linéaire afin d'agir comme une résistance variable contrôlée par tension. À partir des courbes caractéristiques d'un J-FET, nous pouvons observer qu'un J-FET ne peut fonctionner dans sa région linéaire que lorsque la tension entre la source et le drain (tension  $V_{DS}$ ) est suffisamment faible et est maintenue dans la gamme de quelques dizaines de millivolts à sa valeur absolue. La polarité de la tension  $V_{DS}$  n'a pas d'importance car le J-FET est un élément bidirectionnel mais cette tension ne doit certainement pas dépasser quelques dizaines de millivolts.



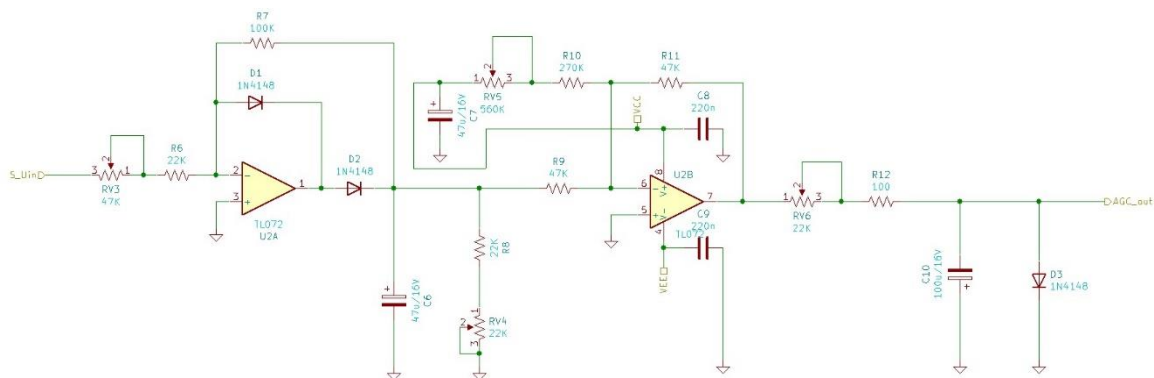
**Graphique 3.** Un J-FET peut fonctionner dans sa région linéaire pour une tension  $V_{ds}$  faible

En raison du gain élevé en boucle ouverte de U1A, la tension sur l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel est pratiquement égale à la tension de l'entrée inverseuse du même amplificateur opérationnel. Par conséquent, en assurant avec l'atténuateur R1-R2 que la tension à l'entrée inverseuse restera assez faible, nous nous assurons également que la même chose se produira

à l'entrée sans inversion. Par extension, en raison des connexions de circuit, la tension  $V_{ds}$  de Q1 sera également faible, ce qui garantit qu'elle restera toujours dans sa zone de fonctionnement linéaire.

## LE CONTROLE AUTOMATIQUE DU GAIN

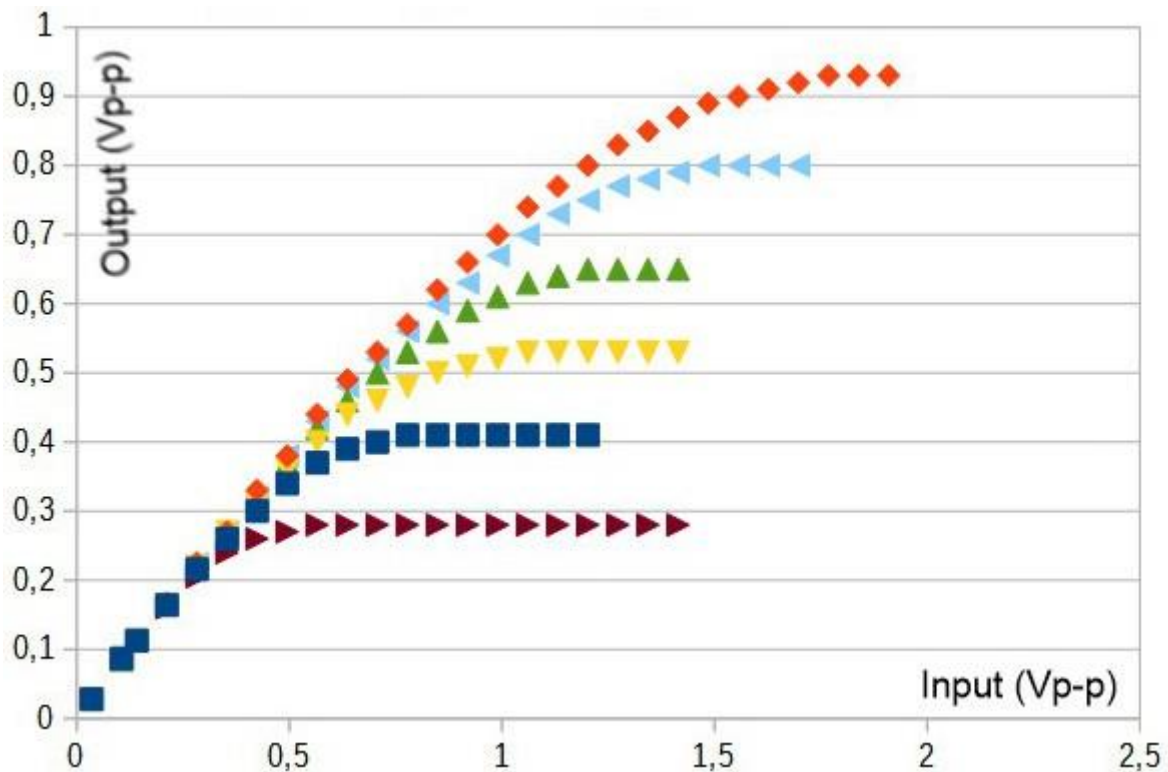
L'étage de contrôle automatique du gain (AGC) ajuste le gain de l'audio principal en ajustant la tension AGC à la porte de Q1. L'étage AGC reçoit un signal à son entrée de la sortie de U1A. Ce signal est rectifié par le redresseur de précision U2A et charge le condensateur C6. La tension positive résultant de C6 est une tension presque continue et est proportionnelle à l'amplitude (volume) du signal de sortie de l'amplificateur U1A. La tension apparaissant aux extrémités du C6 est ensuite inversée et ajoutée à une autre tension continue au moyen de l'additionneur U2B, afin de générer la tension AGC qui est appliquée à la grille du Q1.



