

ELECTRONIQUE

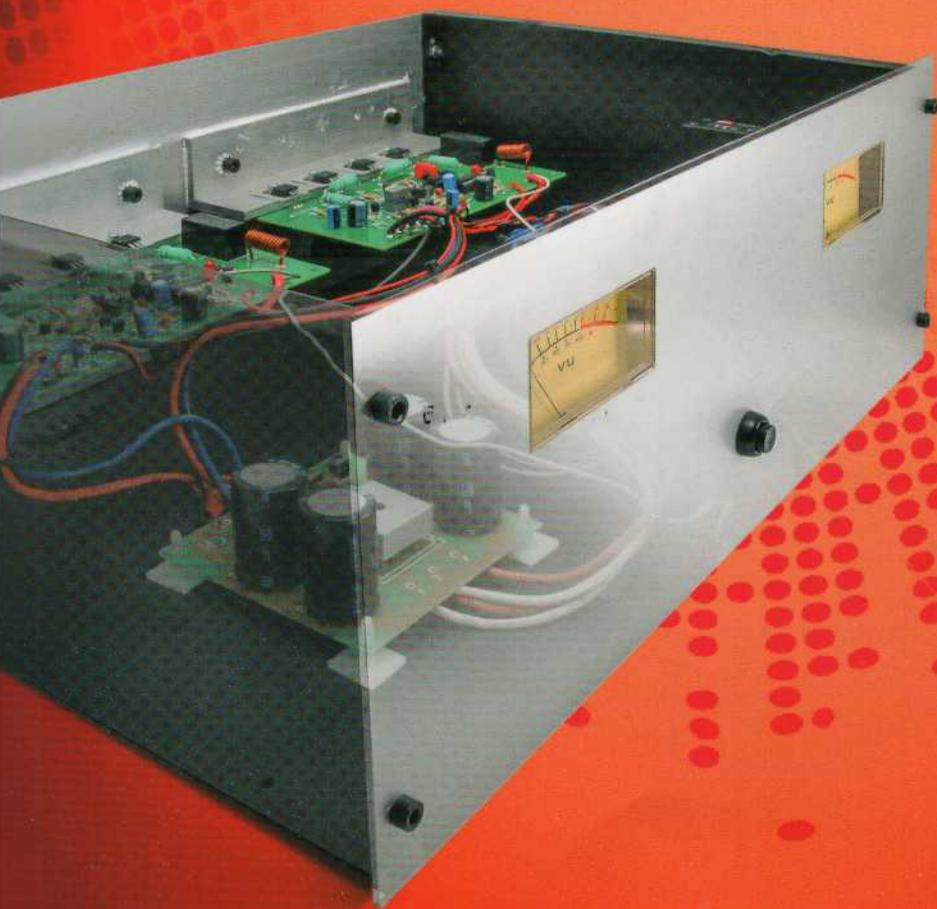
ET LOISIRS

magazine

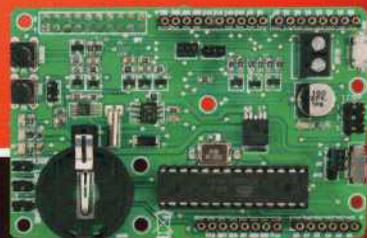
www.electroniquemagazine.com

n° 142 PRINTEMPS 2018

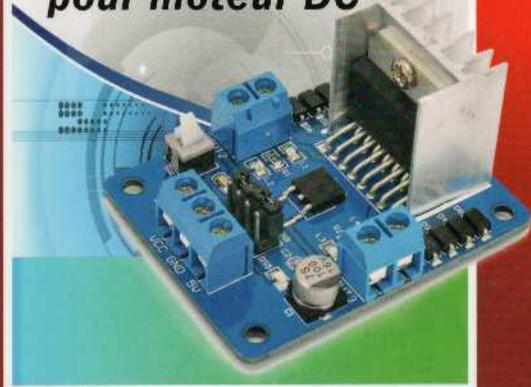
Ampli Hi-Fi 2 x 200 W À MOSFET



- Chambre d'écho digitale
- Comment ponter un amplificateur
- Enregistreur vocal avec PIC et EEPROM - 2
- Télécommande Infrarouge 4 canaux
- Cours MPLAB X - 2
- CAO KICad EDA - 2



**CONTRÔLEUR
pour moteur DC**

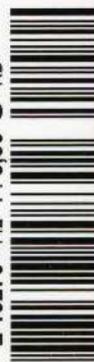


**Randa :
Connectons
RaspberryPi
et Arduino**



N° 142 Mars 2018

L 13270 - 142 - F: 8,30 € - RD



Sommaire

ARTICLES

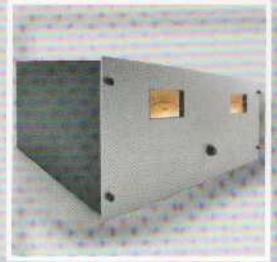
Numéro 142
Printemps 2018
100 pages



04 AUDIO

AMPLIFICATEUR HI-FI 200 W À MOSFET

Nous vous présentons dans cet article un amplificateur Hi-Fi très haut de gamme qui pourra sonoriser correctement des pièces volumineuses sans la moindre distorsion. Il dispose d'une protection contre les surintensités et d'un système anti-bump (anti-cloc) qui se produit dans les haut-parleurs à la mise sous tension de l'amplificateur. Ses étages finaux, dotés de 4 transistors MOSFET chacun, sont capables de développer plus de 2 x 200 Weff sous une charge de 4 Ω et 2 x 120 Weff sous 8 Ω .



19 AUDIO

CHAMBRE D'ECHO DIGITALE

Cette chambre d'écho digitale, basée sur un circuit intégré Holtek qui réalise une ligne à retard numérique, accepte les signaux provenant d'un microphone. Elle est aussi dotée d'une entrée au niveau ligne. Elle dispose d'une sortie au niveau ligne permettant de piloter une table de mixage ou un amplificateur et d'une sortie HP. Elle permet les réglages du niveau d'entrée, du volume de sortie, du temps d'écho et du retour.



26 INFORMATIQUE

RAND A CONNECTONS RASPBERRYPI AVEC ARDUINO

« RandA » est une carte de développement qui permet de créer une passerelle entre le monde du RaspberryPi et le monde d'Arduino. Elle vous permet de tirer le meilleur parti de la puissance matérielle et informatique du RaspberryPi avec les nombreuses cartes et applications disponibles sur Arduino. Première partie.



37 MICROCONTRÔLEUR

ENREGISTREUR VOCAL AVEC PIC & EEPROM - DEUXIÈME PARTIE

Dans le précédent numéro, nous vous avons présenté deux modules d'enregistrement et de reproduction de messages vocaux réalisés à l'aide d'un microcontrôleur PIC pouvant remplacer avantageusement les circuits ISD. Dans cette seconde partie, nous allons décrire le module le plus performant ainsi qu'une carte de développement afin de tester ce dernier.



L'EDITO PRINTEMPS 2018

Chères lectrices et lecteurs, en ce début d'année 2018, la Rédaction a répondu aux attentes d'un grand nombre d'entre vous qui désiraient un montage amplificateur de forte puissance et de très haute qualité pour des applications de sonorisation.

Pour arriver à un tel niveau de puissance, nous avons décidé de réaliser un amplificateur MOSFET en version stéréo qui conviendra parfaitement aux particuliers et un montage additionnel permettant une utilisation en pont d'une manière particulière. D'autre part, nous décrivons une chambre d'écho numérique qui trouvera sa place dans une sonorisation en plein air.

Cependant, nous n'oublions les adaptes du RaspberryPi et d'Arduino en décrivant une passerelle nommée « RandA » permettant de tirer le meilleur parti de la puissance matérielle et informatique du RaspberryPi avec les nombreuses cartes et applications disponibles sur Arduino.

Nous continuons nos cours très détaillés avec près de 30 pages concernant la programmation en C des PIC32 et la réalisation de circuits imprimés à l'aide du logiciel Open Source KiCad.

Pour compléter, nous décrivons la suite de l'enregistreur vocal à PIC qui remplace les montages à base de circuits ISD et deux petits montages qui raviront les hobbyistes avec un contrôleur pour moteur et un système de télécommande IR insensible aux ondes Wi-Fi, GSM, Bluetooth, etc.

La Rédaction



51 COURS

COURS MPLAB X IDE DEUXIÈME PARTIE

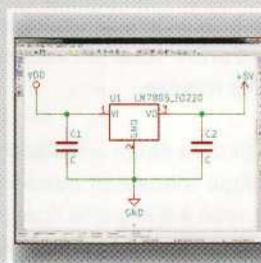
Dans cette seconde partie du cours, nous continuons notre voyage pour découvrir MPLABX IDE, le nouvel environnement de développement intégré produit et distribué par Microchip. Nous allons nous concentrer sur les microcontrôleurs de la famille PIC32 qui sera la plate-forme matérielle principale de ce cours, et plus particulièrement sur les périphériques de base.



67 CAO

APPRENEZ À MAÎTRISER KICAD EDA DEUXIÈME PARTIE

Dans cette seconde partie, nous poursuivons la description du logiciel de CAO Open Source KiCad, qui vous permet de couvrir l'ensemble du cycle de développement d'une carte électronique. Nous allons étudier l'éditeur de schéma « Eeschema » qui est intégré dans la suite KiCad, ainsi que l'éditeur de composants.



80 AUDIO

COMMENT PONTER UN AMPLIFICATEUR

En connectant un simple circuit déphaseur entre deux amplificateurs, il est possible d'augmenter considérablement la puissance de sortie. Ce circuit peut être appliqué à n'importe quel amplificateur audio, donc aussi à l'amplificateur MOSFET 200 W décrit dans ce même numéro. Dans ce montage, chaque sortie des amplificateurs pilote directement le haut-parleur, sans qu'aucune fraction du signal de sortie soit réinjectée dans le circuit en pont.



86 ROBOTIQUE

CONTRÔLEUR POUR MOTEUR DC

Ce circuit de commande, contrôlé par des signaux logiques, permet de modifier la vitesse et le sens de rotation des moteurs à courant continu de type pas à pas ou de type à balais. Les sorties disposent de LED qui indiquent le sens de rotation. Notre projet est un circuit de contrôle ou driver polyvalent convenant aussi bien aux moteurs pas à pas qu'aux moteurs à balais à courant continu.



92 TÉLÉCOMMANDE

TÉLÉCOMMANDE INFRAROUGE 4 CANAUX

Dans cet article nous vous proposons de réaliser une télécommande à infrarouge comportant 4 canaux équipés de sorties logiques permettant ainsi le fonctionnement avec des systèmes à microcontrôleurs. Associée à une carte additionnelle dotée de relais, elle peut gérer des dispositifs de puissance.



Aujourd'hui, nous sommes entourés d'enceintes amplifiées, de minichaînes Hi-fi compactes qui distillent de nombreux watts dans un encombrement réduit (trop beau pour être vrai ...) et donc réalisées avec des solutions économiques intégrées fonctionnant en classe D ou pire en classe T. Ces équipements n'ont de Hi-Fi que leur appellation commerciale.

C'est pour cette raison que nous vous proposons un amplificateur fournissant des watts « vrais » pour les audiophiles. Comme ce genre de produit se fait de plus en plus rare dans le commerce, nous avons pensé à ceux d'entre vous qui veulent le construire par leurs propres moyens.

Il s'agit d'un étage amplificateur de puissance stéréophonique robuste et puissant et qui peut être facilement relié à n'importe quel préamplificateur ou table de mixage. La caractéristique principale de cet amplificateur est qu'il produit un **son chaleureux et fidèle** grâce à ses transistors **MOSFET** de puissance, qui se rapproche de celui des **amplificateurs à lampes**.

Vous tirerez tout son potentiel en le combinant avec un préamplificateur à lampe et une platine vinyle dont la commercialisation fait son retour ou encore avec un lecteur de CD de qualité. **Il faudra éviter les fichiers MP3.**

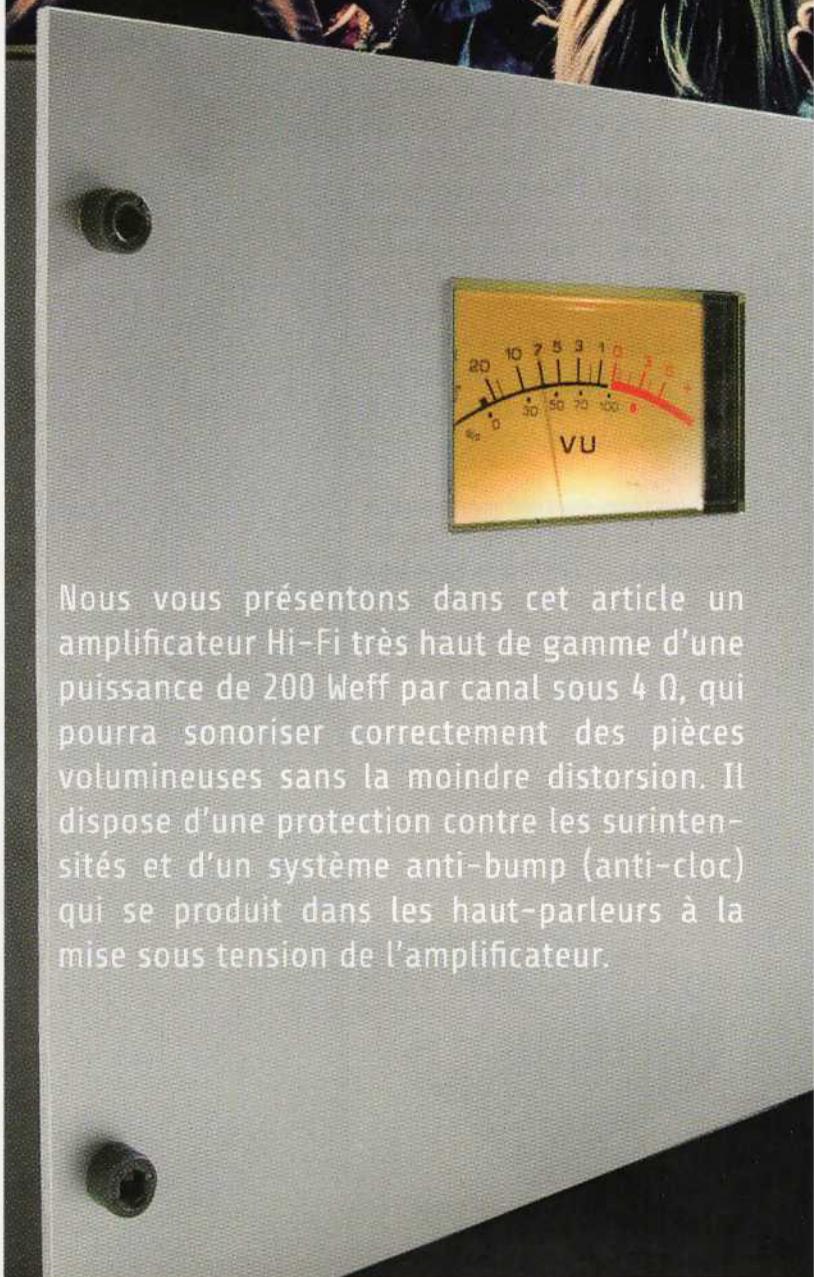
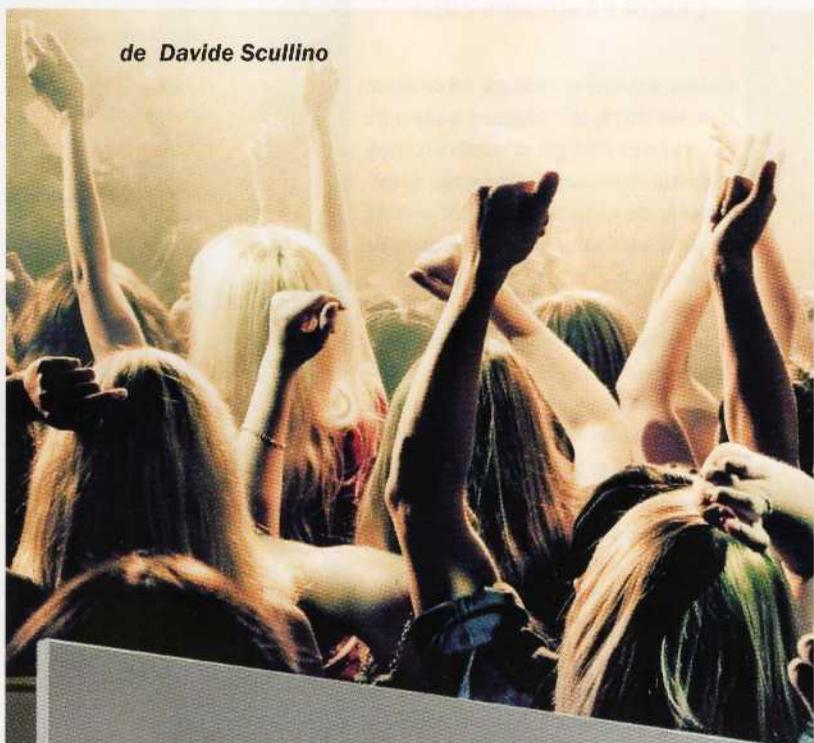
Si vous disposez uniquement d'un smartphone ayant la capacité de lire les fichiers audio haute définition, utilisez les fichiers **FLAC 24 bits** en versions 96 kHz et 192 kHz. La version 24 bits/192 kHz propose la meilleure qualité possible.

Contrairement au MP3, qui élimine une partie du contenu pour réduire la taille des fichiers, le **format FLAC est sans perte** et fonctionne comme un fichier zip en informatique. Il est décompressé « à la volée » pendant la lecture et délivre avec exactitude toutes les données présentes lors de la compression. **Apple** propose son propre format sans perte, l'**Apple Lossless** (ALAC), il fonctionne comme un format FLAC mais est compatible seulement avec iTunes.

Vous pouvez également copier vos CD (une copie privée uniquement) sous la forme de fichiers non compressés, c'est-à-dire que vous copiez directement les données présentes sur le disque. Les ordinateurs fonctionnant sous **Windows** stockent ces fichiers sous l'extension **WAV** (Waveform Audio File Format). L'un des inconvénients du stockage des fichiers WAV est qu'ils occupent beaucoup plus d'espace mémoire que les fichiers FLAC.

Après un bref rappel concernant la qualité de la source audio, revenons à notre amplificateur. Il dispose de deux étages finaux dotés de **4 transistors MOSFET** **chacun**, capables de développer plus de **2 x 200 W_{eff}** sous une charge de **4 Ω** et **2 x 120 W_{eff}** sous **8 Ω**.

de Davide Scullino



Nous vous présentons dans cet article un amplificateur Hi-Fi très haut de gamme d'une puissance de 200 Weff par canal sous 4 Ω, qui pourra sonoriser correctement des pièces volumineuses sans la moindre distorsion. Il dispose d'une protection contre les surintensités et d'un système anti-bump (anti-cloc) qui se produit dans les haut-parleurs à la mise sous tension de l'amplificateur.



Amplificateur Hi-fi 200 W à MOSFET

Sa bande passante étendue et son taux de distorsion harmonique très faible en font un amplificateur haute-fidélité.

Sa puissance imposante lui permettra de sonoriser n'importe quelle pièce même avec des enceintes à faible rendement (moins de 90 dB/W/m). Le terme « **dB/W/m** » veut dire dans notre cas une pression acoustique de 90 décibels à une puissance électrique de 1 W et à une distance de 1 m (face à l'enceinte).

Étudions le schéma électrique de l'amplificateur dont l'étage de puissance fonctionne en **classe AB**. Nous avons choisi des transistors MOSFET pour l'étage final, car par rapport aux transistors bipolaires, ils permettent d'obtenir un **facteur d'amortissement plus élevé**, c'est-à-dire la capacité de l'amplificateur à amortir les débats et donc les oscillations provoquées par les haut-parleurs des graves. Plus le facteur d'amortissement est grand, plus l'amplificateur est performant pour un taux de contre-réaction donné.

Le schéma électrique

La configuration adoptée pour cet amplificateur est caractéristique d'un montage haute-fidélité. Il dispose d'un **circuit de protection** contre les surintensités et les courts-circuits en sortie et d'un circuit **anti-cloc** dont le contact du relais relie les haut-parleurs à la sortie de l'amplificateur quelques secondes après la mise sous tension.

Commençons par le schéma de la section audio, le signal provenant du préamplificateur arrive sur un premier étage qui est un **amplificateur différentiel**, ce dernier pilote un **second étage différentiel** qui commande à son tour un amplificateur de signal qui se comporte comme un **générateur de courant constant**. Ce dernier fonctionne comme un driver pour l'étage final de puissance, composé de deux paires de MOSFET complémentaires : **IRF640** (canal N) pour la section positive et **IRF9640** (canal P) pour la section négative.

La configuration en cascade des étages différentiels que nous utilisons pour l'étage d'entrée et pour l'étage de préamplification est une caractéristique des amplificateurs opérationnels. Cette configuration procure un gain très élevé, nécessaire pour appliquer une contre-réaction et obtenir une amplification linéaire du signal.

En effet à partir d'un signal d'entrée de faible amplitude nous devons produire une tension de sortie d'amplitude élevée et la plus stable possible, en dépit de la contre-réaction élevée due au taux de **réjection du mode commun** (CMRR pour Common Mode Rejection Ratio).

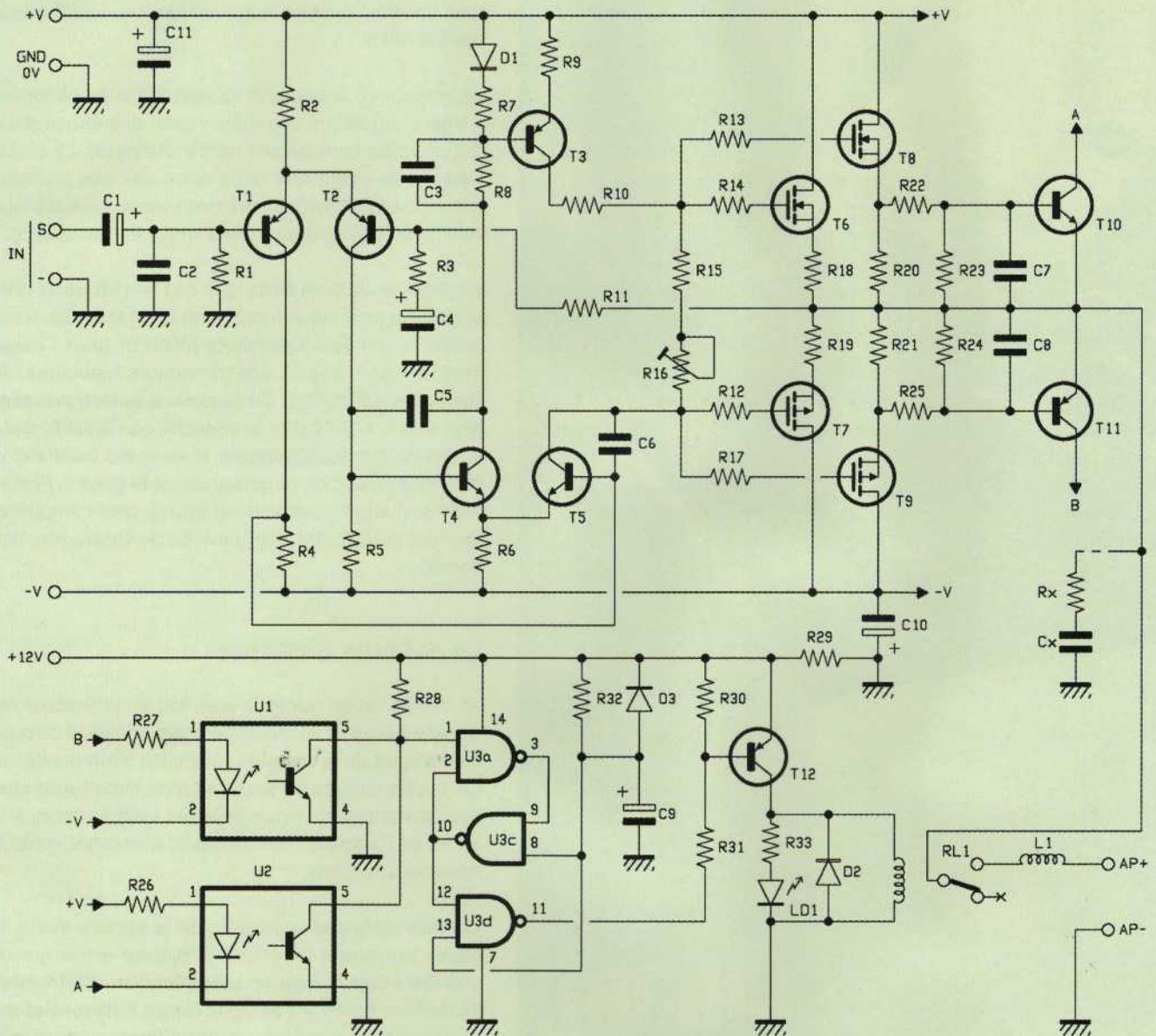


Schéma électrique de l'amplificateur HI-FI à MOSFET.

Le premier étage différentiel est constitué par les transistors **T1** et **T2** qui sont des **PNP** et dont les émetteurs sont polarisés par la résistance **R2**, reliée au positif de l'alimentation. Les résistances **R4** et **R5** constituent des résistances de charge pour **T1** et **T2** et sont reliées au négatif de l'alimentation.