**Figure 4.** The automatic gain control stage (AGC) circuit schematic

The final AGC voltage is produced at the ends of the C10 capacitor. Although the voltage across C6 is positive, the AGC voltage across C10 is negative due to U2B acting as an inverting adder. The C6 is charged and discharged from different networks. It charges almost instantly from diode D2 but discharges via R8 and RV4. The discharge time constant can be set by the RV4 and actually determines the release time of the compressor-limiter. The RV6 potentiometer, on the other hand, regulates the charge time constant of the C10 and therefore determines the attack time of the compressor-limiter. As the release time remains considerably longer than the attack time, the release time setting by the RV4 potentiometer remains practically independent (unaffected) of the attack time setting via the RV6.

The RV5 potentiometer is used to add an adjustable DC offset to the C6 voltage. This way, the operating threshold of the compressor-limiter is adjusted. With a minimal DC offset, through the RV5 (when its wiper is on the uppermost right) the compressor-limiter practically starts the compression at very small audio levels. When the DC offset increases, the AGC voltage should exceed this DC offset in order to reach to an appropriate value that will allow for compression to be started. Therefore, the adjustable DC offset via the RV5 allows for the compressor-limiter threshold to be adjusted, ie it determines the volume at which the audio signal is limited to the output of the compressor-limiter.



**Figure 5.** Typical operating curves of the compressor limiter V.2 for some different threshold levels (as measured)

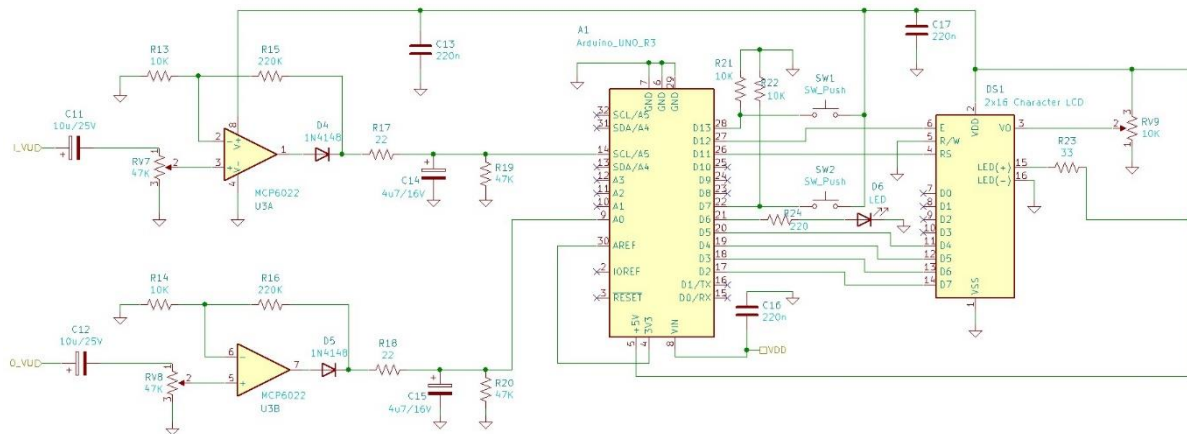
Finally, there is the RV3 potentiometer which regulates the gain of the U2A rectifier. The U2A operates as a precision half-wave rectifier with adjustable gain. The gain of the precision rectifier is determined by the ratio  $R7 / (R6 + RV3)$  and in turn determines the slope of the characteristic curve of the compressor. The higher the gain of the rectifier, the steeper the characteristic slope of the compressor, ie the higher the compression ratio. In other words, the RV3 dimmer adjusts the compression ratio. The higher the compression ratio, the "harder" the compressor is, ie it has a sharper sound level compression effect.

## THE VU-METERS

We use digital voltage unit meters (VU-meters) to produce a detailed display of the functions of the compressor-limiter. These are implemented with an Arduino Uno microcomputer. The display is done in bar graphs on a 2-line alphanumeric Display (16 characters per line).

Nous utilisons le même circuit que nous avons déjà analysé en détail dans un article précédent. Vous pouvez vous référer à cet article précédent pour une description détaillée du [VU-mètre Arduino](#). Bien que nous utilisons le même circuit avec l'Arduino VU-meter, nous utilisons un firmware différent. De plus, nous avons inclus une LED supplémentaire dans le matériel qui s'allume lorsque le limiteur est activé.





**Graphique 6.** Le schéma du circuit de compteur numérique VU basé sur Arduino utilisé dans ce projet

Il y a deux barres sur l'écran pour indiquer l'entrée, le niveau de sortie et/ou le niveau du compresseur. Nous utilisons une échelle logarithmique (en db) pour les graphiques à barres au niveau d'entrée et au niveau de sortie et une échelle linéaire pour le niveau du compresseur. La résolution de l'échelle logarithmique est définie sur 2db/pas. La résolution de l'échelle linéaire pour le niveau de compression est d'environ 5%/pas. Ces étapes de résolution sont prédéfinies dans le logiciel et peuvent être définies dans différentes valeurs à tout moment en modifiant certaines valeurs dans le code.

Il y a trois modes d'affichage, sélectionnés par le bouton-poussoir « mode » (SW1) tandis que le mode par défaut est le « mode 0 ». Ces modes d'affichage sont les suivants :

- Mode 0 : Les barres de niveau d'entrée et de sortie sont affichées simultanément. Les deux graphes sont en db (échelle logarithmique). La différence de niveau entre les deux barres est équivalente au taux de compression en temps réel en db.
- Mode 1 : Le niveau d'entrée est affiché sur la première ligne de l'écran LCD et le taux de compression est affiché sur la deuxième ligne de l'écran LCD. Alors que le niveau d'entrée est affiché en db, le taux de compression est affiché dans une échelle linéaire sous forme de pourcentage (%) de ratio.
- Mode 2: Le niveau de sortie est affiché dans la première ligne de l'écran LCD et le taux de compression est affiché sur la deuxième ligne de l'écran LCD. Alors que le niveau de sortie est affiché en db, le taux de compression est affiché dans une échelle linéaire sous forme de pourcentage (%) de ratio.

En plus de SW1, il existe également un deuxième bouton-poussoir, le SW2, qui active ou désactive le maintien des pics dans les graphiques à barres. Les graphiques sans pic sont les graphiques par défaut au démarrage.

Le voyant du limiteur (D6) s'allume lorsque la compression dépasse un seuil donné défini par code. En raison du fait que le niveau audio de sortie est échantillonné après le potentiomètre de volume de sortie RV2, l'atténuation définie par ce potentiomètre tient également compte du niveau de compression. Ainsi, si le volume de sortie est réglé sur faible, le voyant du limiteur s'allumera réellement. En effet, le niveau de compression est calculé à partir de la différence réelle entre le niveau d'entrée et le niveau de sortie.



## COMMENT CONSTRUIRE LE COMPRESSEUR AUDIO – LIMITEUR V.2

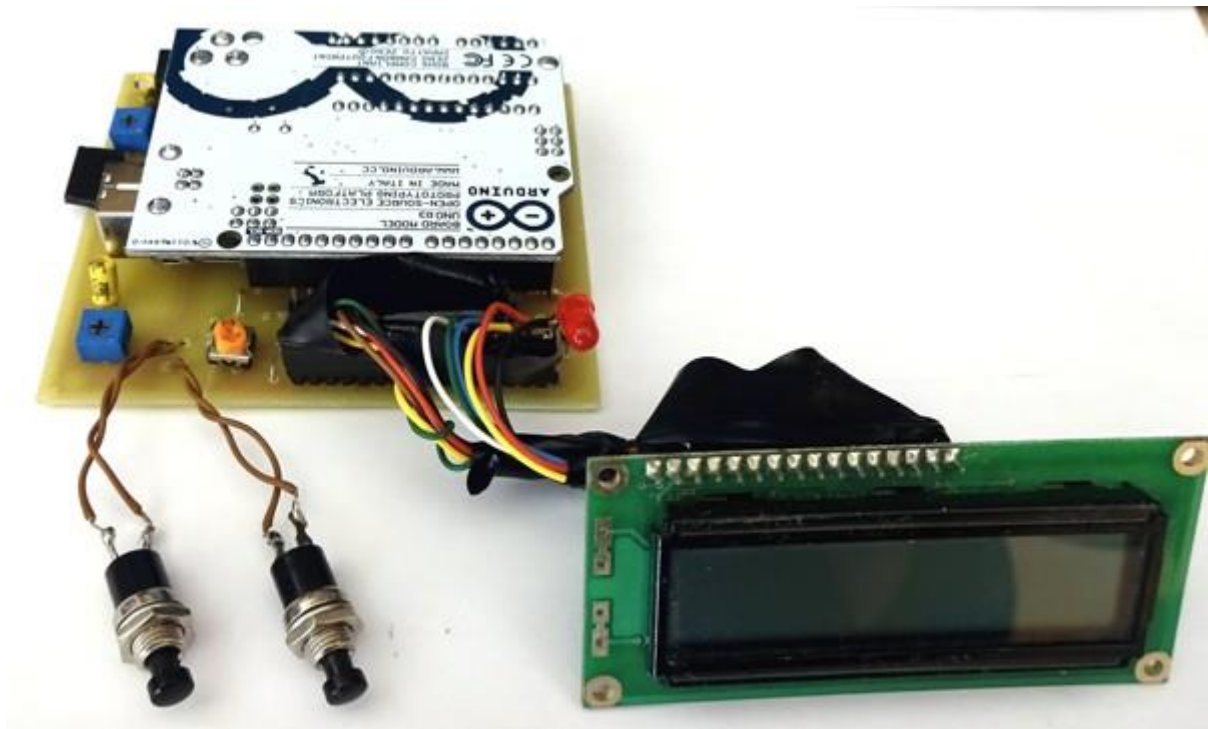
Il s'agit d'un projet de circuit open-source accordé sous une licence Creative Commons Attribution-ShareAlike. Ainsi, vous pouvez le construire librement et l'utiliser comme vous le souhaitez. Tous les détails de construction de ce projet sont en fait fournis dans les fichiers KiCad dans la section des pièces jointes. Nous fournissons également le code Arduino gratuitement.