Le signal audio, provenant du préamplificateur, passe à travers le condensateur **C1** qui bloque toute composante continue pour atteindre la base de **T1**. La résistance **R1** polarise la base de **T1** et stabilise l'impédance d'entrée de l'amplificateur.

Les collecteurs des transistors **T1** et **T2** pilotent respectivement les bases des transistors **T5** et **T4**, qui constituent le **deuxième étage différentiel** et sont de type **NPN**. Les émetteurs des transistors **T4** et **T5** sont polarisés par la résistance **R6** reliée au négatif de la tension d'alimentation.

Les condensateurs **C5** et **C6**, disposés entre les collecteurs et les bases de **T4** et **T5**, permettent de **limiter la bande passante de l'étage différentiel dans le haut du spectre** afin d'éviter toute auto-oscillation de l'amplificateur. Le **signal présent sur le collecteur de T1 est en opposition de phase** par rapport

au **signal d'entrée** de l'amplificateur (IN). Par contre, le **signal présent sur le collecteur de T5 est en phase avec le signal d'entrée**.

La situation sur le **collecteur de T4 est toujours opposée**, c'est-à-dire que le signal présent sur le collecteur est toujours en opposition de phase par rapport au signal d'entrée. Le transistor **T4 pilote l'étage driver supérieur** (celui de la demi-onde positive) qui est constitué par le transistor **T3** (PNP).

Ce dernier fonctionne comme un **générateur de courant constant** avec une résistance d'émetteur **R9** (qui limite

le courant émetteur-collecteur de T3) reliée au positif de l'alimentation, la base de T3 est polarisée par la chute de tension introduite par D1 et R7.

Le **collecteur de T3 fournit le signal de commande** de la paire des transistors **MOSFET** de puissance **T6** et **T8** (canal N). Ces derniers amplifient la demi-onde positive. Ils sont montés en parallèle et se partagent le courant délivré au haut-parleur lors d'une demi-onde positive.

Les grilles (gate) des deux transistors MOSFET de puissance sont commandées, en parallèle, chacune avec sa propre résistance (R13 et R14).

Notez que la grille n'absorbe théoriquement pas de courant, il s'agit d'une commande en tension. Les résistances permettent de limiter les transitoires car la grille d'un MOSFET est par nature capacitive. Les pics de tensions sont ainsi lissés.

De même, avec la capacité de la grille, chaque résistance forme un filtre RC passe-bas qui sert à limiter la bande passante de l'amplificateur aux hautes fréquences afin d'éviter des phénomènes d'auto-oscillations qui déformeraient le signal ou même pourraient détruire les enceintes acoustiques, car le phénomène est auto-entretenu.

Les drains des MOSFET sont connectés ensemble à la branche positive de l'alimentation, alors que leurs sources fournissent chacune un courant à la sortie de l'amplificateur à travers une résistance (R18 pour T6 et R20 pour T8) afin de minimiser les **différences de transconductance** entre des MOSFET de même type, car cela pourrait causer une mauvaise répartition du courant dans les transistors MOSFET.

NB : La transconductance aussi appelée pente, pour un transistor bipolaire, un transistor à effet de champ, un tube à vide ou un amplificateur opérationnel, est le rapport entre la variation du courant de sortie et la variation de la tension d'entrée. Elle s'exprime en ampères/volt.

Avec ces résistances (R18 et R20), si un MOSFET fournit un courant supérieur

avec un potentiel de grille identique à l'autre, une chute de tension plus importante apparaît aux bornes de sa résistance de source car le courant qui la traverse est plus important, cela implique une réduction de la tension V_{GS} du transistor et donc du courant de drain. Ainsi, un rééquilibrage des courants s'effectue dans les deux branches.

Jusqu'à présent, nous avons étudié la partie correspondant à la demi-onde positive, c'est-à-dire celle reliée au positif de l'alimentation.

Nous allons maintenant nous attarder sur la partie de la **demi-onde négative**, celle reliée au négatif de l'alimentation. Elle débute avec l'étage constitué par le transistor **T5** qui est piloté par T1.

Le **collecteur de T5** fournit un signal aux **grilles** des MOSFET **T7** et **T9** à travers les résistances R12 et R17 montées en parallèle et de la même manière que celles de T6 et T8 (R13 et R14).

Sur la partie négative, nous trouvons aussi les résistances de sources (R19 et R21) qui équilibrent le fonctionnement des MOSFET de puissance qui, cette fois, sont de type canal P.

Le fonctionnement de la partie demi-onde négative de l'amplificateur est identique à celui décrit pour la section positive, de sorte que les mêmes considérations s'appliquent, sauf que les tensions et les courants sont opposés.

Aux bornes de l'une des résistances sources des MOSFET (T8 pour la demi-onde positive et T9 pour la demi-onde négative), nous avons ajouté un circuit qui fait office de **capteur de courant** et constitue donc l'**étage de protection** contre les surcharges en sortie.

Nous mesurons seulement le courant sur l'un des 2 MOSFET, car nous supposons que les courants des drains des MOSFET d'une branche sont similaires.

Le fonctionnement de l'étage de protection contre les surcharges est simple et nous le décrivons pour la section supérieure, c'est-à-dire celle relative à la demi-onde positive. Le **diviseur de tension** constitué par les résistances **R22** et **R23** applique sur la **base** du

transistor **T10** (NPN) une fraction de la chute de tension qui se produit aux bornes de R20 et qui dépend du courant de source de T8.

Conformément à la loi d'Ohm, nous avons : $\Delta V = R20 * Id$

où **Id** est le courant de drain de T8, qui dans un MOSFET est équivalent à celui de la source.

Théoriquement, si l'étage de puissance est bien équilibré, **Id est égal à la moitié du courant circulant** dans le haut-parleur lors d'une demi-onde positive.

Comme R20 a une valeur de 0,18 Ω et compte tenu du rapport du diviseur de tension formé par R22 et R23, le transistor T10 deviendra conducteur lorsque le courant dans R20 dépassera 3,88 A.

En effet le rapport du diviseur de tension est :

$$R23 / (R22 + R23) = 820 / (820 + 100) = 0,89.$$

Avec $Id = 3,88$ A, la chute de tension aux bornes de R20 vaut $Id * R20 = 3,88 * 0,18 = 0,7$ V. Donc sur la base de T10, pour $Id = 3,88$ A, nous obtenons une tension égale à : $0,7 \text{ V} * 0,89 = 0,62$ V. T10 devient alors conducteur.

Lorsque le courant de drain du MOSFET T8 atteint le courant Id , cela veut dire que le même courant circule dans le MOSFET T6, et donc le courant dans la charge (HP) vaut 7,76 A. Dans de telles conditions, le transistor T10 commence à conduire et fait circuler, par l'intermédiaire de son collecteur, un courant provenant de l'alimentation « +V » qui traverse la résistance R26 et la LED interne de l'optocoupleur U2. Ainsi, ce dernier active le circuit de protection.

Notez que nous avons utilisé des optocoupleurs pour isoler galvaniquement le circuit amplificateur du circuit de protection qui commande le relais de la charge (HP).

Lorsque le **courant de collecteur** de T10 **est suffisant** pour allumer la **LED interne de l'optocoupleur**, le **transistor interne de U2** entre en saturation et se met à conduire.

Cela implique que la **broche 5** de **U2** se trouve à un niveau logique bas (proche de la masse) et donc la **broche 1** de la porte NAND **U3a** se trouve à 0. Son état de sortie dépend du niveau logique de sa broche 2. La sortie de U3a est reliée à la broche 9 de U3c, qui avec U3d forment un **multivibrateur bistable** dont la sortie est située sur la **broche 10** du circuit intégré **U3c**.

Le multivibrateur sert à déclencher le relais et à déconnecter définitivement le haut-parleur lors d'une surcharge.

Pour réinitialiser le circuit, il faut éteindre et allumer de nouveau l'amplificateur, le réseau constitué par R32 et C9 introduit une temporisation avant d'enclencher le relais, ce circuit est un anti-cloc efficace. Son fonctionnement s'explique de la manière suivante.

Considérons que **nous mettons sous tension l'amplificateur**, le condensateur **C9 est initialement déchargé**. Les broches 8 et 13 de U3c se trouvent à un niveau logique 0 et donc U3d a sa sortie forcée à un niveau logique 0, ce qui **bloque le transistor T12**. Le relais se trouve alors au repos.

Caractéristiques techniques de l'amplificateur MOSFET

- Puissance de sortie efficace sous 4 Ω à 1 kHz : **220 W_{RMS}**
- Puissance de sortie efficace sous 8 Ω à 1 kHz : **120 W_{RMS}**
- Bande passante à -3 dB : de **10 Hz à 50 000 Hz**
- Impédance d'entrée : 45 kΩ
- Sensibilité d'entrée à la puissance maximale sous 8 Ω : **910 mV_{eff}**
- Sensibilité d'entrée à la puissance maximale sous 4 Ω : **830 mV_{eff}**
- Tension d'alimentation : **± 56 VDC**
- Courant consommé par canal à 8 Ω : **3,9 A**
- Courant consommé par canal à 4 Ω : **7,1 A**

Le niveau logique 0 sur la broche 8 maintient à un niveau haut la sortie de U3c, et par conséquent la broche 12 de U3d et la broche 2 de U3a, dont la sortie de cette dernière est forcée à un niveau haut et reste dans cette situation tant que la broche 5 de l'optocoupleur se trouve à un niveau haut, c'est-à-dire aussi longtemps que l'optocoupleur est au repos (non conducteur).

Par conséquent, la broche 9 de U3c se trouve à un niveau haut et le monostable reste dans une condition d'équilibre qui ne peut pas être modifiée **jusqu'à ce que le condensateur C9 soit assez chargé à travers R32 pour amener les broches 8 et 13 à un niveau haut**, alors que l'état logique des sorties de U3d et U3a dépendent de l'état de leurs autres entrées.

Une fois le condensateur C9 chargé, la **broche 13** de **U3d** se trouve à un **niveau logique haut** comme la broche 12, de sorte que la sortie de U3d passe à un niveau bas qui sature le transistor T12, car elle polarise la

base à travers R30 et R31 (R31 se trouve à la masse).

Le **collecteur du transistor PNP alimente alors la bobine** du relais **RL1**, dont le contact connecte la sortie de l'amplificateur au haut-parleur (ou enceinte). La LED **LD1**, connectée en parallèle avec la bobine du relais, **s'allume lorsque la connexion avec le haut-parleur est établie**.

Le délai avec lequel le contact du relais se colle par rapport à la mise sous tension de l'amplificateur dépend de la **constante de temps** déterminée par **R32 et C9**. Le retard est d'environ 1,5 secondes. La diode D3 permet de décharger rapidement C9 lorsque l'alimentation est coupée.

Maintenant, examinons ce qui se produit lorsque le courant absorbé par le haut-parleur est tel qu'il entraîne une chute de tension aux bornes de R20 supérieure à celle nécessaire pour faire conduire le transistor T10.

Dans ce cas, le collecteur de T10 alimente la diode de l'optocoupleur et sa sortie passe à un niveau logique 0 (à la masse), **forçant ainsi la sortie de U3a à un niveau haut qui déclenche le bistable**.

La sortie de U3c est portée à un niveau logique 0 et provoque le changement d'état de la broche 11 à un niveau haut, ce qui **bloque le transistor T12** et relâche le contact de RL1. La **LED s'éteint** pour confirmer que le haut-parleur n'est plus relié à la sortie de l'amplificateur.

En plus de la LED LD1 montée en parallèle avec la bobine du relais et



Ici, un seul étage de puissance est fixé au radiateur à l'aide d'une équerre en aluminium.

qui est polarisée par la résistance de limitation de courant R33, se trouve la diode D2 en parallèle avec la bobine afin d'éviter toute surtension inverse produite à chaque coupure de courant qui pourrait détruire T12.

Complétons la description de l'étage de protection en disant que la partie relative à la demi-onde négative (optocoupleur U1) fonctionne de manière similaire, mais avec une polarité inversée. En outre, T11 commande l'optocoupleur U1 qui est séparé physiquement de U2. Ainsi, ces deux optocoupleurs fonctionnent en parallèle au niveau des sorties et forment une sorte de porte logique « OR » opto-isolée.

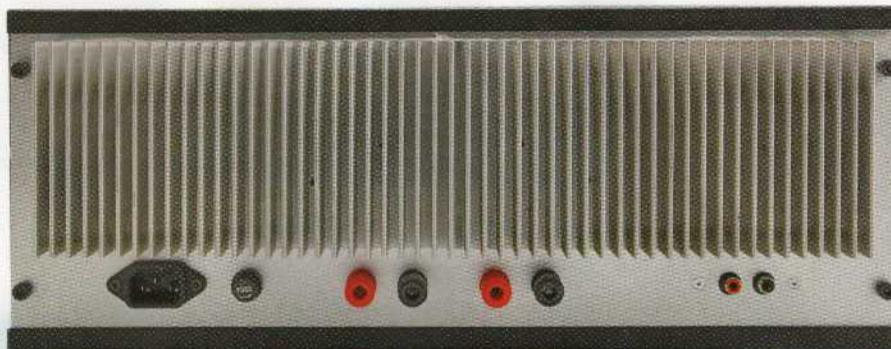
Notez la présence des condensateurs C7 et C8, ces derniers limitent le fonctionnement du circuit à des fréquences audio élevées afin d'éviter des phénomènes d'oscillations.

Pour conclure sur le fonctionnement du circuit de protection, en cas de fonctionnement sur des charges de 4Ω à la puissance maximale, il se peut que des fréquences basses déclenchent l'étage de protection en déconnectant l'enceinte acoustique. Dans ce cas, vous devez réduire la valeur des résistances R18, R19, R20 et R21 à $0,15 \Omega$ et vérifier ce qui se passe. À la limite, vous pouvez descendre jusqu'à $0,1 \Omega$.

Revenons maintenant à l'étage de sortie, les signaux des deux demi-ondes positive et négative arrivent sur le nœud commun à C7, C8, R23 et R24 pour former un signal sinusoïdal complet qui, à travers la self L1 montée en série avec le contact du relais, atteint le haut-parleur.

La self L1 sert à protéger les bobines mobiles des haut-parleurs de l'enceinte acoustique contre les harmoniques de hautes fréquences qui pourraient endommager les haut-parleurs des médiums et des tweeters, bien que les enceintes comportent en interne des filtres passe-haut pour éviter ce problème.

En parallèle avec la sortie de l'amplificateur et en amont de la self L1 se trouve un réseau Rx/Cx appelé **cellule de Boucherot**.



À l'arrière du coffret en aluminium, nous avons disposé un dissipateur en le couplant avec de la pâte de silicone. Sur la partie inférieure, vous apercevez respectivement de gauche à droite, la prise secteur VDE et le fusible sur le primaire du transformateur, les fiches bananes des HP et les prises RCA pour le signal d'entrée.

Ce réseau permet d'éviter des phénomènes d'oscillations et donc d'assurer la stabilité de l'amplificateur en diminuant l'aspect inductif d'un haut-parleur pour les hautes fréquences. Il permet de compenser partiellement les variations de l'impédance d'un haut-parleur, notamment en fonction de la longueur et de la qualité du câble avec lequel le haut-parleur est relié à l'amplificateur.

L'impédance de la cellule de Boucherot diminue lorsque la fréquence augmente, ce qui a pour effet de contrecarrer l'augmentation de l'impédance de la charge (HP) de l'amplificateur.

La cellule sert également à compenser la rotation de phase (une sorte de circuit de correction) induite par la présence du filtre à l'intérieur d'une enceinte acoustique.

Certaines enceintes acoustiques sont dotées de filtre de deuxième et troisième ordre et qui ont donc un comportement difficilement prévisible sur l'ensemble du spectre du signal audio amplifié et peuvent donc provoquer un dysfonctionnement de la cellule de Boucherot.

Si vous constatez que l'amplificateur se met à osciller, modifiez la valeur du condensateur Cx sans dépasser 220 nF, essayez aussi de réduire légèrement Rx sans descendre en dessous de $6,8 \Omega$. Sinon ne montez pas la cellule Rx/Cx.

Analysons maintenant le comportement de l'amplificateur en présence du

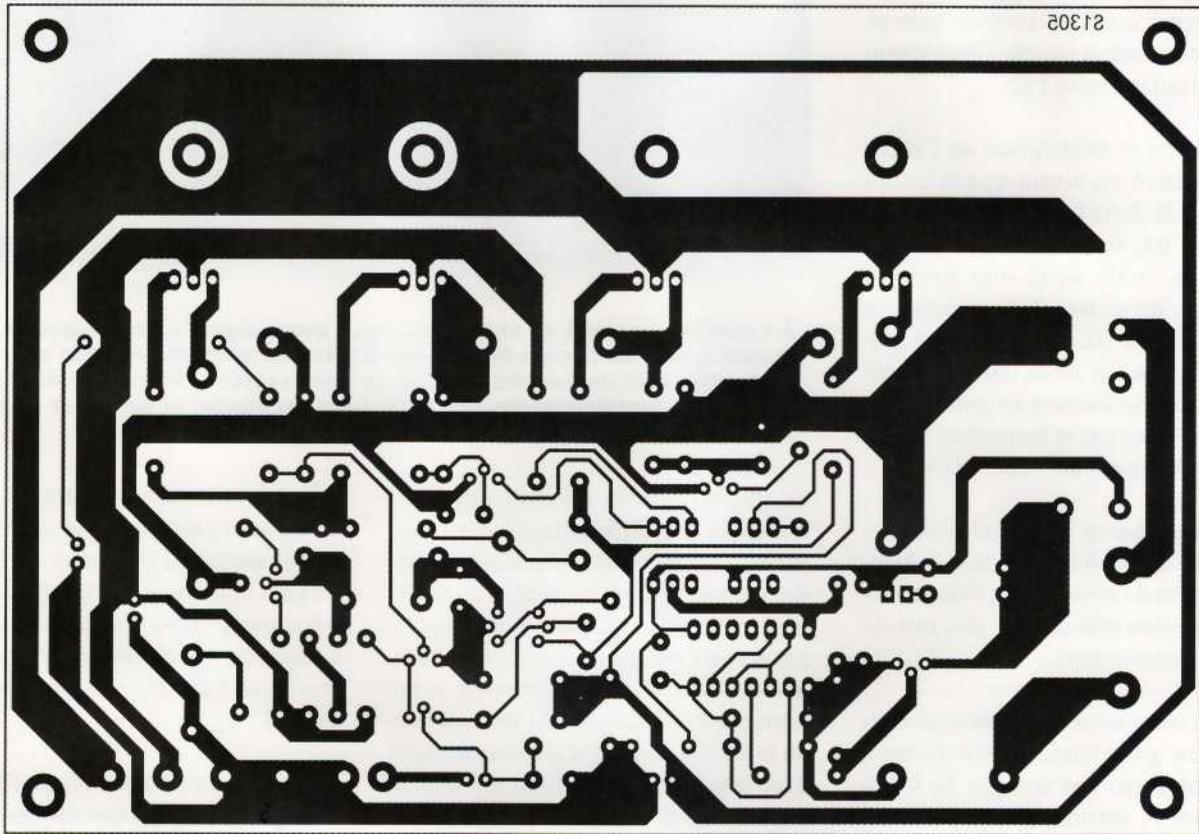
signal et le fonctionnement du réseau de contre-réaction réalisé par R11, R3 et C4, servant à maintenir en continu un gain unitaire et dans la gamme des fréquences audio une amplification en tension du signal d'entrée d'environ 34 fois (pour $500 \text{ mV}_{\text{eff}}$ nous obtenons en sortie $17 \text{ V}_{\text{eff}}$).

Supposons qu'à l'entrée de l'amplificateur nous appliquons un signal sinusoïdal. Lors d'une demi-onde positive, **l'amplitude du signal augmente ce qui réduit la polarisation de la base de T1** (par rapport à sa polarisation au repos). Le **signal sur le collecteur de T1 devient négatif** et avec lui la tension appliquée sur la base de T5, dont le potentiel de collecteur augmente. Cela implique que la tension appliquée sur les grilles de T7 et T9 croît, ce qui a tendance à **bloquer les MOSFET**.

La situation de T8 et T10 est opposée, car la diminution du courant d'émetteur de T5, provoquée par l'abaissement de la polarisation de la base, augmente la chute de tension aux bornes de R6. Ainsi, **T4 a tendance à conduire davantage** (parce que sa tension V_{be} augmente) donc le potentiel de son collecteur diminue.

Cette condition augmente légèrement le courant de collecteur du transistor T3, et donc cela provoque une augmentation de la chute de tension aux bornes de R10. Ainsi, l'augmentation du potentiel du collecteur de T5 entraîne une diminution du courant circulant dans la branche construite autour du générateur T3 et des résistances R15 et R16.

Plan de montage de l'amplificateur MOSFET



Circuit imprimé d'un canal de l'amplificateur MOSFET à l'échelle 1 : 1 côté soudures.

Liste des composants de l'amplificateur MOSFET

R1..... 47 k Ω
 R2..... 47 k Ω
 R3..... 1 k Ω
 R4..... 3,9 k Ω
 R5..... 3,9 k Ω
 R6..... 100 Ω
 R7..... 100 Ω
 R8..... 12 k Ω 1W
 R9..... 100 Ω
 R10.... 47 Ω
 R11.... 33 k Ω
 R12.... 100 Ω
 R13.... 100 Ω
 R14.... 100 Ω
 R15.... 100 Ω
 R16.... trimmer 220 Ω
 R17.... 100 Ω
 R18.... 0,18 Ω 4W
 R19.... 0,18 Ω 4W
 R20.... 0,18 Ω 4W
 R21.... 0,18 Ω 4W
 R22.... 100 Ω

R23.... 820 Ω
 R24.... 820 Ω
 R25.... 100 Ω
 R26.... 6,8 k Ω
 R27.... 6,8 k Ω
 R28.... 22 k Ω
 R29.... 820 Ω
 R30.... 47 k Ω
 R31.... 15 k Ω
 R32.... 150 k Ω
 R33.... 1 k Ω
 Rx 10 Ω 2W (voir texte)

C1..... 22 μ F/35 V électrolytique
 C2..... 47 pF céramique
 C3..... 6,8 nF/100 V polyester pas de 10mm
 C4..... 47 μ F/35 V électrolytique
 C5..... 33 pF céramique
 C6..... 33 pF céramique
 C7..... 470 nF/50 V polyester
 C8..... 470 nF/50 V polyester
 C9..... 47 μ F/63 V électrolytique
 C10.... 100 μ F/63 V électrolytique
 C11.... 100 μ F/63 V électrolytique
 Cx..... 100 nF/100 V polyester pas de 10 mm (voir texte)

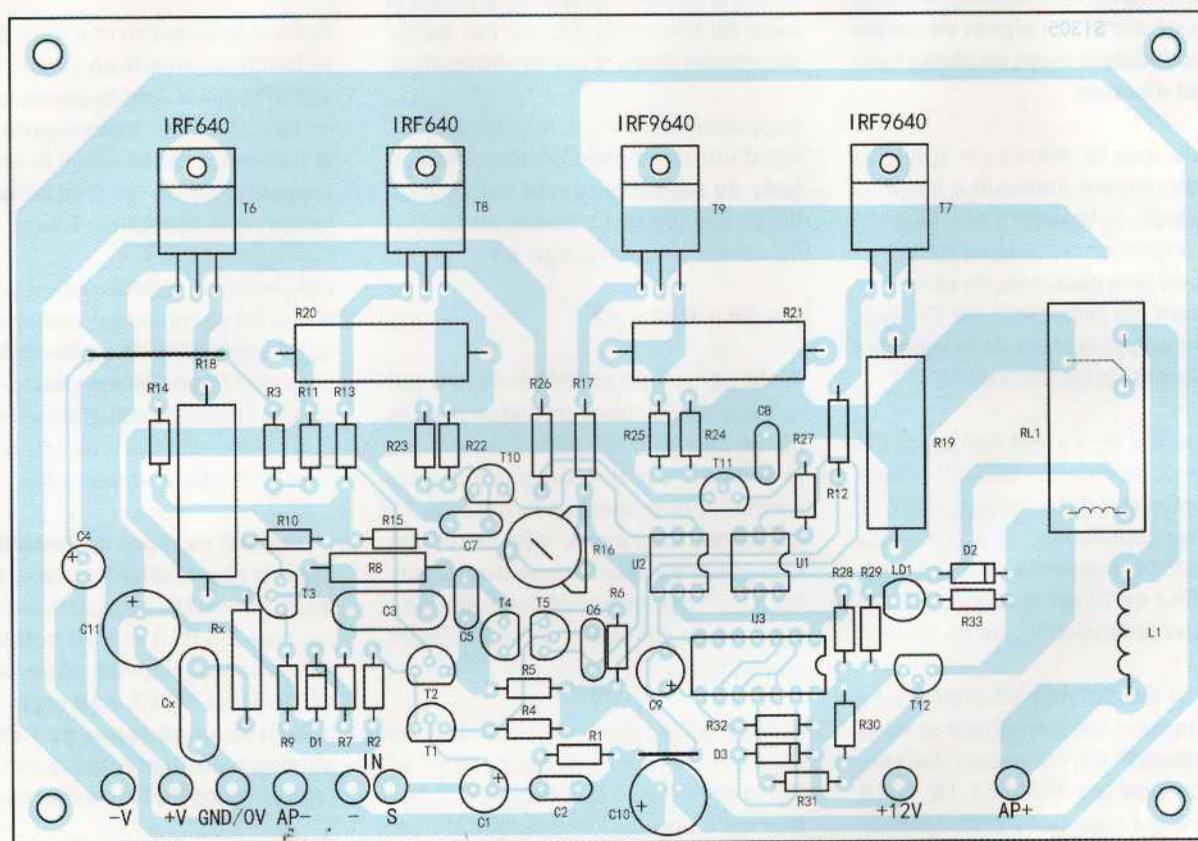
D1..... 1N4002
 D2..... 1N4002
 D3..... 1N4148

T1 MPSA92
 T2 MPSA92
 T3 MPSA92
 T4 MPSA42
 T5 MPSA42
 T6 IRF640
 T7 IRF9640
 T8 IRF640
 T9 IRF9640
 T10 MPSA42
 T11 MPSA92
 T12 BC557

U1..... 4N25
 U2..... 4N25
 U3..... CD4093

RL1.... FTR-H1CA012V

LD1.... LED 5 mm rouge
 L1 inductance (voir texte)



Plan de câblage des composants d'un canal de l'amplificateur MOSFET.

Divers

Support circuit intégré 2 x 3 broches (x2)

Support circuit intégré 2 x 7 broches

Kit de montage mica + rondelle isolante pour TO220 (x 4)

Dissipateur : ABL Components
référence Radiospares : 903-3074
référence fabricant 163AB1500B

Equerre de fixation : utiliser une cornière en aluminium brut 30 x 30 mm, longueur 1 m à couper (Castorama, ou autre)

NB : tous les transistors, le relais RL1 et le dissipateur sont disponibles à la vente sur <http://fr.rs-online.com>.

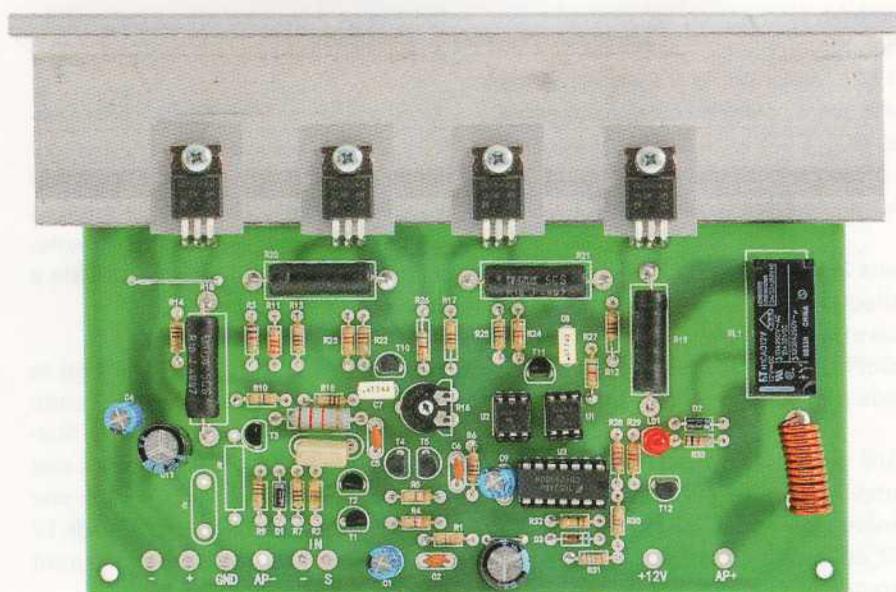


Photo du circuit imprimé d'un canal de l'amplificateur. Les transistors MOSFET sont fixés avec des isolants sur l'équerre en aluminium.

Le potentiel des grilles de T8 et T10 augmente, et les **MOSFET conduisent de plus en plus**, augmentant ainsi la tension de sortie. Le **signal de sortie de l'amplificateur étant en phase** avec le **signal d'entrée**.

Une fois que le maximum (pic) du signal sinusoïdal appliqué à l'entrée est dépassé, la tension d'entrée commence à diminuer et la base de T1 est de plus en plus polarisée, de sorte que le courant de collecteur de T1 augmente ainsi que la chute de tension aux extrémités de la résistance R4.

Le collecteur de T5 voit son potentiel diminuer, cela entraîne une diminution du potentiel des grilles des MOSFET T7 et T9. Par conséquent, le potentiel du collecteur T4 augmente car le courant d'émetteur de T5 est plus important et fait chuter la tension V_{BE} de ce dernier.

Dans ces conditions, T3 diminue sa propre tension base-émetteur et donc son potentiel de collecteur baisse, de sorte que les MOSFET T6 et T8 réduisent leur courant de drain. Lorsque le signal sinusoïdal d'entrée passe par le point zéro, la tension de sortie de l'amplificateur est nulle.

Pour la demi-onde négative du signal d'entrée, la situation est inversée. En effet, T1 commence à conduire de plus en plus ainsi que le transistor T4, de sorte que le potentiel appliqué aux grilles des MOSFET T7 et T9 diminue davantage et provoque ainsi une augmentation du courant de drain de ces MOSFET.

Dans le même temps, le potentiel du collecteur de T4 diminue de plus en plus et donc le potentiel des grilles des MOSFET de la branche positive diminue jusqu'à ce que T6 et T8 soient bloqués.

Dans ce cas, la tension de sortie de l'amplificateur est négative car elle est générée par la conduction des MOSFET de la branche négative T7 et T9. Lorsque le signal d'entrée redevient positif, la situation redevient identique à celle décrite pour la demi-onde positive. Le cycle se répète ainsi tant qu'un signal d'entrée est appliqué.

Examinons maintenant le fonctionnement de la contre-réaction.

Nous constatons qu'une fraction du signal de sortie est prélevée et acheminée à travers la résistance R11 à la base du transistor T2, qui fait partie du premier étage d'entrée différentiel.

Supposons que nous soyons dans le cas d'une demi-onde positive, l'**amplitude du signal réinjecté sur la base de T2 est proportionnelle** au facteur de contre-réaction β égal à :

$$\beta = R3 + R11 / R3$$

Cette portion de signal réinjectée sur la base de T2 reste en phase avec le signal de sortie, de sorte que lorsque la tension sur le haut-parleur augmente, le potentiel sur la base de T2 augmente. Cela a pour effet de réduire la tension émetteur-base du transistor T2 (PNP), et par conséquent son courant de collecteur et son courant d'émetteur.

Puisque R2 est traversée par la somme des courants des émetteurs de T1 et T2, la diminution du courant d'émetteur de T2 produit une augmentation de la tension d'émetteur des deux transistors, et donc fait **croître la tension V_{BE} de T1**. Cela provoque une conduction plus importante de T1 qui entraîne une augmentation du courant de collecteur et donc une chute de tension plus importante aux bornes de R4.

Ainsi la base de T4 est polarisée davantage, donc le potentiel de son collecteur diminue (NPN), de sorte que la tension V_{GS} des MOSFET T6 et T8 diminue et celle des MOSFET T7 et T9 augmente. Il en résulte que la **tension de sortie a tendance à diminuer**.

Concernant le fonctionnement de la contre-réaction pour une demi-onde négative, le discours est similaire. Supposons que le signal de sortie soit une demi-onde négative, cela entraîne une diminution du potentiel de la base de T2 et donc une augmentation du courant d'émetteur de celui-ci.

Donc, globalement cela implique une diminution du potentiel des émetteurs de T1 et T2, T1 est alors moins polarisé et le collecteur de T4 voit sa tension augmenter. Il en résulte une polarisation plus grande de T6 et T8 par rapport à

T7 et T9, et donc la tension de sortie a tendance à augmenter.

Notez que ce qui vient d'être décrit est le fonctionnement en présence d'un signal compris dans la bande passante de l'amplificateur. Nous supposons que la fréquence est telle que la réactance capacitive de C4 est plus petite que la valeur de la résistance R3.

Par contre, en régime continu le condensateur C4 se comporte comme un circuit ouvert, la tension de sortie atteignant la base de T2 détermine un taux de contre-réaction égal à 1, condition qui stabilise parfaitement le point de repos et évite ainsi toute dérive thermique.

Le **courant de repos de l'amplificateur** dépend essentiellement de la position du trimmer **R16**, puisque la somme des résistances R15 et R16 détermine la différence de potentiel entre les grilles de T6/T8 et T7/T9. **R16 règle donc la polarisation au repos de l'étage de puissance** et par conséquent le courant de repos de l'amplificateur.

La polarisation de l'étage de puissance est le facteur déterminant pour une parfaite reproduction du signal amplifié, car il agit sur la distorsion de croisement inhérente à la classe AB.

En fait, tous les autres étages (les 2 étages différentiels ainsi que celui de T3) de l'amplificateur fonctionnent en classe A (ils amplifient le signal en entier), tandis que l'étage de puissance composé des MOSFET fonctionne de manière complémentaire sur une seule alternance du signal, cela correspond à un fonctionnement en classe B.

Le courant de repos doit être réglé de façon à maintenir une polarisation des grilles des MOSFET minimale pour qu'à l'intersection entre les deux demi-ondes (c'est-à-dire lorsque le MOSFET de la section positive est bloqué et celui de la section négative devient passant) le signal varie de manière fluide et continue.

En **augmentant la valeur** résistive du trimmer **R16**, à courant de collecteur constant de T4, cela fait **augmenter la tension V_{GS}** des MOSFET et donc ceux-ci **absorbent plus de courant au**

Calcul du dissipateur

Dans le cas de notre amplificateur et en général pour les amplificateurs fonctionnant en AB, lors du dimensionnement du dissipateur thermique de l'étage final nous devons tenir compte de la puissance à dissiper et de la température ambiante maximale dans laquelle le circuit fonctionnera.

La puissance dissipée d'un amplificateur fonctionnant en classe AB est d'environ 40 % de la puissance fournie en sortie, donc pour 200 W_{eff} fournis en sortie la puissance dissipée sera de 80 W pour un canal. À noter **qu'un canal consommera 280 W** au niveau de l'alimentation (puissance de sortie + puissance dissipée). Supposons que la température ambiante maximale atteigne 40 °C, ce qui s'est produit cet été dans le sud de la France. À partir de ces valeurs, nous obtenons la résistance thermique globale « θ_{ja} » entre la jonction du semi-conducteur et l'environnement (c'est-à-dire entre la jonction et le milieu ambiant). La résistance thermique du dissipateur « θ_{ha} » (c'est-à-dire entre le dissipateur et le milieu ambiant) est égale à la différence entre « θ_{ja} », « θ_{jc} » (résistance thermique entre la jonction et le boîtier du composant) et « θ_{ch} » (résistance thermique entre le boîtier du composant et le dissipateur).

Nous obtenons : $\theta_{ha} = \theta_{ja} - \theta_{jc} - \theta_{ch}$

Cette formule correspond à la différence de la température maximale entre la jonction du semi-conducteur, la température ambiante autorisée et la puissance à dissiper. En supposant qu'un étage final dissipe 40 W (donc les 2 dissipent 80 W) à la puissance maximale et que nous utilisons un seul dissipateur pour les 2 étages de puissance, nous obtenons :

$$\theta_{ja} = 110 \text{ °C} / 80 \text{ W} = 1,375 \text{ °C/W}$$

en fixant une température maximale de la jonction d'un MOSFET à 110 °C. En réalité, la température maximale de fonctionnement de la jonction est de 150 °C. Cependant, il faut garder une certaine marge, donc nous fixons la limite à 110 °C.

Étant donné que le radiateur comporte 4 transistors, chacun nécessite une « θ_{ja} » quatre fois plus grande, soit 5,5 °C/W. Avec un seul dissipateur, le montage mécanique des MOSFET doit être effectué en insérant une feuille isolante de mica avec de la graisse de silicone, ce qui entraîne une résistance thermique d'environ 1 °C/W pour un boîtier TO-220, comme ceux des IRF640 et 9640. Notez que la « θ_{jc} » mentionnée par le fabricant est d'environ 1 °C/W, nous obtenons une « θ_{ha} » de :

$$\theta_{ha} = 5,5 - 1 - 1 = 3,5 \text{ °C/W}$$

Cela correspond à la résistance thermique du dissipateur pour un seul MOSFET, mais comme nous utilisons un seul dissipateur de grande taille avec des isolants en mica pour chaque transistor, le dissipateur doit avoir une résistance thermique 4 fois plus petite, soit 0,875 °C/W, dans le cas d'une puissance maximale à 4 Ω. En prenant un dissipateur de dimensions **150 x 250 x 40 mm** ayant une **résistance thermique de 0,14 °C/W**, cela nous laisse une marge pour un fonctionnement en toute sécurité des MOSFET.

repos (cela réduit la distorsion de croisement à des valeurs infinitésimales).

Si par contre V_{GS} diminue, cela entraîne une diminution du courant circulant dans les MOSFET au repos. Cependant la distorsion de croisement sera plus importante, et peu à forte puissance déformer le signal de sortie.

Nous expliquerons comment ajuster R16 lorsque nous aborderons la réalisation pratique.

Notez que, contrairement à d'autres amplificateurs (notamment ceux dont l'étage de puissance dispose de transistors bipolaires), **il n'y a pas de stabilisation thermique de la polarisation.**

Cela n'est pas nécessaire avec des MOSFET, car à l'inverse des transistors bipolaires, ils ont un **coefficient de température positif.**

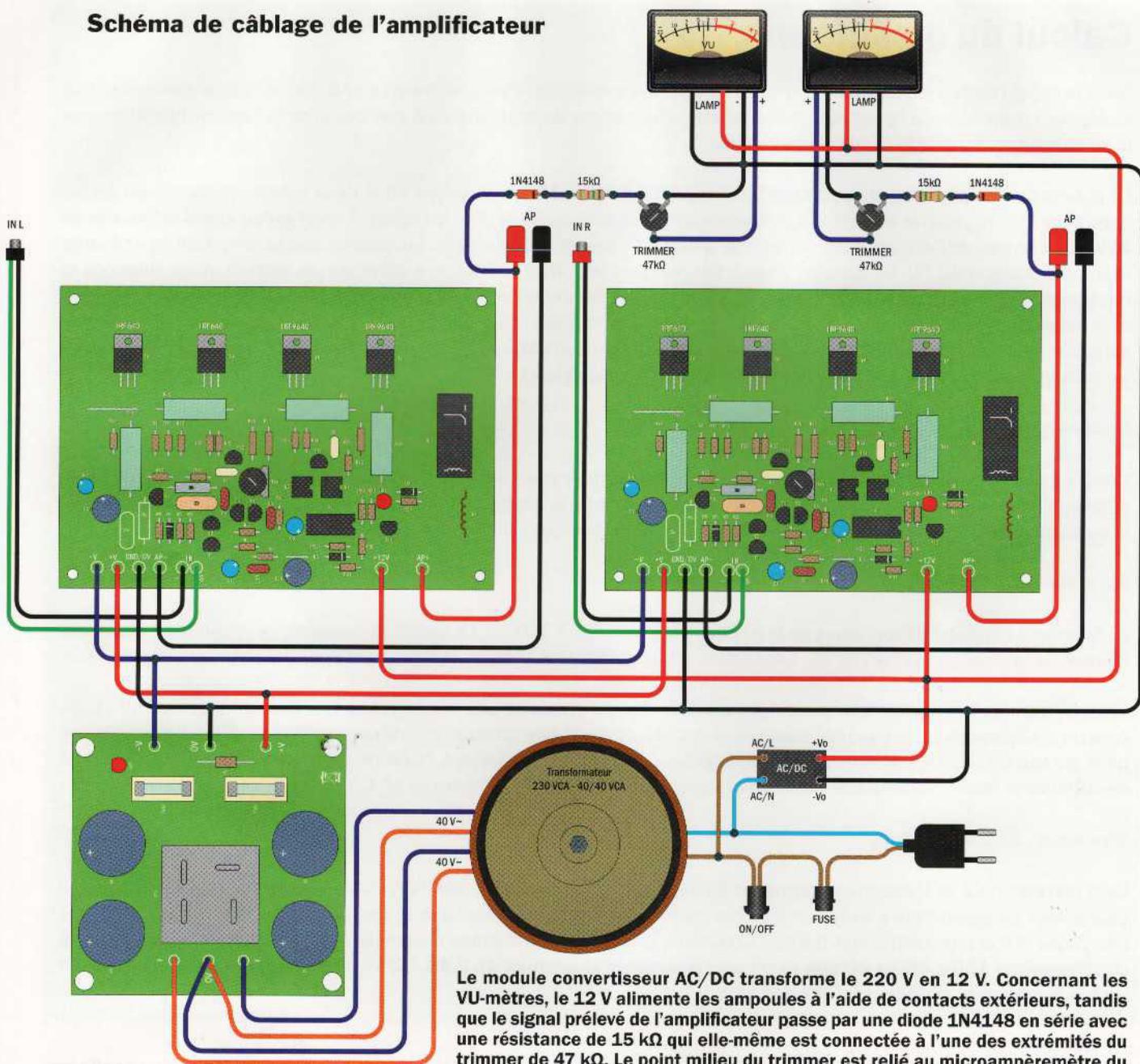
La jonction d'un transistor MOSFET se comporte comme une résistance semi-conductrice. Si la température augmente, sa résistance croît (cela est dû au phénomène d'agitation thermique). Donc si le courant de repos de l'étage final tend à augmenter, la chaleur dissipée par la jonction augmente, et par conséquent la température au niveau de la jonction. Il en résulte que la résistance de cette dernière augmente ce qui fait diminuer automatiquement le courant circulant dans la jonction.

Un transistor bipolaire a un coefficient de température négatif, lorsque la jonction collecteur-émetteur s'échauffe cela provoque l'augmentation du courant du collecteur, ce qui entraîne une augmentation encore plus importante de la température de la jonction jusqu'à l'autodestruction du transistor.

L'alimentation

Nous venons de décrire le fonctionnement de l'amplificateur, nous allons maintenant aborder l'étage d'alimentation. Il s'agit d'une alimentation symétrique non régulée, comme cela est habituel pour les amplificateurs de puissance.

Schéma de câblage de l'amplificateur



Le module convertisseur AC/DC transforme le 220 V en 12 V. Concernant les VU-mètres, le 12 V alimente les ampoules à l'aide de contacts extérieurs, tandis que le signal prélevé de l'amplificateur passe par une diode 1N4148 en série avec une résistance de 15 kΩ qui elle-même est connectée à l'une des extrémités du trimmer de 47 kΩ. Le point milieu du trimmer est relié au microampèremètre du VU-mètre, l'autre extrémité étant à la masse.

Elle se compose d'un transformateur torique avec un point milieu dont le secondaire développe 2 x 40 V.

Les extrémités des enroulements du transformateur sont reliées à un pont de diode de type « pont de Graetz ». Le point milieu du transformateur constitue la masse de référence. En sortie du pont de diode, deux condensateurs électrolytes de haute capacité (6800 µF chacun) sont connectés en parallèle pour former une capacité équivalente à 13600 µF pour chaque demi-alimentation.

Nous avons soudé directement en parallèle sur les broches des condensateurs électrolytes (sous le circuit imprimé) des condensateurs de 100 nF pour filtrer les parasites provenant du réseau ou des connexions.

En sortie des condensateurs de filtrage, nous trouvons une **tension symétrique théorique qui vaut 1,4 (√2) fois la tension de sortie d'un enroulement secondaire** du transformateur, soit $40 \times 1,4 = 56$ VDC pour chaque demi-alimentation (elles sont de signe opposé).

Ainsi l'alimentation fournira ± 56 VDC à vide, c'est-à-dire une tension positive de 56 VDC par rapport à la masse notée « + V » et une tension négative de - 56 VDC par rapport à la masse notée « - V ».

Sur la branche positive de l'alimentation (« + V »), nous prélevons une partie de la tension pour fournir une tension stabilisée de 12 VDC afin d'alimenter l'étage de protection de l'amplificateur. Nous avons deux possibilités pour délivrer cette tension de 12 VDC :

1. soit utiliser une diode Zener de 12 V / 1W et une résistance de 820 Ω / 1W ;
2. soit utiliser un convertisseur AC/DC de 12 V / 20 W (solution adoptée).

Notez la présence d'un fusible rapide de 10 A en série sur chaque demi-alimentation.

Réalisation pratique

La construction de cet amplificateur haut de gamme est à la portée de tous, car il nécessite que des composants traversent. Les circuits imprimés sont de type simple face. Cependant, il faut prêter une attention particulière et être soigneux tout au long de la construction, car certains composants sont coûteux et que la moindre erreur peut être fatale à cause des tensions mises en jeu.

Une fois les circuits imprimés gravés et percés, commencez par souder les composants ayant un profil bas, c'est à dire les résistances 1/4 W et les diodes en respectant l'orientation de leurs bagues.

Concernant les résistances, afin d'éviter toute erreur, utilisez un multimètre et mesurez leurs valeurs ohmiques avant de les souder. C'est un processus plus long mais plus sûr car la moindre erreur au niveau du circuit de polarisation entraînerait la destruction des MOSFET.

Continuez en soudant le trimmer, les condensateurs non polarisés, les transistors en boîtier TO-92 (les petits en forme de demi-lune). Vérifiez leur orientation à l'aide du plan de câblage avant de les souder, ensuite soudez les supports des optocoupleurs et du 4093.

Soudez ensuite les résistances de puissance R18 à R21, elles doivent être surélevées de 5 mm par rapport à la surface du circuit imprimé afin de permettre l'évacuation de la chaleur produite pendant le fonctionnement.

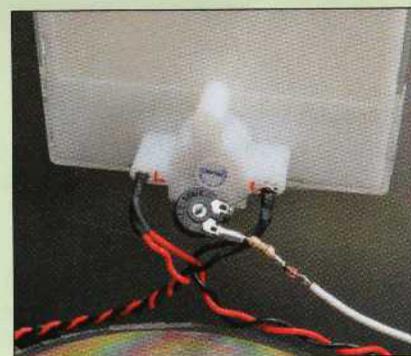
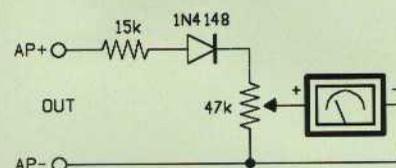
Soudez les condensateurs électrolytiques (polarisés) en respectant l'orientation (le moins est indiqué sur le boîtier et le plus correspond à la patte la plus longue).

Le câblage des vu-mètres

Pour la réalisation du prototype de l'amplificateur, nous avons utilisé deux VU-mètres analogiques (un par canal), rappelant le style vintage de la haute-fidélité des années 70. L'avantage d'un VU-mètre analogique (à aiguille) par rapport à un afficheur numérique est sa très faible inertie permettant de visualiser les pics du signal audio. Les VU-mètres sont rétroéclairés à l'aide d'ampoules à incandescence intégrées. En amont des VU-mètres se trouve un circuit constitué de 3 composants. Ils doivent être câblés en fil volant. Le circuit se compose d'une résistance de 15 k Ω en série avec une diode 1N4148 suivie d'un trimmer de 47 k Ω .

La diode redresse seulement une demi-onde du signal de sortie de l'amplificateur pour le rendre unidirectionnel. Nous obtenons ainsi des impulsions dont les amplitudes sont proportionnelles au signal de sortie envoyé aux haut-parleurs. Le trimmer permet de régler l'amplitude du signal afin d'étalonner la sensibilité du VU-mètre.

Le circuit représenté ci-après doit être réalisé en double exemplaire pour chaque canal. Vous devez connecter respectivement les points « AP+ » et « AP- » du circuit à ceux de l'amplificateur (après la self L1 sur le schéma de l'amplificateur). La résistance de 15 k Ω 1/4W protège le VU-mètre dans le cas où le point milieu du trimmer se situe vers la cathode de la diode.



N'oubliez pas de souder les ponts en utilisant des morceaux de pattes de composants. Un est situé vers R18 et l'autre vers C10. Soudez la LED LD1 en respectant l'orientation, le méplat se trouve face à R29.

Maintenant vous devez fixer les transistors MOSFET sur l'équerre qui aura été au préalable coupé et percée correctement. Evitez de toucher les pattes des MOSFET, utilisez de la mousse électrostatique pour enlever toute charge électrique sur vos doigts qui pourrait endommager les MOSFET.

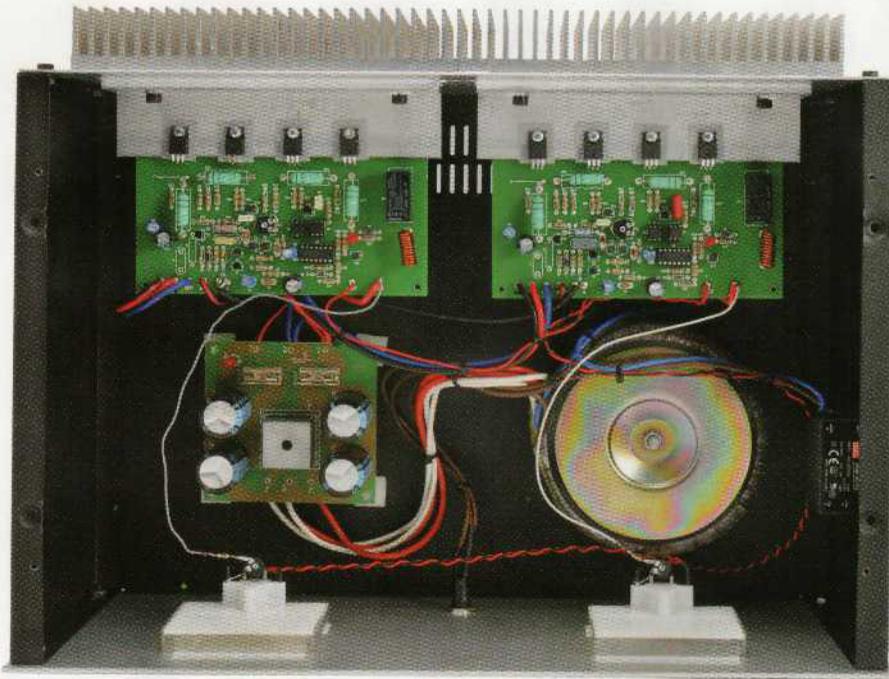
Pliez délicatement les transistors de sorte que leurs pattes forment un angle de 90° avec l'équerre. Insérez le kit de fixation contenant la feuille de mica et la rondelle isolante pour boîtier TO220, serrez légèrement la vis de façon à pouvoir manœuvrer le transistor.