La carte électronique des circuits audio du limiteur de compresseur V.2 (photo du prototype)

Ainsi, pour construire ce projet, vous devez d'abord acheter les composants requis auprès de votre magasin local de composants électroniques. Ensuite, vous devez assembler les circuits sur des cartes de circuits imprimés en suivant les instructions schématiques et d'assemblage selon les fichiers KiCad. Vous pouvez utiliser des cartes de circuits imprimés à usage général ou vous pouvez imprimer vos propres cartes de circuits imprimés selon les conceptions de circuits imprimés fournies dans les fichiers KiCad.

La conception originale comprend 2 cartes de circuits imprimés - une pour les circuits audio et une autre pour l'affichage basé sur Arduino. Le limiteur de compresseur peut fonctionner de manière interdépendante à partir de l'unité d'affichage. Ainsi, vous pouvez construire et utiliser les circuits audio avec ou sans l'unité d'affichage.



The Arduino based digital VU meter board (photo of the prototype)

#### AJUSTEMENTS INITIAUX

Les circuits audios n'ont pas besoin de réglages initiaux. Les circuits audio limiteurs de compression fonctionneront normalement lors de l'alimentation électrique. Les circuits audios nécessitent 2 tensions d'alimentation de +15V et -15V, respectivement, comme indiqué dans les schémas.

L'unité Arduino – Display est alimentée par une troisième unité d'alimentation de +9VDC. L'alimentation de +9V est en fait connectée à la carte de circuits audio et passée à la carte Arduino jetée un connecteur (J4) comme le montrent les schémas et le schéma fonctionnel. Vous pouvez suivre cette configuration par défaut, ou alternativement, vous ne pouvez pas connecter du tout l'alimentation +9V à la carte audio et alimenter la carte Arduino directement à partir de son propre connecteur d'alimentation.

L'unité d'affichage Arduino a besoin d'un étalonnage initial. Le trimmer RV9 doit être ajusté pour atteindre un niveau de contraste propper pour l'écran LCD et les potentiomètres de trimmer RV7 et RV8 doivent également être ajustés pour régler le niveau pleine échelle du compteur VU. Dans la conception originale, nous avons réglé ces potentiomètres pour la pleine échelle à 2Vpp comme suit:

1. Nous avons mis sous tension l'Arduino à partir de son propre connecteur d'alimentation.
2. Sans connecter le compteur Arduino-VU à la carte audio, nous avons fourni un signal audio sinus aux broches 3 et 4 du connecteur J5 à partir d'un générateur de signaux audio. L'amplitude du signal a été réglée sur 2Vp-c.
3. En mode d'affichage 0, nous avons réglé les potentiomètres de tondeuse RV7 et RV8 pour la pleine échelle à 2Vp-p pour les graphiques à barres audio d'entrée et de sortie.

Vous pouvez en fait définir l'échelle complète à un autre niveau. Ceci n'est pas critique tant que les deux barres (pour le niveau d'entrée et de sortie, respectivement) sont réglées pour la même amplitude pleine échelle. La règle typique est de régler pour une amplitude pleine échelle égale à l'amplitude de crête typique de votre choix à la sortie compresseurs-limiteur.

## CRÉATION D'UNE VERSION STÉRÉO

---

Pour une version stéréo du compresseur-limiteur audio, vous avez 2 options de base :

1. You may build two identical circuits, one for the right (R) audio channel and another one for the left (L) audio channel.
2. Vous pouvez construire deux blocs de circuits audios principaux pour les canaux R et L, respectivement, un seul bloc de circuit AGC et un seul compteur Arduino-VU. Dans ce cas, vous devez utiliser un additionneur (ou mélangeur) pour mixer (ajouter) les sorties de signal R+L (sorties SU) des deux circuits audios principaux et fournir la sortie de mixage à l'entrée (S\_Uin entrée) du circuit AGC. La sortie du circuit AGC (sortie AGC) doit alors être connectée aux deux entrées AGC (AGC) des deux circuits audios principaux pour les canaux R et L, respectivement.

Vous pouvez également utiliser 2 compteurs Arduino- VU dans la deuxième option. Peu importe, tant que vous prenez soin des sections audio.

Dans tous les cas de construction d'une version stéréo, vous devez également veiller à utiliser des composants de haute qualité à faible tolérance afin d'obtenir les mêmes caractéristiques pour les deux canaux audios.