Répétez l'opération pour les autres transistors, et ensuite présentez l'équerre en correspondance avec les trous sur le circuit imprimé où viennent souder les MOSFET.

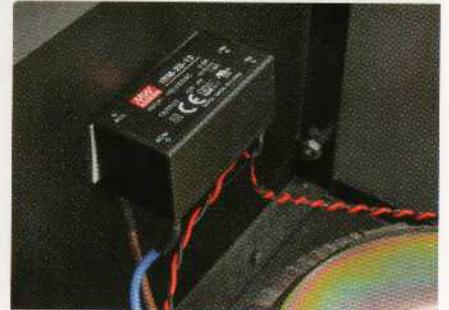
Eventuellement, ajustez la position des transistors puis serrez les vis de fixation. Ensuite soudez les MOSFET. Il ne vous restera plus qu'à visser l'équerre sur le dissipateur. Soudez le relais RL1.

La self **L1 doit être fabriquée par vos soins**, il s'agit d'une self à air de diamètre 6 mm. Procurez-vous un objet (crayon ou stylo) de diamètre 6 mm, bobinez une quinzaine de spires jointives de fil de cuivre émaillé de diamètre de 1,2 mm. Retirez l'objet et grattez les extrémités de l'enroulement pour permettre à la soudure d'adhérer.

Une fois la self L1 soudée, insérez dans leurs supports respectifs les



Ci-contre, l'amplificateur câblé et monté dans un boîtier en aluminium d'épaisseur 1,5 mm, le panneau arrière a été découpé pour fixer l'ensemble « circuit imprimé + radiateur ». À côté, vous pouvez voir le convertisseur 220 V/12 V utilisé pour alimenter les ampoules des VU-mètres et l'étage de protection de chaque canal de l'amplificateur. Le convertisseur est disponible auprès de la société COMELEC (comelec.fr).



optocoupleurs et le 4093 en faisant attention à l'orientation. Les repères en « U » des circuits sont tous orientés vers le relais RL1.

Pour l'instant, **ne soudez pas Rx et Cx**, car l'amplificateur est en cours de test. Vissez l'équerre sur le dissipateur en appliquant de la graisse de silicone pour assurer un transfert thermique optimal entre cette dernière et le radiateur. Vous pouvez aussi fixer directement les MOSFET sur le dissipateur en vous passant de l'équerre, selon votre convenance.

Quelle que soit votre solution adoptée, n'oubliez pas d'isoler la partie métallique des MOSFET du dissipateur au moyen des kits d'isolement appropriés en mica, avec la rondelle isolante et les vis et écrous 3MA. Cela est crucial, car la partie métallique des MOSFET est connectée électriquement en interne aux drains qui eux-mêmes sont reliés directement aux lignes d'alimentations. Cela provoquerait un court-circuit au niveau de l'alimentation avec des conséquences désastreuses.

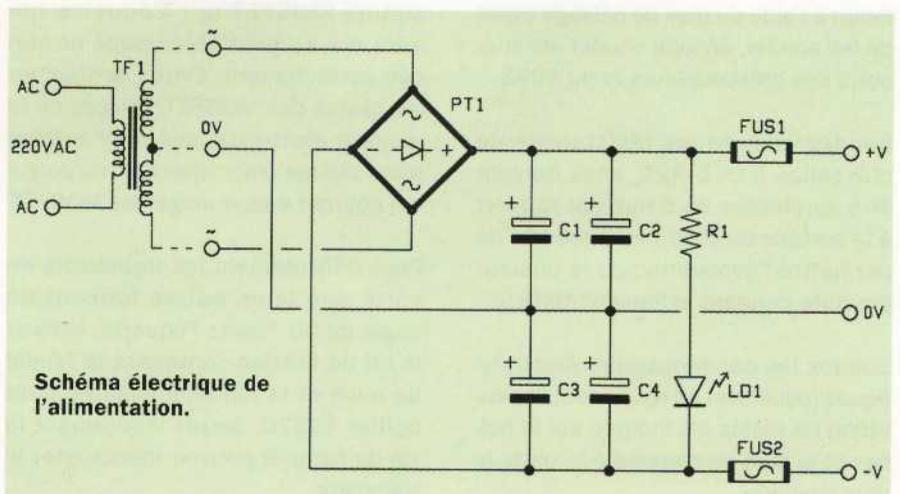
Soyez vigilants, testez à l'aide d'un multimètre, positionné sur le symbole de la diode (continuité), l'isolation des drains avec le radiateur et l'équerre éventuellement. Le multimètre doit indiquer une résistance infinie, il ne doit pas biper.

Si vous utilisez des feuilles de mica pour l'isolation (qui sont transparentes), vous devez appliquer de la graisse de silicone des deux côtés. Si vous utilisez des feuilles de téflon (de couleur grise), vous n'avez pas besoin de silicone, car ce matériau adhère aux aspérités présentes à la surface de l'aluminium assurant une conduction thermique avec la partie métallique des transistors.

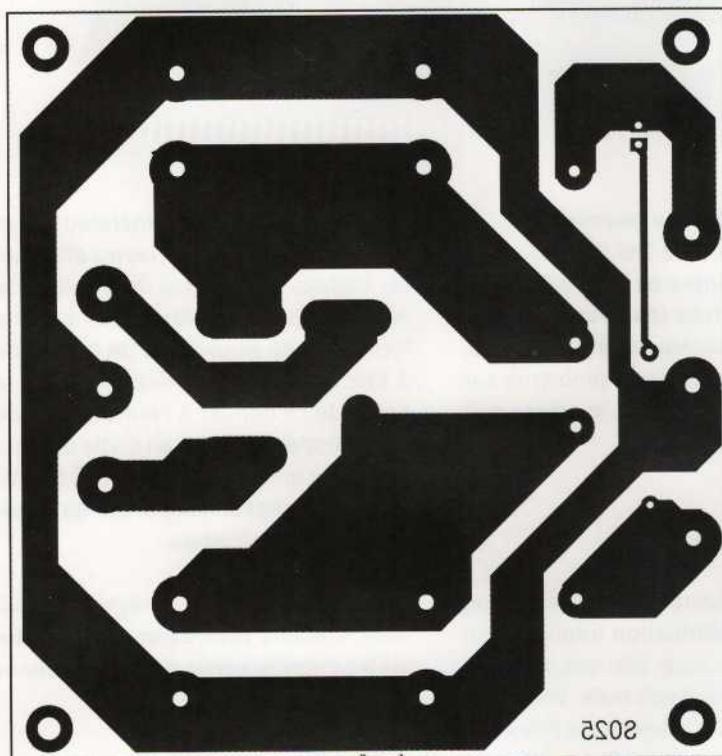
Vérifiez l'assemblage de l'ensemble en vous assurant qu'il n'y a pas de courts-circuits au niveau du câblage du transformateur, des circuits imprimés, du convertisseur ou des composants proches des VU-mètres.

Assurez-vous que tous les composants sont au bon endroit et correctement montés. Cette étape de vérification est essentielle car vous ne devez pas oublier que le circuit est alimenté avec une tension globale supérieure à 100 V (compte tenu de la différence de potentiel entre les bornes « + V » et « - V ») et que cette tension peut rapidement détruire des composants voire exploser les condensateurs de filtrage de l'alimentation s'ils sont soudés à l'envers.

Pour notre prototype, nous avons assemblé une version stéréo de l'amplificateur en l'alimentant avec un transformateur toroïdal et une alimentation composée de 4 condensateurs



Plan de montage de l'alimentation



Circuit imprimé à l'échelle 1 : 1 côté soudures de l'alimentation.

Liste des composants de l'alimentation

R1 68 kΩ
 *C1 6800 μF/63 V électrolytique pas de 12,5 mm
 *C2 6800 μF/63 V électrolytique pas de 12,5 mm
 *C3 6800 μF/63 V électrolytique pas de 12,5 mm
 *C4 6800 μF/63 V électrolytique pas de 12,5 mm
 C5 100 nF/250 V côté soudures en parallèle à C1
 C6 100 nF/250 V côté soudures en parallèle à C2
 C7 100 nF/250 V côté soudures en parallèle à C3
 C8 100 nF/250 V côté soudures en parallèle à C4

*PT1 pont de diodes 400V/25A
 LD1 LED 5 mm rouge
 FUS1 fusible 8 A
 FUS2 fusible 8 A

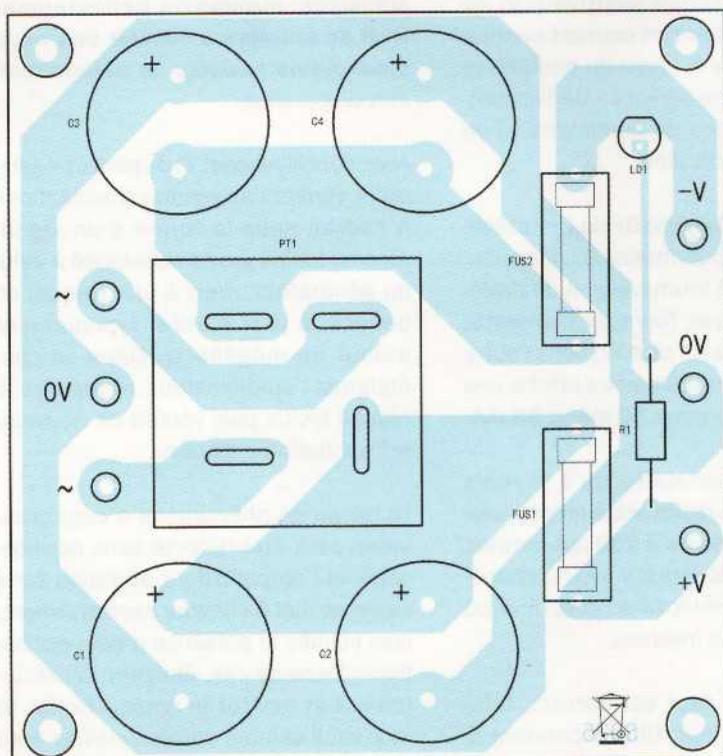
Divers

porte fusible pour circuit imprimé (x 2)
 transformateur toroïdal 2 x 40 V / 625 VA (dans le cas de 2 alimentations séparées prendre 2 transformateurs de 2 x 40 V / 300 VA)

Vis 20 mm M4
 Ecrou M4
 Dissipateur pour pont de diode

*Code commande Radiospares C1 à C4 : 739-5386

*Code commande Radiospares PT1 : 629-6156



Plan de câblage des composants de l'alimentation.

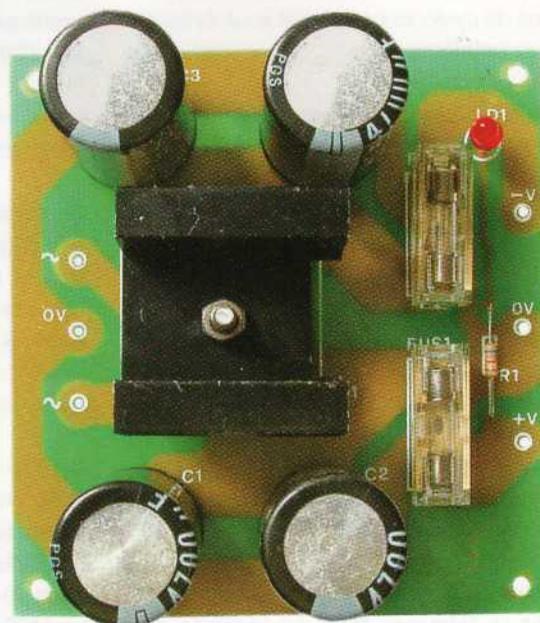


Photo de l'un de nos prototypes de l'alimentation. Notez que les condensateurs de 100 nF (C5 à C8) sont soudés directement sur les broches des condensateurs électrolytiques côté soudures (sous le circuit).

de 6800 μF (en parallèle sur chaque branche) et un pont de diode dont les caractéristiques sont : 200 V/25A.

Si votre budget le permet, vous pouvez **alimenter un seul canal avec un seul transformateur de même type** (mais en 2 x 40 V / 300 VA) **et une seule alimentation**. Il vous faudra donc 2 transformateurs et 2 circuits d'alimentation séparés. Vous obtiendrez ainsi une **séparation totale des canaux et donc une très faible diaphonie avec des graves renforcés**, que peu d'appareils du commerce atteignent.

Pour alimenter les ampoules des VU-mètres et l'étage de protection des 2 canaux, nous avons utilisé un convertisseur MeanWell 12 V / 20W. Dans le cas d'une double alimentation séparée utilisez 2 convertisseurs de ce type.

Ainsi, une fois que vous avez vérifié que tout est en ordre, vous allez tester en premier l'alimentation. Pour cela, **ne reliez pas les points « + V » et « - V » de l'alimentation à ceux de l'amplificateur**.

Ne reliez pas non plus le convertisseur ou le circuit équivalent à l'étage de protection de l'amplificateur. Le but est de **tester les tensions d'alimentation à vide** avant de relier l'amplificateur, en cas de dysfonctionnement vous éviterez des problèmes.

Mettez sous tension, vous devez obtenir à vide pour « + V » environ + 63 V, le moins du multimètre étant relié au point milieu du transformateur qui correspond à la masse de l'alimentation.

Pour « - V » vous devez avoir - 63 V. **Ces valeurs sont tout à fait correctes car l'alimentation fonctionne à vide.** Si vous n'avez pas ces tensions, coupez le courant et recherchez le problème. Si tout est correct, testez le 12 V de l'étage de protection selon la solution que vous avez adopté.

Avant d'alimenter l'amplificateur, **mettez le trimmer R16 du réglage du courant de repos à mi-course**. Cela devrait théoriquement régler un courant de repos de l'amplificateur suffisant pour effectuer les premiers tests. Cela n'est pas dangereux pour l'intégrité de l'amplificateur.



À noter que lors du premier test de l'amplificateur (une fois l'alimentation validée), **alimentez un seul canal à la fois afin de situer les éventuels problèmes et limiter les dégâts possibles**. Car si vous constatez un problème sur un canal, il se peut que le même soit présent sur l'autre canal.

L'étalonnage

Le réglage du courant de repos permet d'ajuster la polarisation minimale de l'étage de puissance, afin que la distorsion de croisement soit nulle. Vous pouvez le faire de deux façons : la première est basée sur le réglage d'une valeur du courant de repos en l'absence de signal et la seconde à l'aide d'un oscilloscope.

Dans le premier cas, **insérez en série avec l'alimentation positive (+V) un multimètre calibré en courant continu sur 200 mA**. Le fil rouge du multimètre (+) doit être relié au « +V » de l'alimentation et le fil noir du multimètre (-) au « +V » de l'amplificateur.

Court-circuitez l'entrée BF de l'amplificateur (signal IN) puis mettez sous tension. Utilisez un petit tournevis plat de préférence en plastique. Tournez lentement le trimer R16 dans un sens ou dans l'autre jusqu'à ce que le multimètre affiche une valeur comprise entre **50 mA et 60 mA**.

NB : si vous constatez qu'à la mise sous tension le **multimètre affiche une intensité supérieure à 200 mA, arrêtez immédiatement**. Il doit y avoir certainement un court-circuit dans l'étage final ou les MOSFET sont inversés.

À ce stade, si tout est correct, laissez l'amplificateur allumé pendant 5 minutes et retouchez la position de R16 si le courant a varié en dehors des limites ci-dessus.

Si vous disposez d'un générateur BF et d'un oscilloscope, vous pouvez effectuer un réglage plus précis du courant de repos. Réglez le générateur BF sur une forme d'onde sinusoïdale de fréquence 1 kHz. Éteignez le générateur, reliez la sortie de ce dernier à l'entrée « IN » de l'amplificateur et reliez en sortie de l'amplificateur une résistance de 100 Ω /2 W. Si possible **réglez l'amplitude du générateur BF au minimum**.

Si vous ne pouvez pas régler l'amplitude, il faudra **intercaler un potentiomètre entre la sortie du générateur et l'entrée de l'amplificateur**.

Ajustez le générateur pour obtenir une amplitude de 100 à 300 mVeff, puis vérifiez la forme du signal en sortie avec l'oscilloscope. Si vous remarquez un palier près du passage à zéro de la sinusoïde, **manœuvrez délicatement R16 de manière à obtenir une onde sinusoïdale parfaite**, la déformation doit disparaître.

Avec l'oscilloscope, vous pouvez également vérifier l'apparition d'oscillations à l'écran sous la forme d'un signal plus ou moins grand superposé à celui du générateur, mais à une fréquence beaucoup plus élevée. Typiquement autour du mégahertz. Dans ce cas, éteignez l'amplificateur, et montez le réseau Rx/Cx puis vérifiez de nouveau si l'oscillation a disparu.

Notez qu'un phénomène d'auto-oscillation peut être détecté sans oscilloscope, si l'amplificateur au repos sans signal se met à chauffer excessivement, cela signifie la présence d'auto-oscillations. Dans ce cas, éteignez immédiatement et montez le réseau Rx/Cx. Si tout vous semble correct, mettez hors tension et débranchez vos instruments de mesure, votre amplificateur est parfaitement réglé. ■

CHAMBRE D'ECHO DIGITALE

Cette chambre d'écho digitale, basée sur un circuit intégré Holtek qui réalise une ligne à retard numérique, accepte les signaux provenant d'un microphone. Elle est aussi dotée d'une entrée au niveau ligne. Elle dispose d'une sortie au niveau ligne permettant de piloter une table de mixage ou un amplificateur et d'une sortie HP.



de Boris Landoni



Savez-vous ce qu'est un écho ? Si vous visitez une grotte ou essayez de crier dans un canyon, vous percevrez un écho qui correspond au retour des sons émis dans diverses directions. Les sons sont réfléchis avec une intensité différente et un certain retard en raison du temps de propagation.

Plus précisément, l'écho est un phénomène acoustique de réflexion du son. Ce nom provient de la nymphe éponyme de la mythologie grecque, censée incarner ce phénomène. Il peut être simulé en utilisant un dispositif nommé chambre d'écho.

Un écho acoustique correspond donc au retour d'une onde sonore réfléchi par une discontinuité rencontrée lors de sa propagation. L'onde ainsi réfléchi revient au point d'émission avec une amplitude différente du signal initial et avec un délai (retard) qui dépend du temps mis pour effectuer l'aller et le retour entre l'émetteur et la discontinuité.

L'électronique analogique a permis de reproduire cet effet en l'appliquant aux bandes sonores des films et des documentaires, mais aussi et surtout pour la musique lorsqu'elle est jouée en studio et en direct.

Ce n'est pas un hasard si l'un des effets les plus couramment utilisés est l'écho. Au début, la musique était enregistrée sur une bande magnétique à l'aide de 2 têtes. La première tête placée en amont reproduisait le son, tandis que la seconde tête disposée plus loin introduisait un effet d'écho.

Ainsi, en faisant varier la vitesse de défilement de la bande, la durée de l'écho était modifiée. Ce système a été utilisé pendant quelques décennies, puis remplacé par des montages à transistors analogiques.

Aujourd'hui, des processeurs audio numériques permettent de reproduire l'effet d'écho et bien plus encore.

Il s'agit des circuits **DSP** pour « **Digital Signal Processor** » ou « processeur de signal numérique » ou encore « traitement numérique du signal ».

Dans cet article, nous vous proposons un effet d'écho très simple et peu coûteux, mais qui est très efficace.

Il peut être utilisé avec un microphone, par exemple la voix d'un chanteur ou pour créer des effets spéciaux lors d'une représentation grâce à son entrée ligne (signal musical).

Pour notre projet, nous avons choisi un circuit intégré de la firme « **Holtek** », spécialisée et reconnue pour fabriquer ce type de composant dédié au traitement du son, y compris pour les synthétiseurs. Analysons maintenant le schéma électrique afin de découvrir le fonctionnement du circuit.

Schéma électrique

Le montage est conçu pour la voix, il est **équipé d'une capsule microphonique électret MC1**. Cette dernière est reliée à l'entrée d'un étage préamplificateur constitué par l'amplificateur opérationnel **IC2a**.

Rien ne vous interdit de ne pas monter la capsule et de connecter entre la broche positive de C14 et la masse une prise jack 6,35 mm pour insérer le câble provenant d'un microphone classique (dans ce cas, il ne faut pas monter la résistance R1).

Comme nous l'avons expliqué brièvement, le **circuit dispose d'une entrée ligne** afin d'appliquer l'effet d'écho à des signaux musicaux ne provenant pas d'un microphone.

L'étage d'entrée constitué par l'amplificateur opérationnel **IC2a** (LM358) est configuré en **amplificateur non-inverseur** et est alimenté en **mono tension** (une seule alimentation), de sorte que le diviseur de tension formé par les résistances R5 et R6 **polarise l'entrée non-inverseuse à la moitié de la tension d'alimentation**.

Le signal d'entrée provenant du microphone passe à travers le condensateur

polarisé **C14** qui est indispensable pour **bloquer toute composante continue**.

Le gain en tension de l'étage d'entrée dans la bande passante vaut :

$$(R8 + R9) / R9$$

soit un gain d'environ 3 fois.

Le signal audio ainsi amplifié par IC2a est disponible sur la sortie (entre la broche 1 et la masse). Le signal traverse alors le condensateur polarisé C15 (qui bloque la composante continue due au fonctionnement en mono-tension de IC2a) pour le diriger vers le cavalier SK5.

Notez que la résistance R9 a un condensateur en série pour empêcher IC2a d'amplifier la composante continue provenant de la polarisation du diviseur de tension formé par R5 et R6.

Le cavalier **SK5** permet de **sélectionner la source du signal d'entrée**, c'est-à-dire soit provenant du microphone (pont fermé vers C15) ou provenant de l'entrée ligne appliquée au point SK4 (Line In).

Le signal sélectionné est appliqué sur le potentiomètre **RV1** qui règle le **niveau du signal** et agit comme une commande de volume. RV1 ajuste l'amplitude de la sensibilité d'entrée du circuit intégré IC1 (HT8972), qui est le cœur du montage. Ce dernier est chargé de créer l'effet d'écho.

Le fonctionnement du HT8972 est basé sur le principe de la ligne à retard, c'est-à-dire sur le **décalage temporel**

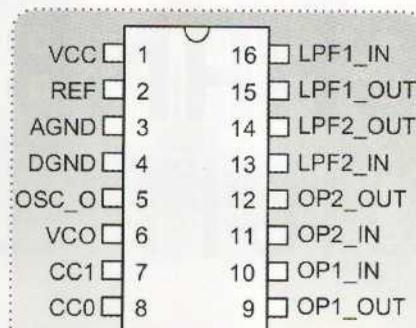


Figure 1 : brochage du circuit intégré HT8972.

du signal d'entrée afin d'obtenir un second signal retardé par rapport à l'original. Les deux composantes audio sont ensuite mélangées de manière à doser, par l'intermédiaire du potentiomètre **RV3**, la **profondeur de l'effet d'écho** (définit le retard de l'arrivée du son de l'écho).

Examinons comment cela est réalisé dans le circuit. **Le retard est obtenu grâce à une mémoire** dans laquelle sont écrites les données provenant du **signal audio échantillonné et converti** par un convertisseur interne **A/N** au circuit HT8972.

Ensuite **les données sont lues avec un retard variable** qui dépend de la **fréquence** à laquelle le **VCO interne** les envoie à la logique de contrôle, afin de reconvertir les données en un signal analogique dirigé vers la sortie de IC1.

Le circuit intégré IC1 prélève une partie du signal de sortie du dernier amplificateur opérationnel interne (celui piloté par le démodulateur et le signal retardé provenant de la logique) pour la diriger vers l'entrée du premier filtre passe-bas

Caractéristiques techniques :

- Tension d'alimentation : **9 VDC** ;
- Courant absorbé avec un haut-parleur : **400 mA** ;
- Courant absorbé sur la sortie ligne : **50 mA** ;
- Contrôle du niveau d'entrée, du volume de sortie, du temps d'écho et du retour ;
- Sensibilité de l'entrée ligne : **500 mV_{eff}** ;
- Temps de retard de l'écho : de **80 ms** à **200 ms** ;
- Distorsion THD : de **0,2** à **0,7 %** ;
- Bruit en l'absence de signal (pondéré A) : **-85 dBV** ;
- Sortie ligne et haut-parleur ;
- Puissance de sortie sur HP : **500 mW** (8 Ω à 10 % THD).

(LPF1) formé par le réseau R16, C12 (filtre passe-bas) et le condensateur C19 (découplage) ainsi que RV3, R17 et C17.

La **bande passante**, c'est-à-dire la fréquence limite supérieure que peut reproduire le HT8972, **dépend de la fréquence d'échantillonnage** et est limitée par le filtre passe-bas de l'entrée (LPF1) à une valeur telle qu'elle ne dépasse pas le taux d'échantillonnage du signal traité par l'effet.