## QUELQUES AVIS

---

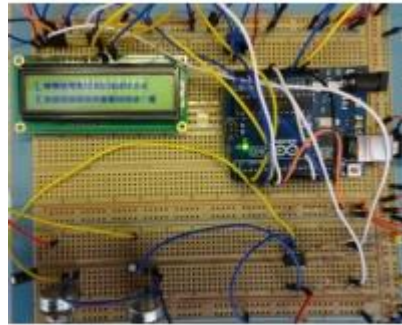
Vous avez peut-être remarqué que nous n'avons mentionné aucun détail sur la plage de réglage des temps de libération et d'attaque, ni sur la plage de réglage de pente du limiteur de compresseur. Cela est dû au fait qu'à part la figure 5, nous n'avons pas de mesures détaillées de ces caractéristiques. Nous venons de les définir sur la base de tests d'essais et d'erreurs et d'une évaluation auditive subjective selon la perception des concepteurs.

Cependant, en raison de la large plage de réglages, nous pensons que les circuits répondront même aux exigences les plus exigeantes. Quoi qu'il en soit, il est toujours possible de réinitialiser les caractéristiques par défaut en modifiant les valeurs des composants.

Il y a un autre détail utile que nous devons mentionner. Dans la conception originale, nous avons utilisé des potentiomètres logarithmiques pour les RV1 et RV2 et des types linéaires pour le reste des potentiomètres utilisés dans le circuit. Vous pouvez suivre cette règle ou expérimenter toute autre configuration.

Enfin, nous devons mentionner que toutes les résistances utilisées dans le circuit sont de tolérance de 5% ou mieux et de type 1/4W, à l'exception de R23 qui est de type 1W.

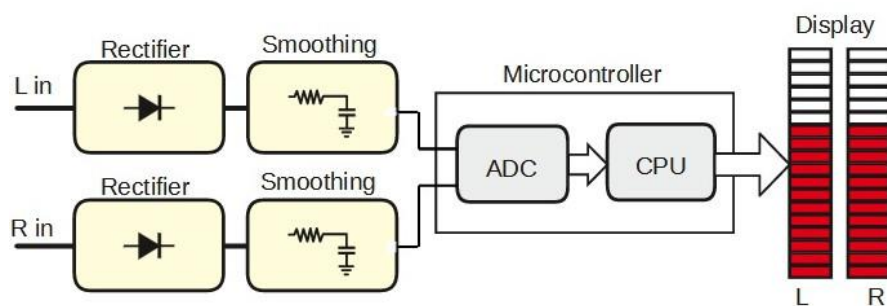
## ARDUINO LCD VU-METRE



En utilisant une carte Arduino, nous sommes en mesure de fabriquer un sonomètre stéréo numérique (VU-mètre). Nous utilisons une carte Arduino Uno, un écran alphanumérique classique 2x16, un amplificateur opérationnel MCP6022, quelques composants passifs et quelques lignes de code. Notre vu-mètre utilise un écran LCD, mais l'idée de base présentée ici pourrait être utilisée pour construire des compteurs pour utiliser tout type d'affichage numérique ou de LED discrètes.

### SCHEMA

Regardons d'abord le schéma fonctionnel de notre Vumètre numérique. Il est présenté à la figure 1. Il y a quelques étapes de base : des redresseurs de précision, des détecteurs de moyenne, un convertisseur analogique-numérique (A/N) situé à l'intérieur du microcontrôleur, le processeur du microcontrôleur et une unité d'affichage.



**Graphique 1.** Schéma fonctionnel général d'un vumètre numérique stéréo avec entrées analogiques

L'étage de calcul de la moyenne produit un signal presque CC qui est proportionnel à l'amplitude du signal d'entrée. Le circuit de calcul de la moyenne est en fait un intégrateur avec des constantes de temps définies appropriées pour le maintien et la libération afin d'assurer une réponse correcte pour le VU-mètre. La réponse du VU-mètre n'est pas très rapide, de sorte que l'affichage sur les LED n'est ni scintillant ni trop lent, de sorte qu'il peut facilement suivre les changements perceptibles du son.

Le CAN convertit le signal moyenné en une séquence numérique de valeurs numériques de 10 bits. Dans le but du processeur, cette séquence numérique est utilisée en temps réel pour produire des graphiques à barres sur un écran LCD.

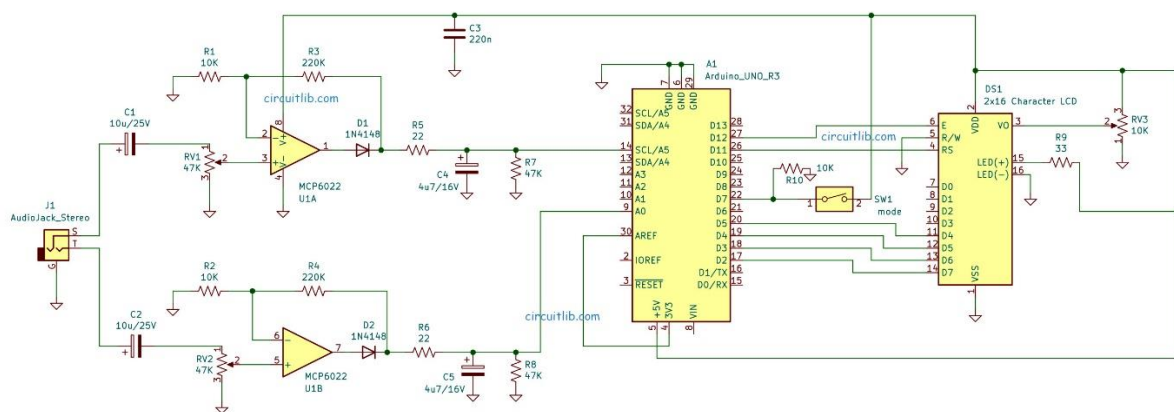
## RECTIFICATION ET CALCUL DE LA MOYENNE

En utilisant un circuit redresseur actif avec un certain gain dans notre projet, l'amplitude du signal rectifié reste proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée. Ensuite, un signal presque CC proportionnel au niveau sonore est obtenu en lissant la sortie du redresseur.