Notez que la valeur de la résistance totale entre la broche 6 et la masse influe sur le temps de retard maximal (et donc sur la longueur et la profondeur de l'écho), mais aussi sur la fidélité du son sortant du HT8972 et sur la fréquence de l'oscillateur.

Si nous modifions les valeurs des composants (R2 et RV2), plus la valeur résistive est élevée (ceci s'applique également au réglage du curseur du potentiomètre) plus l'écho dure mais le son perd en qualité.

Lorsque la **fréquence de fonctionnement du VCO diminue**, le **taux de conversion A/D diminue** aussi et donc la **distorsion harmonique augmente**.

Cela peut être constaté en regardant le **Tableau 1**, extrait de la documentation technique de Holtek, où les principales valeurs résistives (R_{osc}) admissibles par le circuit sont reportées ainsi que les fréquences correspondantes (f_{osc}), la durée de l'écho (T_d) et la distorsion harmonique introduite dans le signal prélevé en sortie du composant.

Dans le circuit, la composante BF provenant du potentiomètre de volume est appliquée, à travers le condensateur de découplage C16, à la première cellule de filtrage constituée par R4, R12, C7 et l'entrée inverseuse « LPF1_IN » (broche 16) de l'amplificateur opérationnel interne.

La sortie de ce dernier est connectée à un comparateur interne qui compare le signal filtré reçu en entrée avec celui prélevé sur la première sortie de la logique de retard, déjà traitée par le premier amplificateur interne dont les broches 10 (entrée) et 9 (sortie) sont reliées par une résistance interne

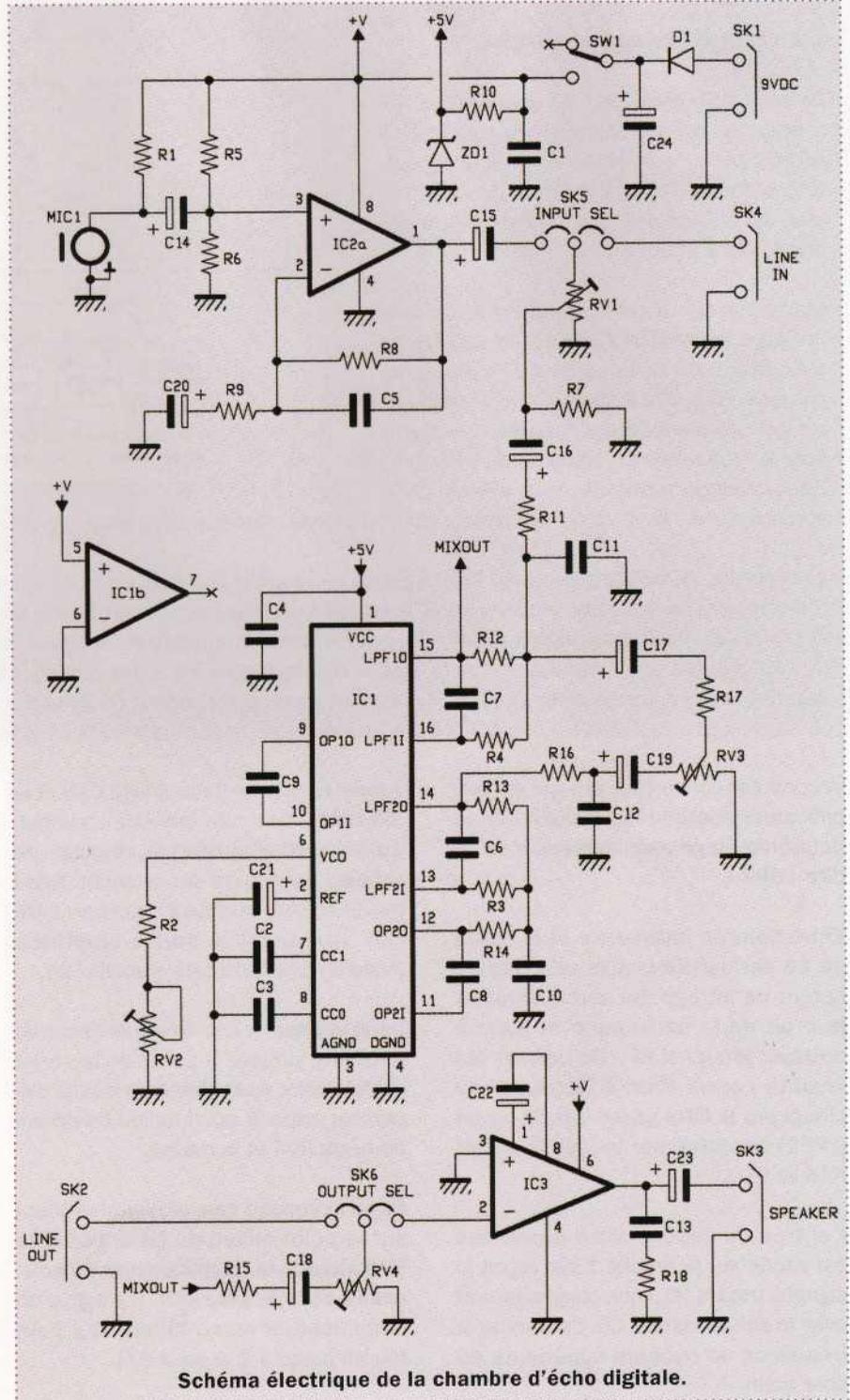


Schéma électrique de la chambre d'écho digitale.

et un condensateur externe (C9) afin de limiter la bande passante supérieure. La fréquence de coupure supérieure de LPF1 est déterminée par les valeurs de R4 et C7.

Le signal soumis à l'effet est prélevé sur la sortie du filtre actif « LPF1_IN » (broche 15) pour être **mélangé à une fraction de la contre-réaction**. Le signal est ensuite filtré et comparé par le comparateur interne afin d'être

converti en numérique. L'unité de contrôle du HT8972 mémorise le signal numérisé, puis l'extrait avec un certain **retard** qui dépend du potentiomètre **RV2**. Ce dernier détermine le retard en modifiant la fréquence de fonctionnement du VCO.

Notez que la logique de contrôle fournit deux signaux numériques en sortie, « D00 » et « D01 ». Le premier est utilisé par le comparateur, tandis que le

Le circuit intégré d'écho

Le circuit HT8972 est un processeur qui produit les effets d'écho et de surround. Il a été conçu pour différents types de systèmes audio allant de la télévision au home cinéma, au karaoké, aux petits instruments de musique et aux jouets.

Comme le montre le schéma synoptique de la figure A, le HT8972 est doté en interne d'un étage de préamplification du signal d'entrée, d'un VCO (Voltage Control Oscillator, c'est-à-dire un oscillateur générant un signal dont la fréquence est fonction de la tension de commande appliquée), d'une SRAM (RAM statique) de 40 ko, d'un convertisseur A/D et d'un convertisseur D/A, ainsi que d'une logique de contrôle du temps de retard.

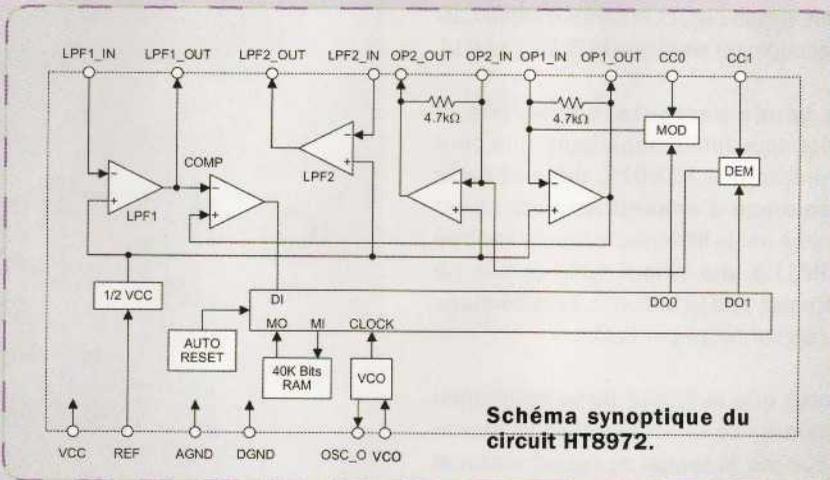


Schéma synoptique du circuit HT8972.

La mémoire SRAM intégrée de 40 ko permet de générer l'effet de retard et de contrôler la valeur du temps d'écho grâce à la résistance connectée aux broches du VCO. La taille de la mémoire permet une bonne fidélité du son. En ce qui concerne le VCO, il s'agit d'un bloc intégré qui simplifie grandement le montage et facilite la variation du temps de retard. La résistance de contrôle doit être connectée entre la broche 6 et la masse. En utilisant une résistance variable dans la plage des valeurs autorisées, il est possible de modifier le retard et donc la profondeur de l'écho.

second est converti et envoyé à l'amplificateur opérationnel constituant le deuxième étage amplificateur, c'est-à-dire « OP2 ».

Entre l'entrée inverseuse et la sortie de ce dernier se trouve un condensateur de filtrage qui sert à éliminer le bruit de la conversion et donc à nettoyer le signal BF. Ce dernier est ensuite encore filtré à l'intérieur du circuit par le filtre passe-bas de sortie (LPF2) constitué par le réseau passif R14 et C10.

L'entrée du second filtre passe-bas est située sur la broche 13 et reçoit le signal à travers R13 qui, conjointement avec le condensateur C6, détermine la fréquence de coupure supérieure du filtre actif.

Le signal de sortie du deuxième filtre actif est sommé avec le signal de l'étage d'entrée, cette somme est déterminée par le potentiomètre RV3, qui permet le réglage de la rétroaction, c'est-à-dire l'intensité de l'écho, qui est sensiblement le niveau du signal d'écho par rapport à l'original.

La sortie du signal mixé, comportant la composante audio avec l'écho, est reliée au potentiomètre RV4 à travers le

condensateur de découplage C18 et la résistance de limitation R15. Le potentiomètre RV4 permet le réglage du volume aussi bien sur la sortie ligne (cavalier SK6 vers SK2 = sortie « LINE OUT ») que sur la sortie amplifiée (cavalier SK6 vers SK3 = sortie HP).

Dans le premier cas, le signal de sortie peut être prélevé à partir de la sortie « LINE OUT ». Il est identique à celui disponible entre le point milieu du potentiomètre RV4 et la masse.

Dans le second cas, le signal présent sur le point milieu du potentiomètre RV4 attaque un amplificateur de puissance de type LM386N. Il s'agit d'un amplificateur monolithique qui peut fournir jusqu'à 1 W sous 8 Ω.

Dans notre cas, nous avons limité la puissance à 500 mW, ce qui est plus que suffisant pour des applications dans des instruments de musique ou des jeux.

Le gain de l'amplificateur LM386N dépend de la résistance connectée entre les broches 1 et 8. Cette résistance vient en parallèle sur la résistance interne de contre-réaction de 1,35 kΩ accessible par lesdites broches de l'amplificateur.

Lorsque les broches 1 et 8 ne sont pas connectées, une résistance interne (1,35 kΩ) fixe le gain à 20 fois (26 dB).

Si un condensateur est inséré entre les broches 1 à 8, en parallèle avec la résistance interne de 1,35 kΩ, le gain passe à 200 fois (46 dB). Si une résistance est placée en série avec le condensateur, le gain peut être réglé sur une valeur comprise entre 20 et 200.

Comme nous insérons uniquement le condensateur C22 entre les broches 1 et 8, le gain en tension vaut 200.

Cela signifie qu'un signal de 5 mV_{eff} appliqué à l'entrée (broche 2) produira en sortie HP un signal de 1 V_{eff}.

Puisque nous désirons limiter la puissance de sortie à 500 mW_{RMS} sous 8 Ω, cela correspond à une tension en sortie de 2 V. Avec un gain de 200, il faut donc à l'entrée un signal ayant une tension de 100 mV_{eff}.

Le réseau R/C formé par R18 et C13, connecté en parallèle entre la broche 6 de sortie et la masse, constitue une cellule de Boucherot. Elle sert à stabiliser le fonctionnement de IC3, notamment en compensant la rotation de phase et l'impédance du haut-parleur

Le circuit HT8972 accepte des tensions d'alimentation comprises entre 4,5 VDC et 5,5 VDC. Le gain en tension global entre l'entrée et la sortie du circuit, sous une charge de 47 kΩ est d'environ 2 dB, soit un peu plus de 1,2 fois. La tension de sortie maximale du HT8972 (avec une distorsion harmonique THD de 10 %) est généralement de 1,5 V, ainsi la tension à l'entrée du composant ne doit pas dépasser $1,2 V_{eff}$.

En ce qui concerne le bruit en sortie en l'absence de signal, intrinsèque pour ce type de circuit, il est typiquement de -85 dBV et le taux de réjection de l'alimentation (PSRR - Power Supply Rejection Ratio) à 5 V pour un signal de 100 Hz (voix) d'une amplitude de $0,1 V_{rms}$ est généralement de -30 dB. L'alimentation doit être filtrée et stabilisée afin de réduire les perturbations qui pourraient affecter le signal traité par le circuit HT8972.

Le circuit HT8972 peut fonctionner selon deux modes, c'est-à-dire selon la manière dont il est configuré, deux effets différents peuvent être obtenus. La figure B ci-contre montre la configuration des blocs internes. Nous nous apercevons que pour le mode « écho » (la configuration proposée dans cet article), une boucle de contre-réaction doit être réalisée du signal de sortie vers l'entrée du premier filtre passe-bas, produisant ainsi l'effet d'écho. Pour le mode « surround », le signal de sortie est prélevé au niveau de la sortie du second filtre passe bas, sans aucune contre-réaction.

En fait, le signal d'écho comprend un retour périodique qui s'affaiblit à chaque fois, tandis que l'effet « surround » doit produire un son qui se déplace dans l'espace environnant.

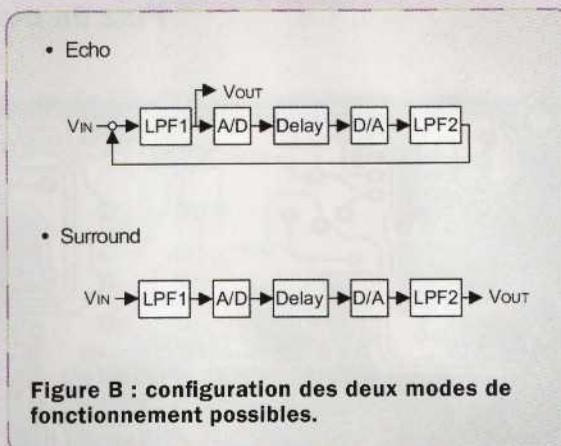


Figure B : configuration des deux modes de fonctionnement possibles.

qui varie en fonction de la fréquence du signal. Cela permet d'empêcher tout phénomène d'auto-oscillation.

Le haut-parleur est couplé à la sortie de l'amplificateur à l'aide du condensateur électrolytique C23, qui laisse passer la composante BF du signal (partie « alternative » du signal) tout en bloquant la composante continue en sortie qui est due à la tension de polarisation du LM386.

L'ensemble du montage est alimenté par une tension continue stabilisée comprise entre 8,5 VDC et 12 VDC, par exemple avec une batterie ou une alimentation stabilisée. La tension est appliquée au bornier SK1 et traverse la diode de protection (D1) contre les

inversions de polarité. Ensuite, elle est filtrée par le condensateur C24 pour atteindre l'interrupteur ON/OFF SW1.

En fermant ce dernier, le reste du circuit reçoit directement la tension d'alimentation, en particulier l'amplificateur IC3, l'étage d'entrée du microphone et l'amplificateur opérationnel IC2.

Par contre le circuit intégré **IC1 fonctionne avec une tension stabilisée de 5 VDC** qui est fournie par le régulateur de tension simple formé par la diode zener **ZD1**, la résistance de limitation **R10** et le condensateur de filtrage **C1**.

Ce simple régulateur permet d'obtenir une tension de 5,1 VDC qui correspond à la tension de la diode Zener.

Réalisation pratique

Nous venons d'étudier le fonctionnement de cette chambre d'écho, nous allons maintenant passer à sa réalisation pratique. Il s'agit d'un projet à la portée de tous, et pas seulement réservé à un public « professionnel ».

Le circuit est facilement réalisable car **il s'agit d'un circuit imprimé simple face** et qu'il est **constitué de composants traditionnels** traversant (et non pas de composants montés en surface ou CMS).

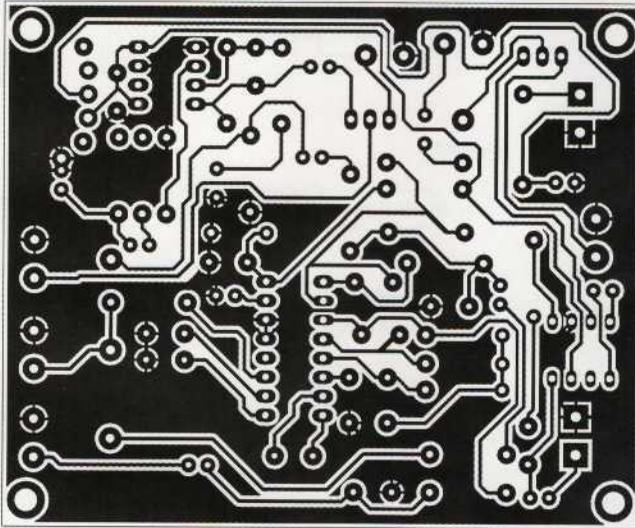
Il suffit d'un fer à souder de 25 W/30 W avec une pointe de 1 mm pour des soudures propres. Utilisez de la soudure de 0,5 à 1 mm de diamètre.

| | | | | | | | | | | | | | | | |
|------------------|------|------|-------|-------|------|-------|------|------|-------|-------|------|-------|------|------|-----|
| R _{osc} | 56.2 | 44 | 36.3 | 30.6 | 25.9 | 23.1 | 20.7 | 18.5 | 16.7 | 15.1 | 14.5 | 13.9 | 11.9 | 10.9 | kΩ |
| f _{osc} | 2 | 2.5 | 3 | 3.5 | 4 | 4.5 | 5 | 5.5 | 6 | 6.5 | 7 | 7.5 | 8 | 8.5 | MHz |
| T _d | 320 | 264 | 219 | 188 | 164 | 147 | 132 | 120 | 110 | 102 | 93 | 88 | 82 | 78 | ms |
| THD | 1.3 | 1.05 | 0.815 | 0.625 | 0.58 | 0.525 | 0.43 | 0.4 | 0.335 | 0.315 | 0.3 | 0.275 | 0.26 | 0.25 | % |

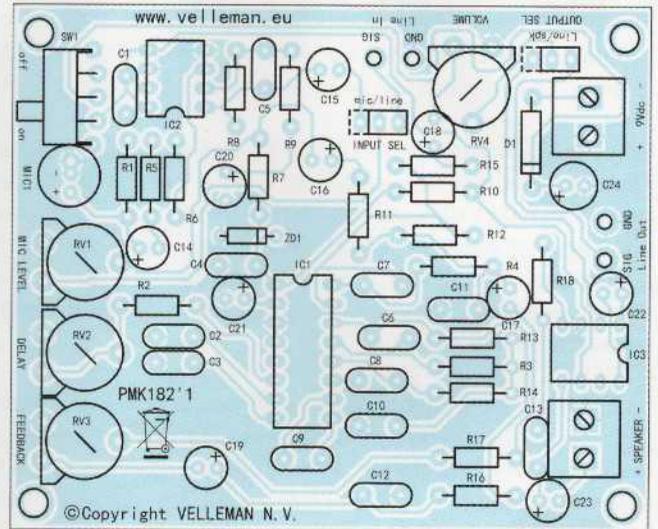
| | | | | | | | | | | | | | | | |
|------------------|------|-------|-------|------|------|--------|--------|------|-------|------|------|------|-------|------|-----|
| R _{osc} | 10 | 9 | 8.06 | 7.3 | 6.4 | 5.8 | 5.3 | 4.8 | 4.4 | 4 | 3.7 | 3.3 | 3 | 2.8 | kΩ |
| f _{osc} | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 | 19 | 20 | 21 | 22 | MHz |
| T _d | 73.2 | 65.6 | 59.2 | 54.4 | 50 | 46 | 44 | 41.2 | 38.4 | 36 | 33.6 | 33 | 32 | 30 | ms |
| THD | 0.23 | 0.218 | 0.205 | 0.19 | 0.17 | 0.1675 | 0.1575 | 0.16 | 0.145 | 0.14 | 0.14 | 0.13 | 0.125 | 0.12 | % |

Tableau 1 : corrélation entre la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur, le temps de retard et la distorsion harmonique en fonction de la résistance du VCO. Notez qu'une diminution de la résistance produit une augmentation de la fréquence et donc une réduction de la distorsion harmonique, car cela est dû au fait que l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage augmente le rapport signal/bruit. Par contre, la durée et la profondeur de l'écho sont réduites.

Plan de montage de la chambre d'écho



Circuit imprimé à l'échelle 1 : 1 côté soudures de la chambre d'écho.



Plan de câblage des composants de la chambre d'écho.

Liste des composants de la chambre d'écho

- R1..... 10 kΩ
- R2..... 10 kΩ
- R3..... 10 kΩ
- R4..... 10 kΩ
- R5..... 100 kΩ
- R6..... 100 kΩ
- R7..... 100 kΩ
- R8..... 1 kΩ
- R9..... 560 Ω
- R10.... 330 Ω
- R11.... 4,7 kΩ
- R12.... 4,7 kΩ
- R13.... 4,7 kΩ
- R14.... 4,7 kΩ
- R15.... 4,7 kΩ
- R16.... 3,3 kΩ
- R17.... 2,7 kΩ
- R18.... 10 Ω

- C1..... 100 nF céramique
- C2..... 100 nF céramique
- C3..... 100 nF céramique
- C4..... 100 nF céramique
- C5..... 39 pF céramique
- C6..... 560 pF céramique
- C7..... 1 nF céramique
- C8..... 6,8 nF céramique
- C9..... 6,8 nF céramique
- C10.... 6,8 nF céramique
- C11.... 6,8 nF céramique
- C12.... 33 nF céramique
- C13.... 47 nF céramique
- C14.... 1 µF/50 V électrolytique
- C15.... 10 µF/35 V électrolytique
- C16.... 10 µF/35 V électrolytique

- C17 10 µF/35 V électrolytique
- C18.... 10 µF/35 V électrolytique
- C19.... 10 µF/35 V électrolytique
- C20.... 10 µF/35 V électrolytique
- C21.... 47 µF/35 V électrolytique
- C22.... 10 µF/35 V électrolytique
- C23.... 100 µF /16 V électrolytique
- C24.... 100 µF /16 V électrolytique

- ZD1.... zener 5,1V/400mW
- D1..... 1N4007

- RV1....trimmer 22 kΩ mono-tour
- RV2....trimmer 22 kΩ mono-tour
- RV3....trimmer 47 kΩ mono-tour
- RV4....trimmer 10 kΩ mono-tour
- SW1...interrupteur à glissière
coudé à 90°

- IC1..... HT8972
- IC2..... LM358
- IC3..... LM386

MIC1.. capsule microphonique

Divers

Support circuit intégré 2 x 8 broches

Support circuit intégré 2 x 4 broches (x 2)

Barrette mâle 3 pôles (x2)

Cavalier (x2)

Borniers 2 pôles (x4)

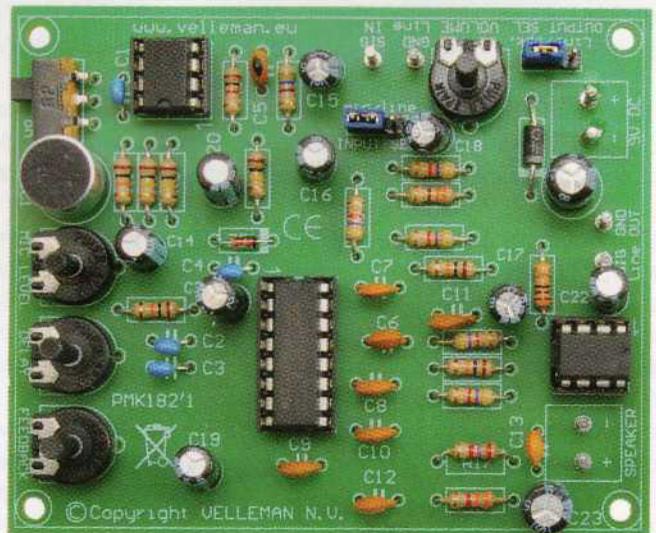


Photo de l'un de nos prototypes de la chambre d'écho.

Connexions de la chambre d'écho digitale. Si vous choisissez la sortie ligne pour piloter un amplificateur (ou une table de mixage, etc.), ne reliez pas le haut-parleur. Sur l'entrée ligne vous pouvez appliquer un signal de l'ordre de 500 mVeff (LINE IN). Si vous utilisez un microphone externe, ne soudez pas R1.

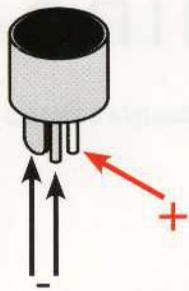
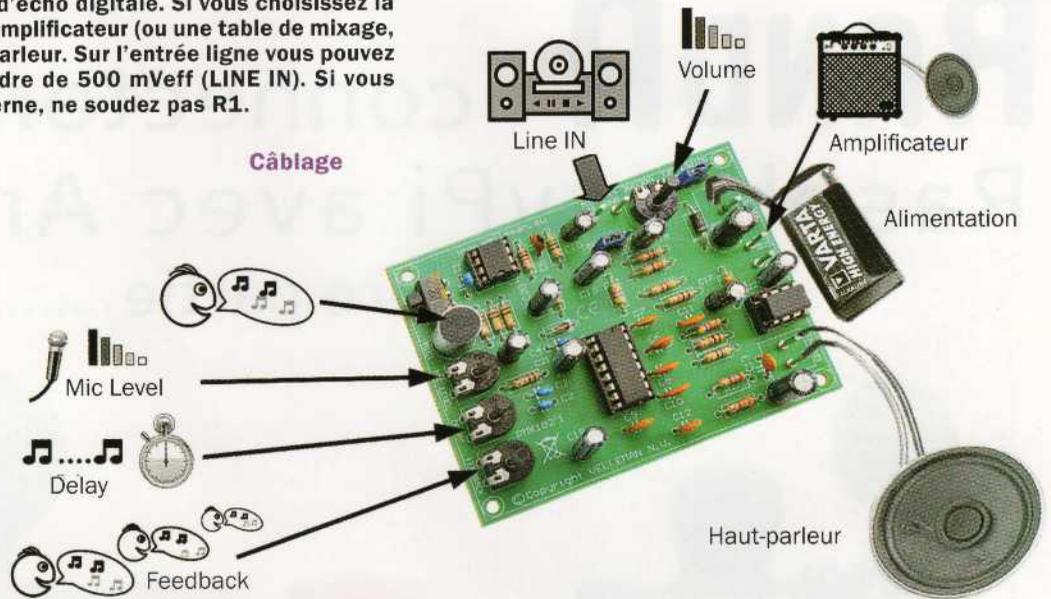


Figure 2 : brochage de la capsule microphonique ; l'électrode négative est reliée électriquement au boîtier.



Comme d'habitude, téléchargez le typon du circuit imprimé sur notre site www.electroniquemagazine.com (dans le sommaire détaillé de la revue).

Procédez à la gravure du circuit imprimé et ensuite effectuez le perçage des trous des composants.

Commencez par souder les composants ayant un profil bas, c'est-à-dire les résistances et les diodes (veillez à les orienter correctement selon le plan de câblage ci-contre).

Continuez en soudeant les condensateurs non polarisés, les supports des circuits intégrés, et les potentiomètres.

Ensuite, soudez les condensateurs polarisés en respectant leur polarité. Leurs pattes négatives sont indiquées sur leurs boîtiers.

La patte la plus longue étant le positif du condensateur. Reportez-vous au plan de câblage pour l'orientation correcte de chacun des condensateurs.

Poursuivez en soudeant l'interrupteur à glissière ON/OFF. Il doit être coudé à 90°, ensuite soudez les cavaliers (INPUT MIC/LINE, OUTPUT LINEOUT/SPK). N'oubliez pas de les configurer avant d'effectuer les tests.

Soudez ensuite la capsule microphonique, attention à l'orientation, reportez-vous au dessin de la figure 2.

Le positif du microphone vient du côté de RV1, le négatif est relié électriquement au boîtier de la capsule. Pour terminer, soudez les borniers.

Avant d'effectuer les tests, vérifiez que tous les composants sont à leur place respective, notamment les résistances (risques de confusion dans les valeurs).

Vérifiez attentivement qu'il n'y ait pas de courts-circuits entre les broches des circuits intégrés.

Procurez-vous une alimentation de 9 VDC ou 12 VDC, connectez-la au bornier en respectant la polarité.

Mettez sous tension, le montage doit fonctionner immédiatement car le circuit ne nécessite pas d'étalonnage.

Positionnez les cavaliers selon votre configuration, c'est-à-dire sélectionnez la source d'entrée et la source de sortie, comme illustré en figure 3.

Dans la pratique, si vous voulez utiliser le microphone, positionnez le cavalier SK5 (MIC/LINE INPUT) sur le négatif de C15.

Si vous utilisez une source audio externe connectez-la sur l'entrée ligne, positionnez alors le cavalier SK5 (MIC/ LINE INPUT) vers C18, c'est-à-dire en correspondance avec l'entrée SK4 (LINE IN).

Pour sélectionner le type de sortie, vous devez utiliser le cavalier SK6 (OUTPUT SEL). Si vous positionnez le cavalier sur « Line », vous devez amplifier le signal avec un amplificateur externe ou l'envoyer à un dispositif de traitement du son.

Si vous désirez utiliser un petit haut-parleur, positionnez le cavalier sur « spk ». Le LM386N est utilisé alors comme amplificateur interne.

Vous pouvez relier un haut-parleur de 0,5 W ou 1 W avec une impédance de 8 Ω, respectez la polarité du HP. Dans ce cas, éloignez-le du microphone pour éviter tout retour ou effet de Larsen. ■

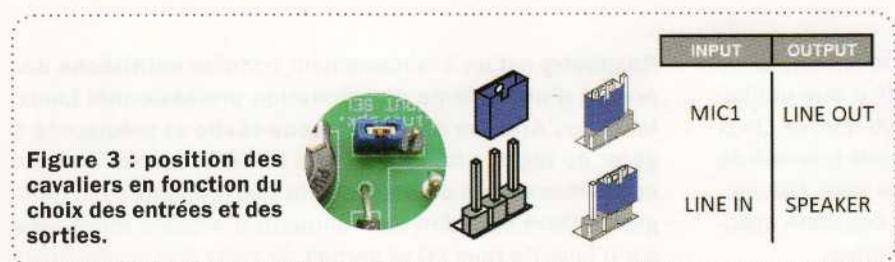
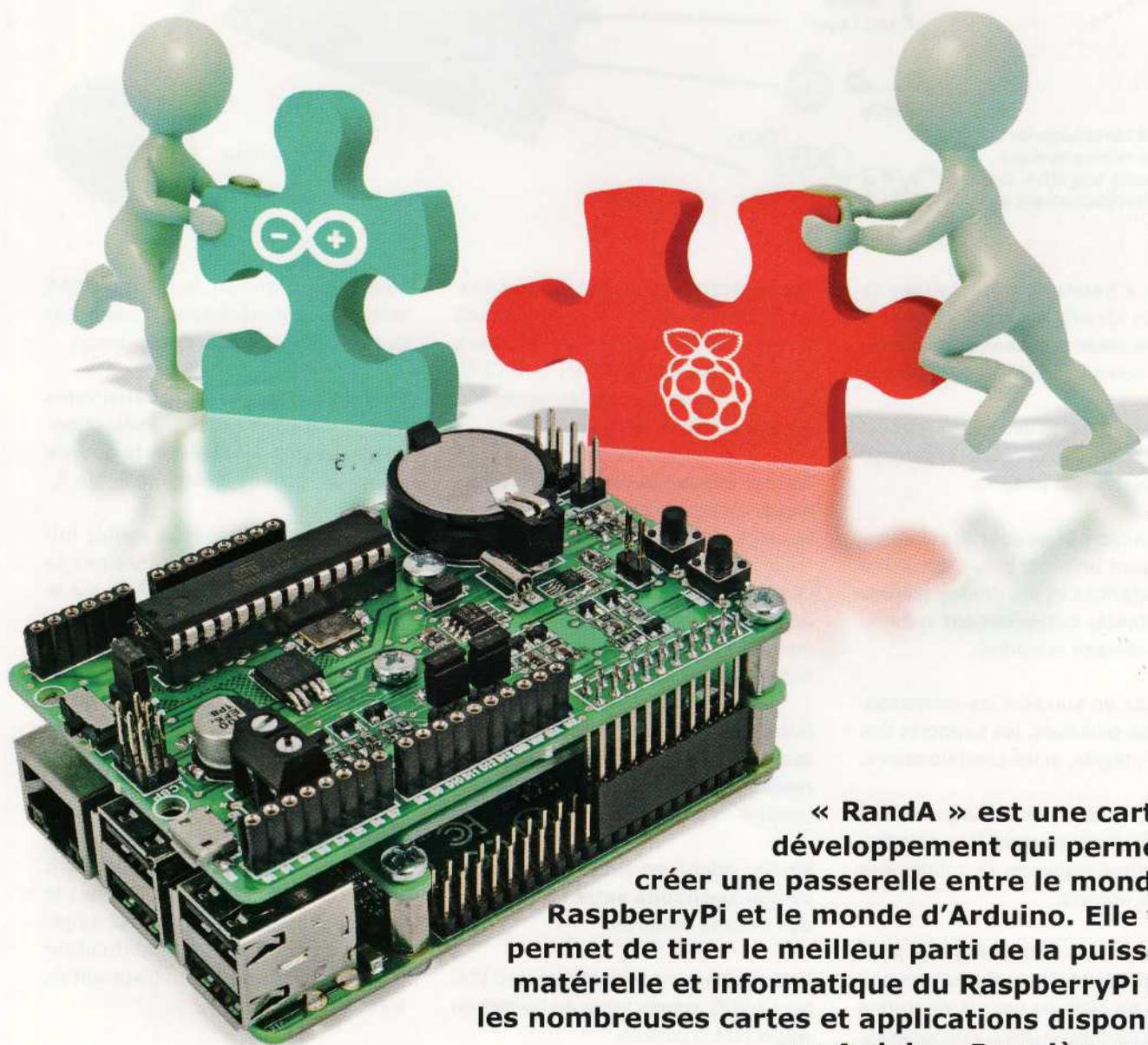


Figure 3 : position des cavaliers en fonction du choix des entrées et des sorties.

RANDA connectons RaspberryPi avec Arduino

Première partie de Daniele DENARO



« Randa » est une carte de développement qui permet de créer une passerelle entre le monde du RaspberryPi et le monde d'Arduino. Elle vous permet de tirer le meilleur parti de la puissance matérielle et informatique du RaspberryPi avec les nombreuses cartes et applications disponibles sur Arduino. Première partie.

Les univers du RaspberryPi et d'Arduino ont tendance à converger de plus en plus pour offrir aux utilisateurs une passerelle entre l'énorme potentiel de Linux embarqué dans le RaspberryPi et la très grande quantité de cartes et sketches (programmes) disponibles pour Arduino. Ces deux univers sont maintenant devenus des stars absolues pour les amateurs d'électronique numérique.

Raspberry est un environnement complet **multitâche** disposant d'un système d'exploitation professionnel Linux, tandis qu'**Arduino** est plutôt **mono-tâche** et prédisposé à gérer de façon « naturelle » des entrées/sorties avec un environnement de développement très pratique. L'IDE (Integrated Development Environment) d'Arduino fonctionne sur n'importe quel PC et permet de créer des programmes

(appelés sketches) et de les charger (téléverser) automatiquement dans le microcontrôleur.

De plus, Arduino propose une très grande quantité de cartes d'extension, développées par l'organisation Arduino et par des tierces personnes, afin de satisfaire tout besoin de connexion d'entrées/sorties avec le monde extérieur.

La meilleure façon de faire collaborer les deux mondes est d'exploiter les caractéristiques spécifiques de chacun d'eux en fonction des différentes configurations. Par exemple :

- RaspberryPi peut utiliser Arduino comme un périphérique configurable, dans lequel est choisi un programme particulier, sur la base d'une librairie prédéfinie et automatiquement chargée dans Arduino ;
- au contraire, Arduino pourrait fonctionner comme un contrôleur de RaspberryPi, c'est-à-dire qu'il pourrait lancer des commandes et dialoguer avec lui. Dans la pratique, le RaspberryPi deviendrait une carte esclave d'Arduino très sophistiquée, lui permettant ainsi d'accéder à des environnements complexes tels qu'un réseau, ou le traitement de données complexes ou encore l'accès à des applications multimédias.

La connexion physique peut être facilement mise en œuvre via un port USB ou un port série, étant donné que ces périphériques sont déjà intégrés dans le matériel (hardware).

C'est ce que nous avons réalisé, à savoir une carte pour le RaspberryPi avec un processeur Atmel ATmega 328 sans port USB, mais avec tous les autres périphériques d'Arduino Uno, y compris, bien sûr, les connecteurs pour le montage de la carte.

Le dialogue entre le RaspberryPi et Arduino s'effectue via le port série. Cette carte, que nous avons appelée « RandA » (Raspberry and Arduino), peut s'interfacer avec les dernières versions du RaspberryPi, tout en étant compatible avec les anciens modèles.

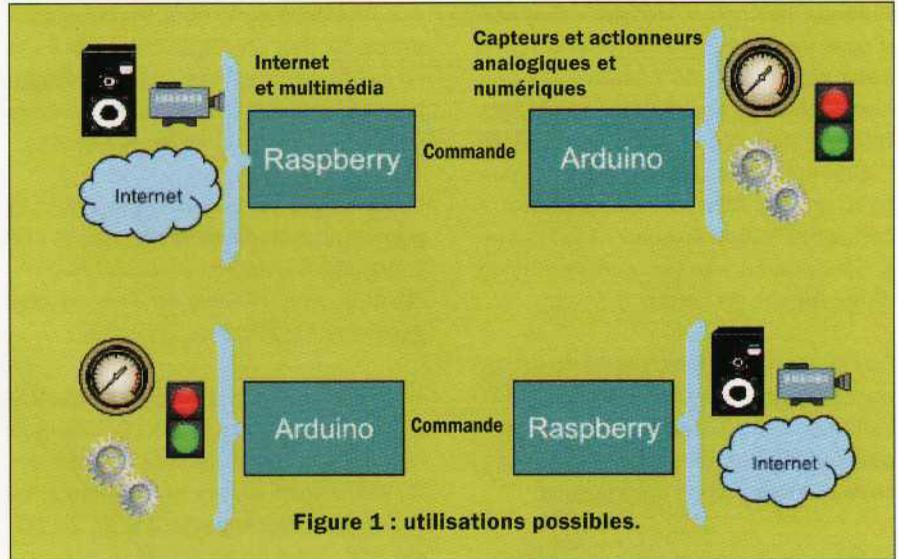


Figure 1 : utilisations possibles.

Etant donné que le **RaspberryPi ne dispose pas d'une horloge temps réel RTC (Real Time Clock) et d'un bouton marche/arrêt**, nous avons pensé à inclure ces deux éléments dans la carte « RandA ».

En effet, sur le RaspberryPi, l'alimentation s'effectue via le connecteur micro USB ou à l'aide d'un interrupteur installé par l'utilisateur. Pour l'éteindre, il faut lancer la commande « shutdown » puis débrancher l'alimentation.

Pour résoudre cette complexité, nous avons également prévu deux connecteurs d'alimentation de 5 V sur la carte, un connecteur micro USB supplémentaire et un bornier à vis. Ces connecteurs alimentent le RaspberryPi et Arduino via un circuit piloté par des boutons.

En outre, un programme installé sur le RaspberryPi détecte l'action sur le bouton et lance la commande « shutdown », ensuite l'alimentation est coupée. Le bouton commande donc l'allumage et l'extinction du RaspberryPi. Un connecteur à deux broches permet d'installer le bouton à l'extérieur d'un boîtier.

Cependant, nous avons ajouté une fonction très intéressante. **Il est possible d'activer le RaspberryPi et Arduino à des heures programmées grâce à l'horloge RTC** que nous avons intégrée. Cette RTC, en plus de fournir l'heure au RaspberryPi même s'il n'est pas connecté à Internet, est également reliée au circuit d'allumage.

L'horloge est gérée par le RaspberryPi via le bus I2C. Son utilisation s'effectue à l'aide de quelques commandes sous Linux. Il est également possible de gérer l'horloge via le web, comme nous le verrons dans les prochains articles d'approfondissement.

Enfin, Arduino peut activer le RaspberryPi. En effet, grâce à un déviateur il est possible de désactiver le circuit d'allumage/extinction d'Arduino, qui est donc toujours alimenté.

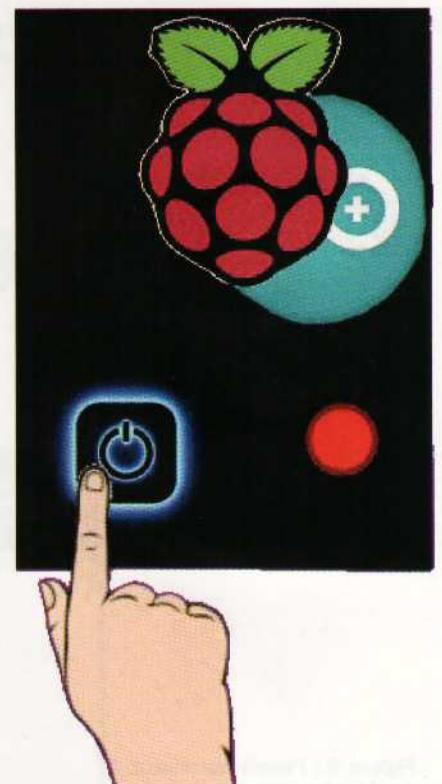


Figure 2 : le bouton marche/arrêt.

Puisque la carte « **RandA** » dispose d'une version d'Arduino basique, sans régulateur de tension et sans circuit USB, sa consommation est très faible à tel point qu'il est possible de l'alimenter avec des piles ou un panneau solaire. Il ne manque plus que la connexion entre Arduino et le bouton d'alimentation, elle est réalisée à l'aide d'une broche de sortie.

De cette façon, Arduino peut fonctionner comme un contrôleur de RaspberryPi et l'allumer dans le cas où une condition particulière est détectée sur ses broches numériques ou analogiques.

Après la mise sous tension, Arduino peut passer le relais au RaspberryPi pour gérer une situation particulière en exécutant des commandes spécifiques, ou Arduino peut continuer à gérer l'événement de sa propre initiative en activant des programmes sur le RaspberryPi.

Comment RaspberryPi et Arduino dialoguent-ils ?

Comme nous l'avons mentionné précédemment, la connexion de base entre Arduino et RaspberryPi s'effectue via

une interface série dont les deux sont dotés. Le lien physique est réalisé via le connecteur d'interface du RaspberryPi, avec lequel « **RandA** » partage seulement les 20 premières broches.

Le port série est utilisé à la fois pour la programmation d'Arduino et pour le dialogue entre ce dernier et le RaspberryPi. De plus, le port GPIO du RaspberryPi gère la réinitialisation d'Arduino.

La programmation d'Arduino s'effectue à l'aide d'un script Linux qui active la réinitialisation de manière appropriée. En effet, dans une carte Arduino classique, le téléchargement d'un sketch est précédé d'un signal de réinitialisation automatique provenant du circuit qui gère l'USB, mais sur « **RandA** » ce circuit n'existe pas.

La programmation d'Arduino peut se faire localement via l'environnement IDE installé sur le RaspberryPi et adapté par nos soins ou à distance en utilisant un IDE modifié sur un PC qui permet de gérer Arduino en réseau en simulant un port distant.

Enfin, comme nous le verrons dans les prochains articles, il est possible

de télécharger des sketches (compilés) dans Arduino via l'interface web.

Si le RaspberryPi veut utiliser Arduino, il peut envoyer des commandes ou des données à travers un programme qui utilise le port série du RaspberryPi. Il existe des exemples de programmes en langage C ou Java.

Si par contre, Arduino doit gérer le système, il faut alors que le RaspberryPi ait un processus en tâche de fond prêt à détecter l'arrivée de commandes.

Pour ce faire, nous avons été contraints d'utiliser une broche supplémentaire du port GPIO du RaspberryPi et une broche d'Arduino pour gérer ce processus à cause de l'unique interface de communication série disponible.

Dans tous les cas, nous avons préparé une librairie Arduino pour :

- l'envoi de commandes Linux et la réception d'une éventuelle réponse ;
- l'ouverture d'un fichier et la lecture et/ou écriture de ce dernier sur le RaspberryPi.

De plus, des commandes Linux (scripts et programmes) ont été implémentées pour gérer l'horloge, l'alarme et l'envoi de mails.

Le schéma électrique

Examinons maintenant la structure générale de la carte « **RandA** » en nous reportant au schéma électrique. Comme nous l'avons mentionné précédemment, la communication entre le RaspberryPi et le module RTC

Figure 3 : RandA permet l'allumage programmé du RaspberryPi.

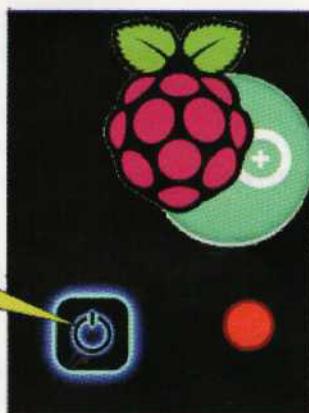
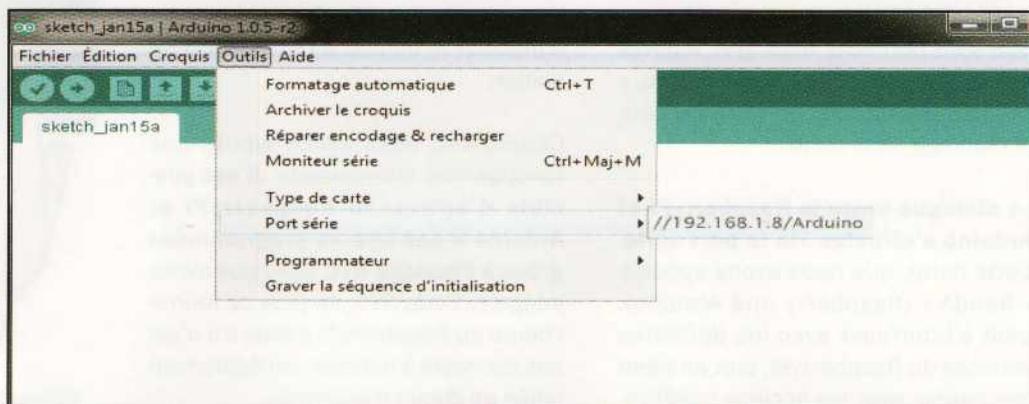


Figure 4 : l'environnement de développement avec le port distant.



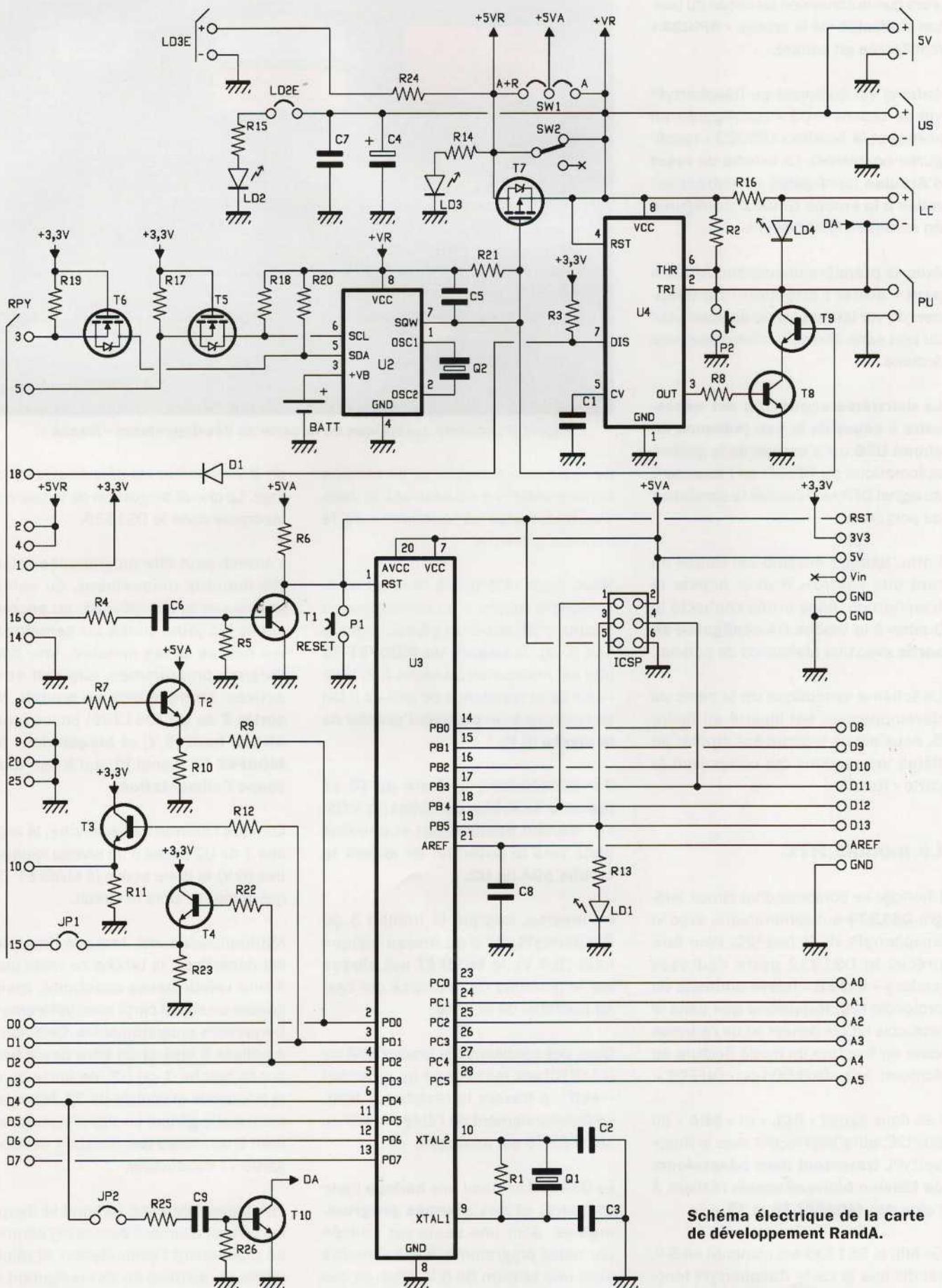


Schéma électrique de la carte de développement RandA.