Il y a bien sûr deux redresseurs et deux circuits de lissage, chaque paire pour chaque canal audio, respectivement. Ces circuits sont basés sur U1A et U1B, comme le montre le schéma de circuit de la figure 2. Nous examinerons en détail la topologie du canal audio droit. Les circuits correspondants du canal gauche sont identiques.

Sur la figure 2, vous remarquerez peut-être que nous utilisons des redresseurs de précision au lieu de simples redresseurs à diodes. En effet, nous devons faire face à des signaux de bas niveau, parfois beaucoup plus bas que la tension seuil d'environ 0,7 V des diodes de silicium conventionnelles.

La majorité des redresseurs de précision nécessitent une double alimentation (positive et négative). Cependant, dans notre projet, nous voulions faire un redresseur de tension d'alimentation unique. Cela a été rendu possible grâce à l'utilisation de l'amplificateur de fonctionnement rail à rail MCP6022 de Microchip. Le rail de sortie basse tension du MCP6022 peut être aussi bas que zéro sans avoir besoin d'une tension d'alimentation négative. Cette caractéristique rend possible la conception d'un redresseur de précision à tension d'alimentation unique.



**Graphique 2.** Le circuit électronique du compteur LCD Arduino VU-meter

De la figure 2, vous remarquerez peut-être que le circuit redresseur (canal droit) est en fait un amplificateur non inverseur qui utilise la diode D2, pour la rectification, dans sa boucle de rétroaction. Comme il n'y a pas d'alimentation négative, même si la diode D2 n'existait pas, le circuit fonctionnerait toujours comme un redresseur car l'amplificateur ne pourrait pas amplifier le demi-cycle négatif du signal d'entrée. Cependant, nous utilisons D2 pour empêcher le condensateur de lissage C5 de se décharger à travers la résistance de sortie de l'amplificateur de fonctionnement pendant le demi-cycle négatif du signal d'entrée.

Un circuit de lissage après le redresseur est utilisé pour déterminer la valeur moyenne du signal d'entrée. Ce circuit se compose de R6, C5 et R8. Ce circuit peut être considéré comme un circuit de lissage ou comme un intégrateur avec des constantes de temps d'attaque et de libération inégales.

C5 est chargé via R6 à chaque augmentation du signal de sortie du redresseur. Il peut également se décharger via R8 à chaque diminution du signal de sortie du redresseur. Le condensateur C5 est chargé et déchargé à partir de différents chemins grâce à D2 qui permet au courant de circuler dans un seul sens. Cela signifie qu'il existe différentes constantes de temps pour la charge et la décharge. En raison

de la très faible valeur de R6, la charge est presque instantanée. Au contraire, la décharge est relativement lente à travers R8. Parce que la charge est plus rapide que la décharge, C5 agit approximativement comme un élément de maintien de pointe.

Les constantes de temps de charge et de décharge pour C5 déterminent la réponse globale du compteur VU. Ces constantes ont été calculées selon la méthode d'essai et d'erreur, et la réponse du VU-mètre a été ajustée en fonction des préférences du concepteur.

Cette réponse peut être adaptée à différents critères esthétiques en modifiant les valeurs C5, R6 et R8. C5 peut être facilement modifié, mais des précautions sont nécessaires pour R6 et R8 en raison du fait que ces deux résistances forment un diviseur de tension. R6 devrait toujours être beaucoup plus petit que R8 ; sinon, il y aurait une atténuation significative et une certaine réduction de la plage dynamique.

---

## CONVERSION A A D ET PLAGE DYNAMIQUE

Le microcontrôleur ATmega328P de l'Arduino Uno dispose d'un CAN interne 10bit. Cela signifie qu'il y a  $2^{10} = 1024$  niveaux possibles. En db, cela correspond à une plage dynamique égale à  $20 \cdot \log(1024-1) = 60\text{db}$ . C'est-à-dire que la tension représentée par le niveau 1023 est supérieure de 60 db au niveau 1 (1023 fois plus élevée).

Nous utilisons la tension d'alimentation 3.3V de la carte Arduino comme référence pour le CAN. Cela se fait en connectant la broche de tension 3.3V à la broche AREF. Il y a bien sûr la possibilité d'utiliser une tension de référence différente mais nous choisissons 3.3V car le signal de la sortie du circuit de lissage ne dépasse pratiquement jamais 3V.

L'amplitude maximale du signal à la sortie de l'amplificateur de fonctionnement peut atteindre 5V mais la valeur moyenne d'un signal semi-rectifié ne peut jamais être égale à son amplitude sauf si le signal est DC, ce qui n'est pratiquement pas le cas pour les signaux audio. En pratique, avec une tension d'alimentation de 5V, le signal à la sortie du circuit de calcul de la moyenne est d'environ 2V lorsque l'amplitude du signal d'entrée est d'environ 0,5V. Cette valeur correspond au niveau 614 du convertisseur A / N et cela signifie que la plage dynamique maximale pouvant être atteinte est égale à  $20 \cdot \log(614) = 55\text{dB}$ . En d'autres termes, il y a une réduction d'environ 5 db de la plage dynamique due à la tension de référence, par rapport à la plage dynamique théorique de 60 db.