(DS1339) s'effectue via le **bus I2C**, alors que la connexion au circuit du bouton s'effectue via la broche « **GPIO24** » (configurée en entrée).

Arduino est connecté au RaspberryPi via sa broche « **D2** » (configurée en sortie) et la broche « **GPIO22** » (configurée en entrée). La broche de **reset d'Arduino** (configurée en entrée) est **reliée à la broche GPIO23** (configurée en sortie) du RaspberryPi.

Avec la première connexion, Arduino peut « attirer l'attention » du RaspberryPi via un processus de scan actif du port série afin qu'il interagisse avec Arduino.

La deuxième connexion est nécessaire à cause de la non présence du circuit USB qui s'occupe de la gestion automatique du RESET, en l'associant au signal DTR cela produit la simulation du port série.

Enfin, lorsque Arduino est utilisé en tant que contrôleur pour activer le RaspberryPi, nous avons connecté le bouton à la broche **D4 configurée en sortie** avec une résistance de pull-up.

Le schéma synoptique de la carte de développement est illustré en figure 5, nous allons maintenant étudier en détail les sections qui composent la carte « RandA ».

Le module RTC

L'horloge se compose d'un circuit intégré **DS1339** qui communique avec le RaspberryPi via le bus I2C. Pour être précis, le DS1339 porte l'adresse esclave « **0xFFD** » (slave address) du protocole I2C. Rappelons que dans le protocole I2C, le dernier bit de l'adresse varie en fonction du mode (lecture ou écriture), soit « **0xFFD0** » ou « **0xFFD1** ».

Les deux lignes « **SCL** » et « **SDA** » du bus I2C, qui s'interfaçent avec le RaspberryPi, **traversent deux adaptateurs de tension bidirectionnels** réalisés à l'aide des **MOSFET T6 et T5**.

En fait, le DS1339 est alimenté en 5 V, tandis que la carte RaspberryPi fonctionne en 3,3 V.

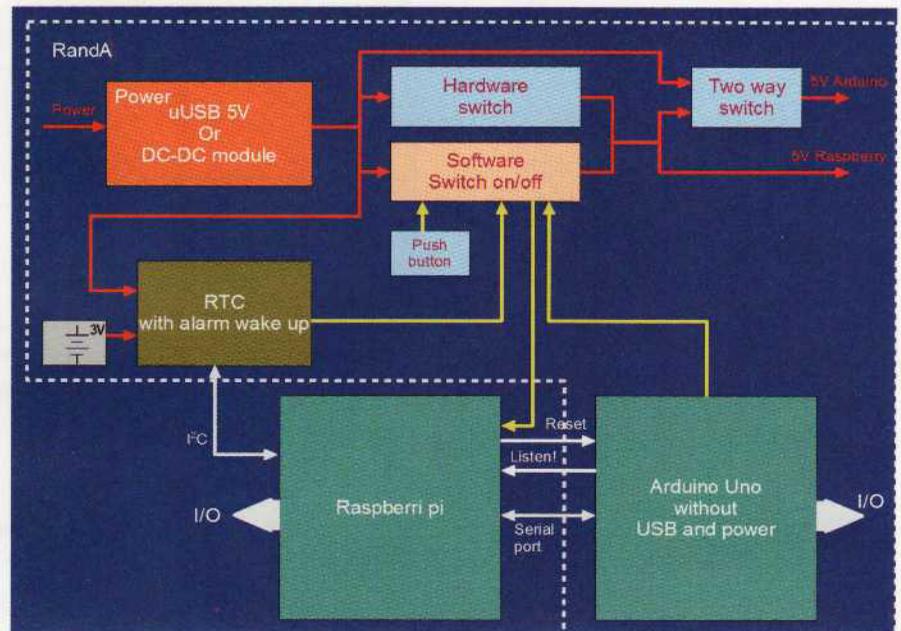


Figure 5 : schéma synoptique de la carte de développement « RandA ».

Ce système « adaptateur de tension bidirectionnel » a déjà été utilisé dans d'autres cartes et fonctionne de la manière suivante.

Nous nous référons à la ligne SDA. Lorsque la broche 3 du connecteur du RaspberryPi est à un niveau logique bas (0 V), la **source du MOSFET T6** (qui est maintenue au repos à 3,3 V à l'aide de la résistance de pull-up R19) se retrouve à un **potentiel proche de la masse (0 V)**.

Par conséquent, le **drain de T6 se retrouve au même potentiel** (le MOSFET devient **conducteur**) et entraîne donc vers le potentiel de **masse la broche SDA de U2**.

À l'inverse, lorsque la broche 3 du RaspberryPi est à un niveau logique haut (3,3 V), le **MOSFET est bloqué** car le potentiel de la source est égal au potentiel de la grille.

Dans ces conditions, la broche **SDA de U2 (RTC)** est maintenue au potentiel « **+VR** » à travers la résistance **R20**. Le fonctionnement de l'étage relatif au MOSFET T5 est analogue.

Le **DS1339** contient une **horloge** (date et heure) et des **alarmes programmables**, dont une seule est utilisée par notre programme. Il est alimenté avec une tension de 5 V, mais en cas de coupure de courant, une pile bouton

de 3 V maintient les données de l'horloge. Le circuit de gestion de la pile est incorporé dans le DS1339.

L'alarme peut être programmée selon les minutes uniquement, ou selon les heures et les minutes, ou encore selon les jours (mois ou semaine), les heures et les minutes. Une fois l'alarme programmée, elle doit être activée. Lorsque cela se produit, la **sortie 7 de U2 (DS1339)** passe à un **niveau haut (5 V)** et **bloque** donc le **MOSFET T7 (canal P)**, qui à son tour **coupe l'alimentation**.

Lorsque l'alarme se déclenche, la broche 7 de U2 passe à un niveau logique bas (0 V) et donc active le MOSFET T7 qui alimente alors le circuit.

Malheureusement, lorsque l'alarme est désactivée, la broche ne reste pas à une valeur basse constante, mais génère un signal carré avec différentes fréquences programmables. Cela nous a obligés à insérer un filtre passe-bas sur la broche 7 de U2, de sorte qu'à la fréquence maximale de 32,765 kHz, cette sortie génère un signal correspondant à un niveau bas constant et donc garde T7 conducteur.

Fondamentalement, lorsque le RaspberryPi est allumé, il désactive l'alarme en maintenant l'alimentation, et réinitialise les alarmes en les configurant à une valeur nulle (toutes à 0 V).

De cette façon, un arrêt ultérieur du système sera définitif et pour le redémarrer, il sera nécessaire de procéder de façon manuelle, sauf si en cours de fonctionnement une alarme a été programmée de nouveau. En fait, l'arrêt du système se produit en activant l'alarme, ce qui a pour effet de bloquer le transistor MOSFET T7.

À ce stade, vous pouvez redémarrer manuellement en court-circuitant l'alarme à l'aide du circuit marche/arrêt, ou en attendant que la temporisation se termine si l'alarme a été réglée.

La **gestion logicielle de l'horloge** s'effectue via la librairie « **wiringPi** » installée sur le RaspberryPi. Cette librairie Open Source, en plus de la gestion des broches du connecteur GPIO du RaspberryPi, implémente également le driver pour le bus I2C et la librairie en « C ++ » pour l'utiliser. La librairie « pi4j » est également installée, ce qui permet de piloter les broches GPIO et le bus I2C en langage Java. Nous approfondirons les aspects logiciels et programmes dans les prochains articles.

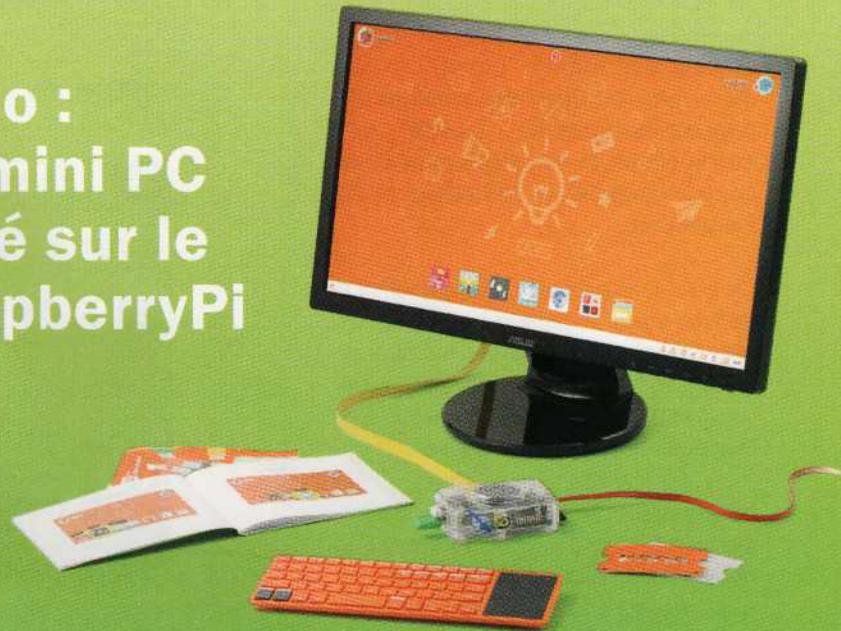
Le bloc d'alimentation et le circuit marche/arrêt

L'alimentation en 5 V provient du connecteur micro USB et peut être fournie par n'importe quelle alimentation standard pour smartphone. Si vous désirez que le RaspberryPi et/ou Arduino alimentent les périphériques externes, vous devez choisir un modèle d'alimentation **capable de fournir un courant de 2 à 3 A**. Sinon, dans le cas contraire, les alimentations standards de 1 A sont suffisantes.

De plus, la carte « **RandA** » peut être **alimentée avec une alimentation stabilisée de 5 V**, en la reliant au bornier « 5VIN ». Ce dernier est connecté en parallèle avec l'alimentation du connecteur micro USB, cela est utile dans le cas où vous auriez besoin d'alimenter un périphérique qui ne dispose pas de prise USB.

L'interrupteur général SW1 permet de mettre le système sous/hors tension de

Kano : un mini PC basé sur le RaspberryPi



Kano est un kit d'ordinateur « Do it yourself » basé sur le RaspberryPi. Il a été développé par la société britannique Kano et conçu pour aider les personnes de tous âges à assembler un ordinateur à partir de zéro et apprendre les compétences de base de la programmation.

En fait il s'agit d'un RaspberryPi auquel a été ajouté une coque, une carte SD, un clavier Bluetooth avec touchpad intégré et des câbles de couleurs. Le système d'exploitation est de type Linux basé sur Debian. Le système d'exploitation est conçu particulièrement pour apprendre aux plus jeunes et aux moins expérimentés la programmation.

En plus des logiciels d'apprentissage, Kano intègre certains jeux,

toujours bienvenus pour les plus jeunes.

Le kit comprend :

- des manuels pour Kano, illustrés et intuitifs (en anglais) ;
- Kano OS sur la carte mémoire SD de 8 Go ;
- un haut-parleur ;
- un RaspberryPi ;
- un clavier Combo Kano ;
- un boîtier spécialement étudié pour Kano ;
- des câbles HDMI et mini USB ;
- une alimentation secteur ;
- un dongle Wi-Fi.

Les prix vont de 199 € à 329 € en fonction du kit, vous trouverez plus de renseignements sur le site : <https://kano.me>

manière permanente, indépendamment de l'alarme ou de commandes logiciels. L'alimentation affecte non seulement le RaspberryPi, mais aussi Arduino et toutes les cartes d'extension.

Cependant, **nous avons choisi de séparer les deux alimentations, afin de permettre à Arduino d'être toujours alimenté si nécessaire**. Cela est rendu possible grâce à l'interrupteur SW2 qui sépare en amont les deux alimentations.

Puisque sur « RandA », la **structure Arduino est dépourvue du classique régulateur linéaire de tension et de**

l'interface TTL/USB, notre carte a une très faible consommation et peut être utilisée comme un contrôleur pour Raspberry en l'allumant et l'éteignant.

L'allumage et l'extinction peuvent être obtenus soit en programmant **l'alarme**, soit directement via la broche **D4** reliée au bouton d'alimentation. **L'allumage peut, par conséquent, être soumis à d'autres événements**, tels qu'une condition numérique ou analogique sur l'une des broches d'Arduino.

Il est aussi possible qu'Arduino soit connecté à la même source d'alimentation que le RaspberryPi et soit

soumis aux mêmes conditions de marche/arrêt. **L'une des principales caractéristiques de « RandA » est que le circuit électronique permet un contrôle logiciel de l'allumage et de l'extinction.**

Ce circuit comprend le **MOSFET T7** de type canal P qui sert de commutateur (avec une très faible résistance RDS_{ON}), l'alarme du module **RTC** et **U4** (un temporisateur de type 555) qui fonctionne comme une **bascule**.

Le transistor T7 est capable de supporter un courant de 3 A et devient conducteur lorsque sa grille (gate) est à un niveau bas (du moins tant que la tension ne dépasse pas 2 V), alors qu'il est bloqué lorsque sa grille est à un niveau haut (5 V).

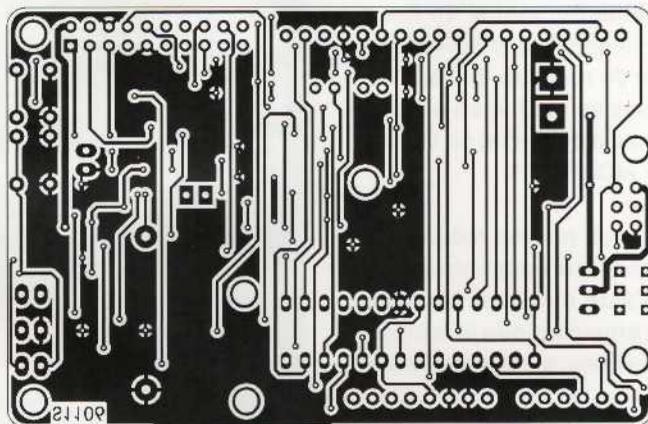
Nous avons déjà parlé de l'alarme, alors nous allons nous concentrer sur le circuit U4 qui est utilisé pour gérer l'alimentation via le bouton (P2), ou à distance via le connecteur « PUSH » auquel un bouton externe est relié.

Les LED LD3 et LD4 peuvent également être reportées vers l'extérieur en les reliant aux connecteurs correspondants. La LED LD3 (rouge) signale la présence de l'alimentation (montage sous tension), tandis que **LD4 (jaune) s'allume uniquement pendant la période de démarrage du RaspberryPi et s'éteint une fois que l'initialisation de ce dernier est terminée** et qu'il est prêt à fonctionner.

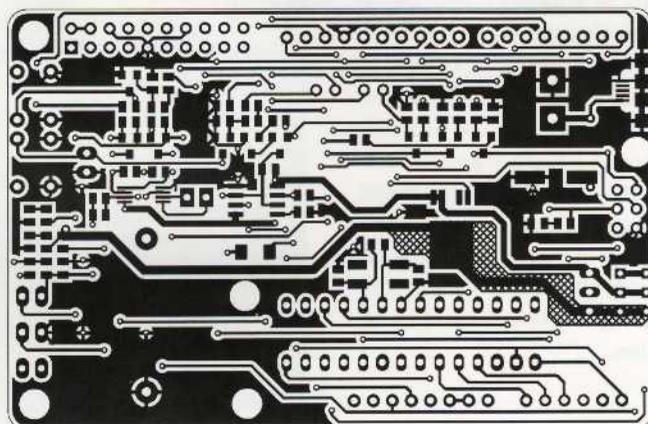
Lorsque le **système est éteint** et que le bouton **P2 est pressé**, le trigger du timer 555 déclenche la bascule et porte la sortie « **OUT** » (broche 3 de U4) à un **niveau haut**. Cette **condition** logique implique la **conduction** du transistor **T8**, qui à travers la jonction de la base de T9 qui se comporte comme une diode, amène la **grille de T7 à un niveau bas**. Ce dernier devient alors **conducteur** (passant).

Pour éteindre le montage via le bouton, il est nécessaire de réinitialiser la bascule, c'est le rôle de T9. En effet, si le RaspberryPi, au moyen d'une commande au démarrage, désactive l'alarme, il porte à un niveau bas la grille de T7. Alors T9 ne conduit plus et amène

Plan de montage de la carte « RandA »



Circuit imprimé de la carte « RandA » à l'échelle 1 : 1 côté soudures (face inférieure dénommée aussi « bottom »).

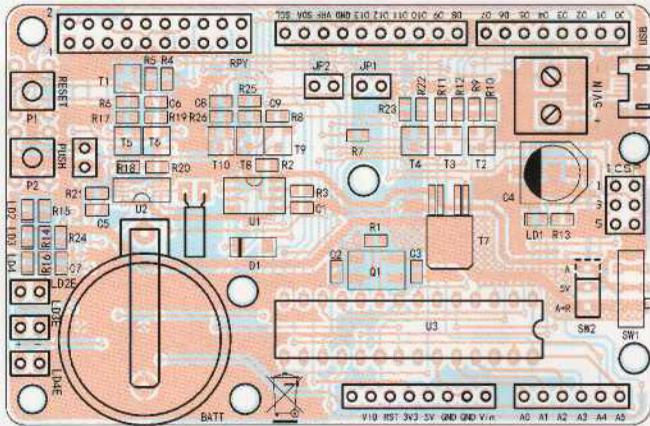


Circuit imprimé de la carte « RandA » à l'échelle 1 : 1 côté composants (face supérieure dénommée aussi « top »).

Liste des composants de la carte « RandA »

R1.....1 MΩ boîtier 0805
 R2.....10 kΩ boîtier 0805
 R3.....10 kΩ boîtier 0805
 R4.....4,7 kΩ boîtier 0805
 R5.....47 kΩ boîtier 0805
 R6.....10 kΩ boîtier 0805
 R7.....4,7 kΩ boîtier 0805
 R8.....10 kΩ boîtier 0805
 R9.....1 kΩ boîtier 0805
 R10....4,7 kΩ boîtier 0805
 R11....4,7 kΩ boîtier 0805
 R12....1 kΩ boîtier 0805
 R13....470 Ω boîtier 0805
 R14....470 Ω boîtier 0805
 R15....470 Ω boîtier 0805
 R16....470 Ω boîtier 0805
 R17....10 kΩ boîtier 0805
 R18....10 kΩ boîtier 0805
 R19....10 kΩ boîtier 0805
 R20....10 kΩ boîtier 0805

R21....10 kΩ boîtier 0805
 R22....1 kΩ boîtier 0805
 R23....4,7 kΩ boîtier 0805
 R24....470 Ω boîtier 0805
 R25....4,7 kΩ boîtier 0805
 R26....10 kΩ boîtier 0805
 C1.....47 nF céramique boîtier 0805
 C2.....15 pF céramique boîtier 0805
 C3.....15 pF céramique boîtier 0805
 C4.....100 µF/25V électrolytique boîtier E
 C5.....100 nF céramique boîtier 0805
 C6.....100 nF céramique boîtier 0805
 C7.....100 nF céramique boîtier 0805
 C8.....100 nF céramique boîtier 0805
 C9.....100 nF céramique boîtier 0805



Plan de câblage des composants de la carte « RandA ».

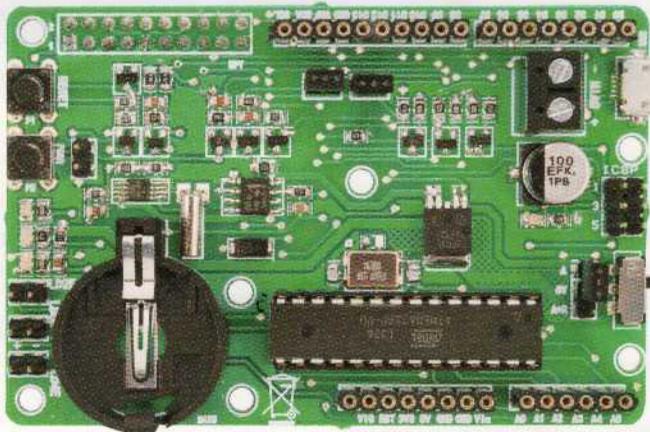


Photo de l'un de nos prototypes de la carte « RandA » vue de dessus.

U1..... NE555D
 U2..... DS1339U-33+
 U3..... ATMEGA328P

D1..... GF1M
 D2..... GF1M
 T1 BC817
 T2 BC817
 T3 BC817
 T4 BC817
 T5 BSS138
 T6 BSS138
 T7 SPD50P03L G
 T8 BC817
 T9 BC817
 T10 BC817

LD1.... LED verte boîtier 0805
 LD2.... LED rouge (boîtier 0805)
 LD3.... LED verte boîtier 0805
 LD4.... LED jaune boîtier 0805

Q1..... quartz 16 MHz (C7S)
 Q2..... quartz 32,768 kHz

P1 microswitch
 P2 microswitch
 SW1... interrupteur à glissière
 coudé à 90°
 USB.... connecteur micro USB

Divers

Bornier 2 pôles
 Support circuit intégré 2 x 14
 broches
 Cavalier (x 4)
 Barrette mâle 2 pôles (x 6)
 Barrette mâle 3 pôles (x 3)
 Barrette femelle 6 pôles (x 1)
 Barrette femelle 8 pôles (x 2)
 Barrette femelle 10 pôles (x 1)
 Barrette mâle/femelle 10 pôles
 (x 2)
 Support de pile pour CR2032
 Pile CR2032
 Entretoise M/F 10 mm (x 2)
 Entretoise F/F 10 mm (x7)
 Vis 3 MA 6 mm (x 14)

à un **niveau haut** la broche « **Threshold** » (6) du circuit intégré U4, cela **réinitialise la bascule**.

À ce stade, une nouvelle pression sur le bouton activera de nouveau la bascule, qui provoquera également la décharge du 555. Mais comme le RaspberryPi se trouve sous tension, il peut intercepter à l'aide d'un processus actif dédié le signal provenant de la broche « **GPIO24** » qui est reliée à la broche « **Discharge** » (7) du circuit 555. Le processus d'arrière-plan lance alors la commande « **shutdown** » qui arrête le système. **Le bouton fonctionne donc à la fois pour l'allumage et l'extinction.**

La **LED jaune s'allume au démarrage** pour signaler le « démarrage en cours » du RaspberryPi, mais **dès que le système a démarré, elle s'éteint** automatiquement, signalant que le RaspberryPi est prêt à accepter une connexion. En fait, la LED est alimentée par le courant de collecteur du transistor T9.

Si la carte « RandA » est reliée à une alimentation externe indépendante, à l'aide du commutateur SW2, **Arduino peut activer/désactiver directement le RaspberryPi**. En effet, Arduino porte sa broche D4 à un niveau haut qui provoque la conduction du transistor T10. Ce dernier étant branché physiquement en parallèle avec le bouton.

Le module Arduino

Comme nous l'avons déjà mentionné, la carte « **RandA** » présente une **version d'Arduino Uno privée de son système d'alimentation et de son interface USB. Sa programmation doit donc s'effectuer via le RaspberryPi ou via le réseau**. Sur le RaspberryPi est installé l'IDE Arduino en version Linux, grâce auquel il est possible de programmer Arduino et donc de téléverser un sketch compilé.

L'IDE peut être lancé à partir d'une console Linux distante avec le **protocole SSH**, mais comme il s'agit d'un environnement graphique, la console doit également pouvoir gérer un serveur « **Xwindow** ». Sinon, vous devez connecter un clavier et un écran au RaspberryPi.

Cependant, il existe une autre possibilité de programmer Arduino avec un accès distant. Il faut utiliser l'IDE Arduino en version PC, et le modifier pour gérer un port série distant. Une fois l'IDE lancé sur le PC, il permet de voir n'importe quel Arduino distant et pris en charge par un RaspberryPi.

Pour obtenir cela, il était nécessaire d'installer un logiciel sur le RaspberryPi qui communique avec l'IDE et gère le port série connecté à Arduino. C'est une sorte d'émulation d'un port accessible depuis l'IDE ouvert sur le PC qui est connecté au réseau local.

Puisque « RandA » utilise une connexion série directe avec le RaspberryPi, il est nécessaire d'avoir la possibilité d'activer la réinitialisation via une broche du RaspberryPi. En effet, dans un Arduino classique, la réinitialisation logicielle est effectuée par le circuit d'interface USB qui est manquant dans « RandA ».

Le **circuit d'interface USB qui simule une connexion série**, transforme le signal « DTR » en une **impulsion de réinitialisation**. Nous pouvons obtenir le même résultat sur « RandA » en utilisant la broche « GPIO23 » du RaspberryPi.

Même dans le cas d'une connexion entre RaspberryPi et Arduino, nous avons rencontré le même problème d'adaptation de tension que celui que nous avons rencontré avec U2 (RTC). Les transistors T1, T2, T3, T4 et T10 réalisent cette adaptation des niveaux des tensions entre Arduino (5 V) et RaspberryPi (3,3 V).

En particulier, **T1** relie la broche « **GPIO23** » avec celle de « **RESET** » d'Arduino, tandis que **T2** et **T3** interfacent les lignes séries **TX(D1)** et **RX(D0)**. Le transistor **T4**, d'autre part, permet à Arduino de « demander l'attention » au RaspberryPi en utilisant la broche **D2** connectée à la broche « **GPIO22** ».