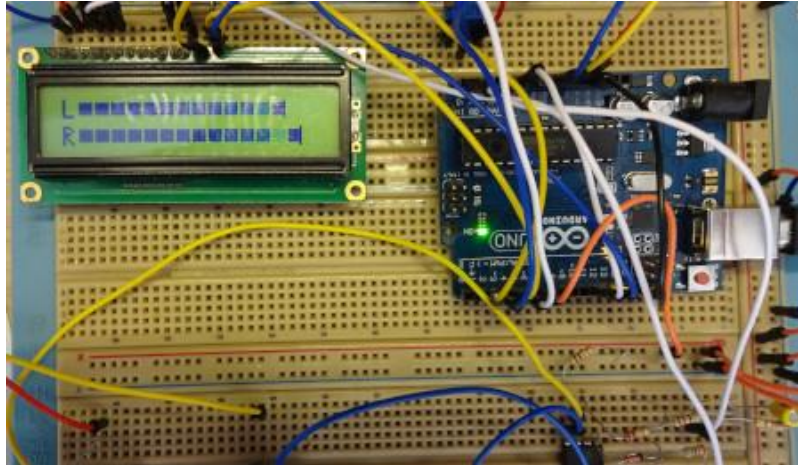
Nous pourrions pratiquement résoudre ce problème en utilisant une tension de référence externe de 2V ou moins pour le convertisseur A / N (cela peut facilement être fait avec un potentiomètre) mais de toute façon, cela n'en vaut pas la peine puisque nous utilisons une plage dynamique beaucoup plus petite dans l'écran (environ 30db).

---

## MONTRE

Le niveau audio est cartographié sur 2 graphiques à barres, de 15 segments chacun. L'affichage a 16 caractères dans chaque ligne, mais nous utilisons un caractère dans chaque ligne pour afficher le canal audio correspondant (R ou L) donc il reste 15 caractères dans chaque ligne pour le niveau audio. La plage dynamique d'affichage dépend de la valeur du pas (la différence en db entre les niveaux successifs). En sélectionnant chaque étape pour correspondre à 2db, la surface d'affichage dynamique totale sera de  $2 \times 15 = 30\text{db}$ . La sélection se fait via le logiciel. Il est à noter que quelle que soit l'étape que nous choisissons, la plage dynamique totale d'affichage ne peut pas dépasser la limite de 60db en raison du CAN 10 bits.





L'Arduino VU-mètre dans une breadboard

Le niveau audio est cartographié sur 2 graphiques à barres, de 15 segments chacun. L'affichage a 16 caractères dans chaque ligne, mais nous utilisons un caractère dans chaque ligne pour afficher le canal audio correspondant (R ou L) donc il reste 15 caractères dans chaque ligne pour le niveau audio. La plage dynamique d'affichage dépend de la valeur du pas (la différence en db entre les niveaux successifs). En sélectionnant chaque étape pour correspondre à 2db, la surface d'affichage dynamique totale sera de  $2 \times 15 = 30\text{db}$ . La sélection se fait via le logiciel. Il est à noter que quelle que soit l'étape que nous choisissons, la plage dynamique totale d'affichage ne peut pas dépasser la limite de 60db en raison du CAN 10 bits.

Les niveaux d'affichage pour l'étape 2db sont définis dans le logiciel dans un tableau de 15 éléments comme:

`int level_2db [15] = {24,30,39,48,61,77,97,122,154,194,244,308,387,488,614};` Tableau de seuil

de niveau D'après les déclarations, vous pouvez observer que le niveau maximal auquel le segment le plus important est activé correspond à la valeur 614 qui à son tour correspond à une tension d'environ 2V (avec l'utilisation d'une référence de 3,3V pour le CAN). Bien sûr, vous pouvez modifier ces valeurs en conjonction avec la tension de référence du convertisseur A / N, pour éventuellement faire un VU-mètre avec une plage dynamique d'affichage différente ou avec plus ou moins de segments d'affichage.

Montrons maintenant la façon dont nous avons l'habitude de calculer les valeurs du tableau level\_2db. Nous pensons que vous pouvez trouver cet exemple utile et vous pouvez l'utiliser comme guide pour calculer vos propres niveaux pour n'importe quelle étape:

Nommons les 15 segments de chaque ligne d'affichage comme  $SEG_0$  à  $SEG_{14}$ , pour le segment le moins important au plus important, respectivement. Ensuite, chaque  $SEG_{je}$  doit être activé à un  $V_{je}$  niveau ( $V_0 / 5_1 / 5_2$  à  $V_{19}$ ). Choisissons donc l'étape d'affichage pour être  $S = 2\text{db}$ . Puis chaque niveau  $V_{je}$ , (avec  $i$  de 0 à 14) devrait être  $S$  db inférieur au suivant,  $V_{i+1}$ . Compte tenu de la définition de db, nous pouvons écrire:

$$20 \log(V_{i+1}/V_{je}) = S \Rightarrow V_{i+1}/V_{je} = 10^{S/20} \Rightarrow V_{je} = V_{i+1} \cdot 10^{-S/20}$$

(1)

À partir de l'équation (1), nous pouvons calculer la valeur de chaque niveau  $V_i$ , tant que nous connaissons le présentateur  $V_{i+1}$  niveau. Cela signifie que si nous connaissons le niveau  $V_{14}$ , on peut calculer  $V_{13}$ . Ensuite, connaître le niveau  $V_{13}$ , on peut calculer le niveau  $V_{12}$  et ainsi de suite. Par conséquent, nous pouvons calculer tous les niveaux, tant que nous connaissons l'étape d'affichage  $S$ , et la valeur de  $V_{14}$ .

Référons-nous à quelques faits: Le niveau de tension maximum à l'entrée de l'CAN est de 2V. Nous avons un CAN 10 bits et une tension de référence de 3,3V.

Cela signifie qu'il y a  $2^{10} = 1024$  niveaux possibles (de 0 à 1023) et  $2^{10}-1 = 1023$  pas. Le niveau 1 correspond à une tension égale à  $1/1024$  de la tension de référence, c'est à dire égale à  $3,3/2^{10} = 5/1024$  V. Tout autre niveau  $V_i$  correspond à une tension

$$U_v = V \cdot 3,3 / 2^{10}$$

(2)

En réglant  $U_v = 2V$  dans l'équation ci-dessus, qui est le niveau de tension maximum à l'entrée et à la résolution de l'CAN par rapport à  $V$ , nous constatons que la tension de 2V correspond au niveau de 614, approximativement, du convertisseur A/N. Par conséquent, le segment le plus important,  $SEG_{14}$ , devrait être activé au niveau 614, c'est-à-dire  $V_{19} = 614$ .

Ensuite, en définissant  $S = 2$  et  $V_{14} = 614$  dans l'équation 1, on trouve que  $V_{13} = 488$ . Puis, à partir de  $V_{13}$  et l'équation 1, nous trouvons que  $V_{12} = 387$ , alors que  $V_{11} = 308$  et ainsi de suite jusqu'à  $V_0$ . Il convient de noter que si tous les calculs doivent être effectués avec une grande précision, les valeurs finales à définir dans les tableaux doivent être arrondies à l'entier le plus proche.

---

## MODES D'AFFICHAGE

En changeant le niveau logique sur la broche Arduino D7, à partir de SW1, nous pouvons choisir entre deux modes d'affichage.

### MODE 0: GRAPHIQUE À BARRES PAS 2DB

Le niveau audio est affiché logarithmiquement en deux barres de 15 segments chacune (une barre est pour le canal audio droit et l'autre est pour le canal audio gauche) avec un pas d'affichage de 2db. Cela signifie que si nous considérons que le segment le plus important - dans chaque barre correspond à un niveau 0db, les segments suivants dans l'ordre, jusqu'au moins important, correspondent aux niveaux de -2, -4, -6 ..... jusqu'à -28dB, respectivement. La plage d'affichage dynamique totale est d'environ 30 db.

### MODE 1: GRAPHIQUE À BARRES À PAS DE 2DB AVEC MAINTIEN DU PIC

Il correspond à une représentation logarithmique du niveau audio en barres avec un pas de 2db, comme dans le mode 0, et le compteur indique également le niveau de sortie le plus élevé à tout instant dans chaque barre. Le pic à tout instant est conservé pendant un certain temps.

Le temps de rétention est indiqué dans le logiciel avec la déclaration:

```
#define dt3 30 //loops - Temps de maintien de pointe dans les boucles principales
```



Dans l'instruction ci-dessus, le temps de rétention est défini sur 30 cycles de répétition de la boucle principale.

---

#### DÉTAILS SUPPLÉMENTAIRES

Le schéma électronique complet du compteur Arduino VU-mètre est illustré à la figure 2. Le signal d'entrée (signal audio) est connecté à l'entrée stéréo J1 et les potentiomètres RV1 et RV2 sont utilisés pour ajuster la sensibilité du VU-mètre afin qu'il puisse être adapté à n'importe quel niveau d'entrée.

L'écran et tous les circuits sont alimentés par la sortie 5V de la carte Arduino. L'Arduino lui-même peut être alimenté soit à partir du port USB d'un ordinateur, soit à partir d'une alimentation externe.

Le potentiomètre RV3 permet de régler le contraste de l'écran. Pour la lumière de fond de l'écran, nous connectons une tension de 5V à la broche 15 de l'écran via la résistance R9. R9 limite le courant d'alimentation de la LED d'affichage et donc sa luminosité, de sorte que le circuit peut être alimenté par un port USB commun sans dépasser l'alimentation maximale du port. Si vous avez l'intention d'utiliser une alimentation externe, il n'y aura pas de limitation de courant et vous pourrez donc court-circuiter la résistance R9 et augmenter le courant d'éclairage de l'écran.

Vous pouvez faire le circuit sur une grande planche à pain ou vous pouvez faire une carte de circuit imprimé appropriée qui pourrait être montée comme un bouclier sur l'Arduino. Toutes les résistances de ce projet sont de type 1/4W et de tolérance de 5% à l'exception de R9 qui est d'un type 1/2 W. Tous les condensateurs que nous utilisons ont une trace d'environ 5mm (20mils), c'est-à-dire que la distance horizontale entre leurs bornes est d'environ 5mm. Vous pouvez programmer l'Arduino avec le code que nous fournissons ci-dessous ou vous pouvez apporter des modifications au code pour personnaliser le Vumètre à votre goût.