En fait, sur le RaspberryPi est installé un processus en arrière-plan qui détecte le changement d'état sur cette broche et active un autre processus qui interagit en série avec tout sketch Arduino qui utilise une librairie prévue pour envoyer des commandes Linux exécutées par le processus.

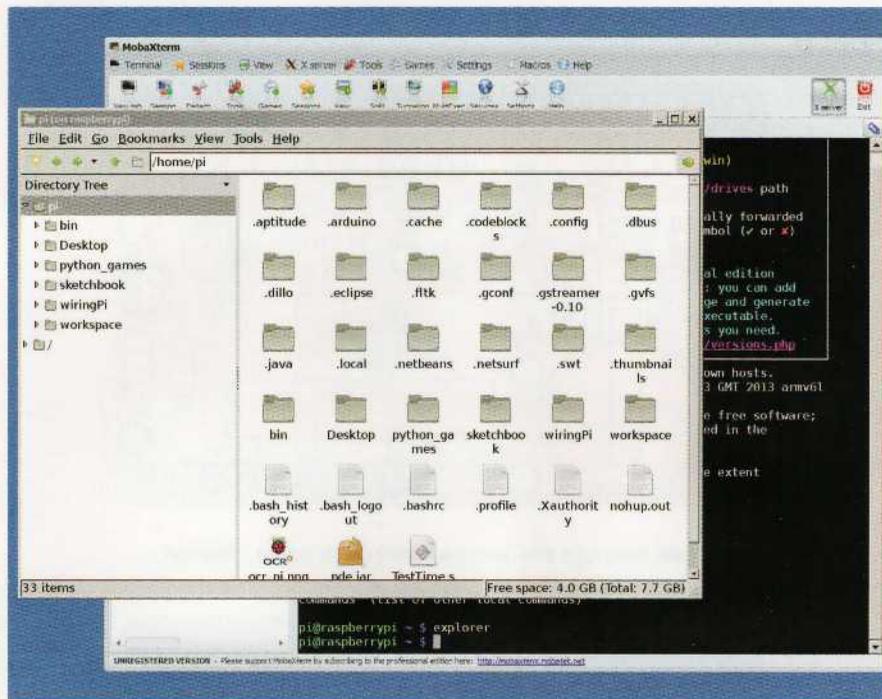


Figure 6 : session de MobaXterm.

De cette façon, Arduino peut contrôler le RaspberryPi. Et vice versa, le RaspberryPi peut installer sur Arduino, grâce à des commandes, un sketch compilé et stocké sur son système de fichier (« file system »).

Une connexion supplémentaire (via un cavalier) permet de connecter le bouton marche/arrêt avec la broche D4 d'Arduino. Grâce au transistor T10, il permet ainsi d'allumer et d'éteindre le RaspberryPi.

Les deux transistors T1 et T10 travaillent en impulsions car ils sont saturés à travers des condensateurs.

Le reste de la carte « RandA » est un circuit standard Arduino, avec tous les connecteurs, quartz, bouton de réinitialisation etc.

RaspberryPi

La carte « RandA » se superpose à celle du RaspberryPi à l'aide d'une structure intermédiaire nécessaire pour enficher la carte sinon, il ne serait pas possible d'utiliser les 4 trous du RaspberryPi en raison de la nécessité de respecter à la fois le standard des connecteurs d'extension d'Arduino et le standard du connecteur du RaspberryPi.

De plus, nous avons voulu respecter le format du RaspberryPi. De cette façon, « RandA » et RaspberryPi forment un système très compact, en gardant la possibilité d'utiliser des cartes d'extension Arduino.

Réalisation pratique

La carte de développement « RandA » est réalisée sur un circuit imprimé à double face, la plupart des composants sont de type CMS. Les **typons et les fichiers GERBER du circuit imprimé sont téléchargeables gratuitement** sur notre site web dans le **sommaire détaillé de la revue**.

La carte est disponible sous forme de kit déjà monté, du moins pour la partie CMS. Une fois le circuit imprimé fabriqué, vous devez passer au soudage des composants CMS. Pour cela, il est nécessaire d'utiliser un fer à souder d'environ 25 W et dont la panne doit avoir un diamètre de 0,2 mm au maximum. De plus, vous devez utiliser de la soudure pour composants CMS de 0,5 mm de diamètre.

Lors de l'assemblage de la carte, soudez en premier les plus petits composants en commençant par les résistances CMS, les condensateurs CMS, les diodes, les transistors, etc.

Vérifiez également l'orientation de C4, des diodes, des transistors, des circuits U1 et U2 avant de les souder.

Évitez de faire des ponts de soudures entre les pattes des composants qui sont très proches les uns des autres. Le quartz Q2 doit être soudé à 90°.

Pour le microcontrôleur ATmega328, nous avons préféré utiliser une version DIP et un support traditionnel. N'oubliez pas de souder les broches des cavaliers au pas de 2,54 mm.

Une fois la carte entièrement assemblée, insérez une pile CR2032 dans le support de pile ainsi que le microcontrôleur ATmega328 dans le bon sens. Ce dernier étant déjà programmé à l'aide du « bootloader » Arduino.

Développer des programmes

Arduino peut être programmé soit via un IDE installé sur un ordinateur, soit via un IDE local (dans un environnement Linux). Mais comment faire pour utiliser l'IDE sur le RaspberryPi et, plus généralement, comment accéder à l'environnement Linux de manière pratique ?

RaspberryPi peut être géré en connectant un clavier, une souris sur l'USB et un moniteur sur le connecteur HDMI, mais l'utilisation habituelle du RaspberryPi s'effectue via le réseau local, ou via un port Ethernet ou encore par Wi-Fi.

Dans ce cas, l'accès s'effectue à l'aide du protocole SSH, activé automatiquement dans les dernières distributions du système d'exploitation Raspbian.

Cependant, au lieu d'utiliser le programme « PuTTY » qui peut être installé sur tous les ordinateurs et que nous avons largement employé dans les articles consacrés au RaspberryPi, nous vous recommandons d'utiliser le logiciel « MobaXterm » qui est plus puissant et aussi gratuit (voir la figure 6).

Ce programme permet de réaliser une connexion de type SSH comme celle implémentée avec « PuTTY », mais de plus il dispose d'un « Xserver » géré automatiquement.

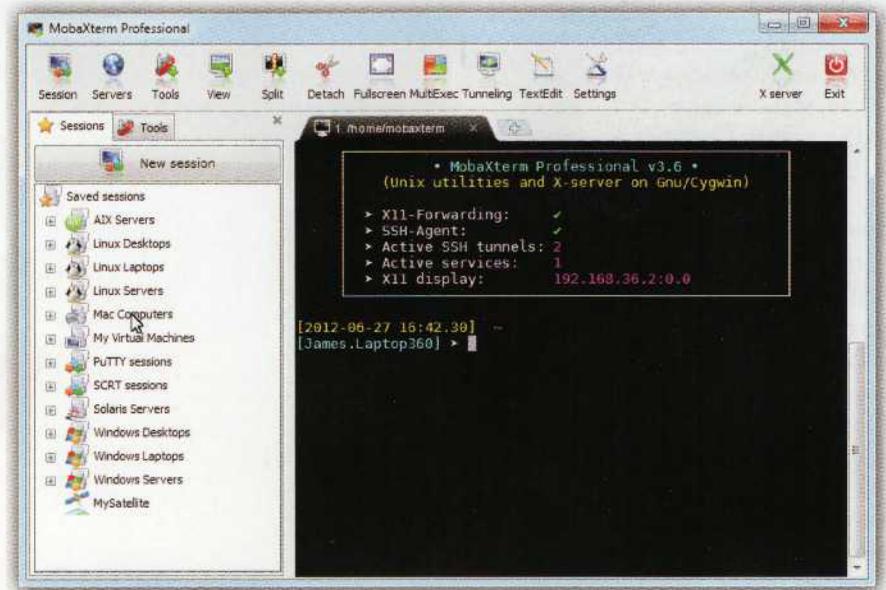


Figure 7 : fenêtre principale du logiciel MobaXterm.

Cela signifie que l'interface graphique de Raspbian est correctement affichée sur l'ordinateur distant, c'est-à-dire que vous pouvez gérer le RaspberryPi comme s'il était connecté à un clavier, à une souris et à un écran.

Bien qu'il soit possible de lancer le bureau complet, il est préférable, pour des raisons de performances, d'utiliser l'interface de la console comme base de commande et d'activer des programmes graphiques uniquement en cas de besoin.

Par exemple, vous pouvez lancer :

- une commande de gestion de fichiers (comme l'Explorateur de Windows) ;
- un éditeur graphique ;
- un environnement de développement pour C (comme Codeblocks), pour Java, ou l'IDE Arduino.

Les fenêtres « XWINDOW » apparaissent automatiquement sur l'ordinateur distant grâce à « Xserver » qui est intégré dans « MobaXterm ». En fait, ce dernier permet également d'ouvrir une session FTP et plus encore.

À ce stade, il ne reste plus qu'à choisir le langage de développement et l'environnement approprié : soit l'éditeur de script Linux, soit un IDE pour langage C, ou Java, ou Python, ainsi que l'utilisation de l'IDE Arduino locale ou distante.

Dans tous les cas, nous proposerons des logiciels à installer qui comprendront à la fois des programmes d'utilisation de « RandA », des environnements de développement, des bibliothèques de gestion du port GPIO du Raspberry et plusieurs exemples.

Enfin, nous préparons un serveur Web (avec Tomcat) qui permettra une gestion à distance de « RandA » via un navigateur pour télécharger dans Arduino un sketch compilé et stocké dans un dossier du RaspberryPi, pour gérer l'horloge et l'alarme, pour ouvrir une console Arduino ou encore éteindre le système.

Conclusion

« RandA » n'est pas seulement une carte Arduino montée sur un RaspberryPi, il s'agit d'un système intégré doté d'une gestion de l'alimentation et d'une horloge temps réel (RTC) programmable.

Cela facilite la mise en œuvre d'applications qui activent ou désactivent le système en fonction de conditions externes ou d'une temporisation.

Avec l'ajout d'une batterie tampon alimentée par un panneau solaire, et d'une clé Wi-Fi ou d'un modem GSM, il est possible de créer un système complet et puissant de contrôle et de gestion à distance. ■

Module enregistreur vocal SPC01 avec PIC & EEPROM

Module d'enregistrement/lecture de messages vocaux dont les caractéristiques sont similaires à celles d'un circuit ISD. Il est doté d'un microcontrôleur gérant plusieurs mémoires EEPROM. Le module est fourni avec deux mémoires de type CMS auxquelles il est possible d'ajouter deux autres mémoires en boîtier DIP qui peuvent facilement être insérées. Le SPC01 est particulièrement adapté aux systèmes de sécurité et d'alarme, il fonctionne en mode autonome mais peut également être programmé à partir d'un PC. Le SPC01 ne dispose pas d'une entrée microphone ni d'une sortie haut-parleur. Il doit être intégré dans une chaîne d'amplification conçue pour l'application désirée. Vous pouvez tester ses caractéristiques et ses modes de fonctionnement grâce à la demoboard sur laquelle vous pouvez insérer le module SPC01 et commencer à l'utiliser. Cette carte est dotée d'une entrée microphone, d'une entrée ligne, d'une sortie haut-parleur et d'une sortie ligne. Les DIP switch permettent un réglage simple des différentes fonctions disponibles, y compris l'interface série.

N.B : les deux mémoires en boîtier DIP 24LC1025 sont en option.

Caractéristiques techniques du module SPC01 :

Format d'enregistrement : ADPCM 4 bits ;

Durée d'enregistrement :

- 65 s à 16 ksp/s / 130 s à 8 ksp/s (4 mémoires) ;

- 48 s à 16 ksp/s / 96 s à 8 ksp/s (3 mémoires) ;

- 32 s à 16 ksp/s / 64 s à 8 ksp/s (2 mémoires) ;

Fréquence d'échantillonnage : 16 ksp/s ou 8 ksp/s sélectionnable ;

Résolution : 8 bits ;

Tension d'entrée : 1,5 Vpp max ;

Tension de sortie : 4,5 Vpp max à la tension d'entrée max ;

Commandes : lecture (PLAY), pause, stop, enregistrement (REC), saut de piste (TRACK SKIP) ;

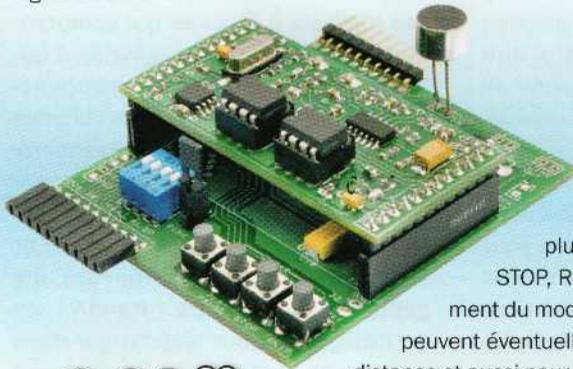
Fonctions : bip fin de piste ; lecture d'une piste en boucle ; lecture en boucle de toutes les pistes ; accès à une piste de manière séquentielle ou indexée ; suppression de la dernière piste ou suppression totale ; commandes et fonctions via le port série (RS-232) ; LED rouge et verte de signalisation.



€ 32,80
Réf.: SPC01

Demoboard pour module SPC01

Cette platine d'évaluation est dédiée au module SPC01, elle permet immédiatement de tester toutes ses fonctionnalités. Elle dispose d'une entrée microphone, d'une entrée au niveau ligne, d'une sortie haut-parleur et d'une sortie au niveau ligne. En plus des entrées logiques pour les boutons de commande du module (PLAY / PAUSE, STOP, REC, SKIP), elle dispose d'autres entrées qui permettent de configurer le fonctionnement du module au moyen d'un DIP switch ou au moyen de signaux logiques externes. Ces entrées peuvent éventuellement être utilisées comme un port série (RX/TX) pour commander l'enregistreur à distance et aussi pour lire/écrire dans la mémoire EEPROM à partir d'un ordinateur. Deux LED, l'une rouge et l'autre verte, indiquent l'état de fonctionnement de l'enregistreur vocal.



€ 21,20

Réf.: SPC-DK

Chambre d'écho digitale

Ce kit peut être utilisé avec différents systèmes audio tels qu'un karaoké, une table de mixage, ou peut être intégré dans un jouet. Cette chambre d'écho est dotée d'un circuit intégré Holtek qui réalise une ligne à retard numérique. Elle dispose d'un microphone intégré, mais elle peut aussi accepter des signaux à un niveau ligne. Elle dispose d'une sortie au niveau ligne permettant d'attaquer une table de mixage ou un amplificateur et dispose aussi d'une sortie directe pour HP. Réglage du volume, du délai d'écho et du feedback (retour).

Caractéristiques techniques :

Tension d'alimentation : 9 VDC ;

Courant absorbé avec un haut-parleur : 400 mA ;

Courant absorbé sur la sortie ligne : 50 mA ;

Contrôle du niveau d'entrée, du volume de sortie, du temps de l'écho et du retour ;

Sensibilité de l'entrée ligne : 500 mVeff ;

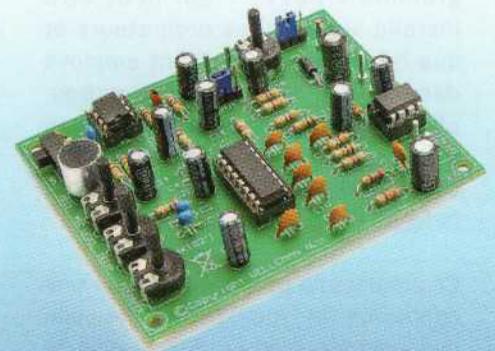
Temps de retard de l'écho : de 80 ms à 200 ms ;

Distorsion THD : de 0,2 à 0,7 % ;

Bruit en l'absence de signal (pondéré A) : -85 dBV ;

Sortie ligne et haut-parleur ;

Puissance de sortie sur HP : 500 mW (8 Ω à 10 % THD).



€ 17,35

Réf.: MK182

COMELEC

CD 908 - 13720 BELCODÈNE Tél. : 04 42 70 63 90 Fax : 04 42 70 63 95

Vu sur www.bookys.me

www.comelec.fr

Enregistreur vocal avec PIC & EEPROM

Deuxième partie

de Marco LANDONI

Dans le précédent numéro, nous vous avons présenté deux modules d'enregistrement et de reproduction de messages vocaux réalisés à l'aide d'un microcontrôleur PIC pouvant remplacer avantageusement les circuits ISD. Dans cette seconde partie, nous allons décrire le module le plus performant ainsi qu'une carte de développement afin de tester ce dernier.



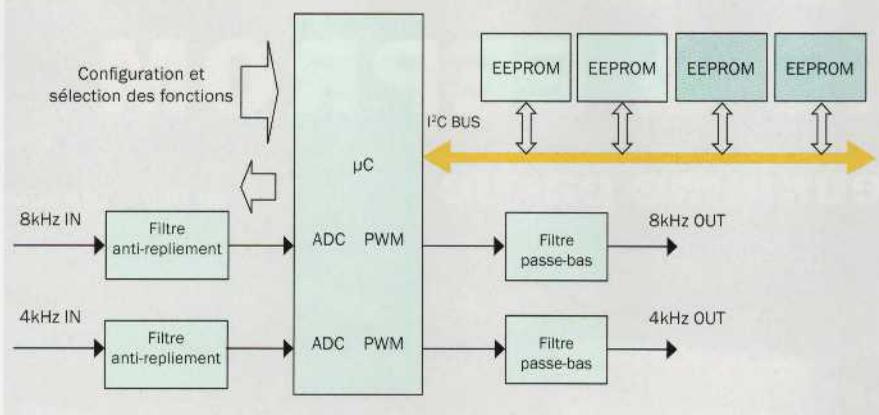
Dans le précédent numéro 141 d'Electronique et Loisirs Magazine, nous avons décrit notre système modulaire d'enregistrement et de reproduction de messages vocaux, en soulignant le fait que le système comporte deux modules (un ayant une mémoire plus importante et donc plus de messages) à microcontrôleur chargé de la conversion du signal audio et du contrôle des adresses mémoires.

L'architecture est basée sur une émulation de la famille des circuits intégrés Winbond à synthèse vocale, spécifiquement conçue pour mémoriser l'audio directement dans une mémoire EEPROM.

Contrairement à ces puces, **nos modules vocaux sont constitués d'un microcontrôleur et d'une mémoire FLASH modulable.**

Le **microcontrôleur échantillonne le signal audio** entrant et **stocke les données dans la mémoire**, du moins pendant la phase d'enregistrement. Lors de la phase de lecture, le PIC lit la mémoire et convertit les données en un signal audio analogique. La durée du message dépend de la capacité de la mémoire présente, le microcontrôleur

Figure 1 : schéma synoptique du module d'enregistrement et de reproduction de messages vocaux.



gère la mémoire disponible à l'aide du bus I2C en interrogeant de manière séquentielle les adresses possibles et en vérifiant les réponses.

Après avoir décrit la philosophie du projet et les schémas synoptiques des

modules, nous allons décrire dans le détail le **module SPC01** qui est le plus performant. Nous décrirons également une carte de démo pour utiliser ce module. En figure 1, vous pouvez voir le schéma synoptique simplifié du module SPC01.

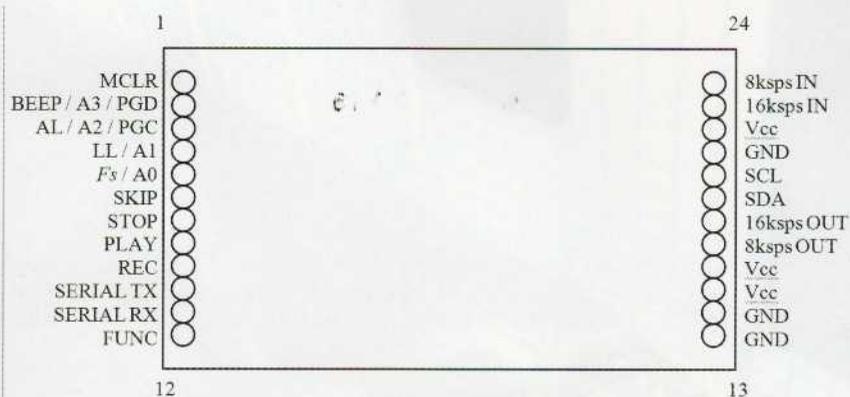


Figure 2 : brochage (vue de dessus) du module vocal SPC01.

Caractéristiques techniques :

- **Format d'enregistrement : ADPCM 4 bits ;**
- **Durée d'enregistrement :**
 - 65 s à 16 ksp / 130 s à 8 ksp (4 mémoires) ;
 - 48 s à 16 ksp / 96 s à 8 ksp (3 mémoires) ;
 - 32 s à 16 ksp / 64 s à 8 ksp (2 mémoires) ;
- **Fréquence d'échantillonnage : 16 ksp ou 8 ksp sélectionnable ;**
- **Résolution : 8 bits ;**
- **Tension d'entrée : 1,5 Vpp max ;**
- **Tension de sortie : 4,5 Vpp max à la tension d'entrée max ;**
- **Commandes : lecture (PLAY), pause, stop, enregistrement (REC), saut de piste (TRACK SKIP) ;**
- **Fonctions : bip fin de piste ; lecture d'une piste en boucle ; lecture en boucle de toutes les pistes ; accès à une piste de manière séquentielle ou indexée ; suppression de la dernière piste ou suppression totale ; commandes et fonctions via le port série (RS-232) ; LED rouge et verte de signalisation.**

Comme nous l'avons mentionné dans l'article précédent, dans cette configuration nous avons **deux fréquences d'échantillonnage : 8 ksp et 16 ksp.**

La première correspond à un temps d'enregistrement (et donc de reproduction) plus long avec en contrepartie une qualité de reproduction inférieure. La seconde permet une qualité sonore supérieure avec une durée plus courte, car elle utilise une plus grande quantité de mémoire.

Le signal analogique est numérisé et traité par un microcontrôleur **PIC18F2420**, puis ensuite **mémorisé en temps réel** dans des mémoires **EEPROM**. Il est possible d'installer un minimum de 2 mémoires jusqu'à un **maximum de 4 mémoires** afin d'obtenir trois durées d'enregistrement/reproduction différentes.

Pour une fréquence d'échantillonnage de 8 ksp, nous obtenons 65 s avec 2 mémoires, 98 secondes avec 3 mémoires et jusqu'à 130 s avec 4 mémoires. Avec une fréquence d'échantillonnage de 16 ksp les durées sont divisées par 2. Les mémoires facultatives sont en boîtier DIP et montées sur des supports, elles sont faciles à installer.

Le schéma électrique

Comme vous l'avez certainement remarqué, le schéma du module enregistreur vocal est pratiquement le schéma synoptique de la figure 1.

Il y a donc le microcontrôleur U1, qui est le cœur du système, les mémoires EEPROM U2, U3, U4 et U5 fonctionnant via le bus I2C (SDA et SCL), et enfin la partie analogique avec un **filtre d'anti-repliement** (anti-aliasing) réalisé à l'aide d'amplificateurs opérationnels contenus dans le circuit U7.

L'autre amplificateur opérationnel double U6 est utilisé pour filtrer le signal généré par les sorties PWM du microcontrôleur.

Procédons par ordre et commençons la description du schéma à partir des entrées analogiques.

Chaque entrée est reliée à une paire de **filtres actifs passe-bas** qui constituent une cellule du **5^{ème} ordre**. La fréquence de coupure est fixée pour l'entrée 8 ksp/s à 3,1 kHz et pour l'entrée 16 ksp/s à 5,7 kHz.

Bien sûr, vous pouvez vous demander pourquoi un tel filtrage a été introduit sur le signal d'entrée. La raison est que, comme le formule le **théorème d'échantillonnage de Shannon**, pour traiter correctement un signal à une fréquence d'échantillonnage donnée « **fs** », il est nécessaire que ce signal ait une **bande passante « B » inférieure à fs/2** (appelée **fréquence de Nyquist**).

Si cette condition n'est pas respectée, lors de la reconstruction du signal échantillonné, nous obtenons un **signal de sortie analogique très déformé** dû à l'effet connu sous le nom « **d'aliasing** ».

Dans notre cas, pour échantillonner correctement le signal à une fréquence de 8 ksp/s, il faut **limiter la bande passante du signal à 4 kHz**.

Comme dans la pratique les filtres à pente infinie n'existent pas, il est nécessaire de commencer à atténuer le signal avant les 4 kHz (correspondant à la fréquence de Nyquist) et d'ajuster le filtre pour obtenir une atténuation suffisante à cette fréquence.

En d'autres termes, le problème de la distorsion provient du fait que, au-dessus de la fréquence de coupure, il existe encore un signal, qui bien qu'il soit fortement atténué, est échantillonné et provoque des perturbations car il se trouve au delà de la fréquence d'échantillonnage.

En utilisant un filtre dont la pente d'atténuation est faible, il est nécessaire d'avoir une fréquence de coupure très basse. Inversement, lorsque la pente d'atténuation du filtre est forte, nous pouvons augmenter la fréquence de coupure et donc la bande passante de notre enregistreur. Cela revient à déplacer la fréquence limite supérieure proche de la fréquence de Nyquist.

Avec les filtres insérés dans le circuit, nous pouvons obtenir une atténuation à

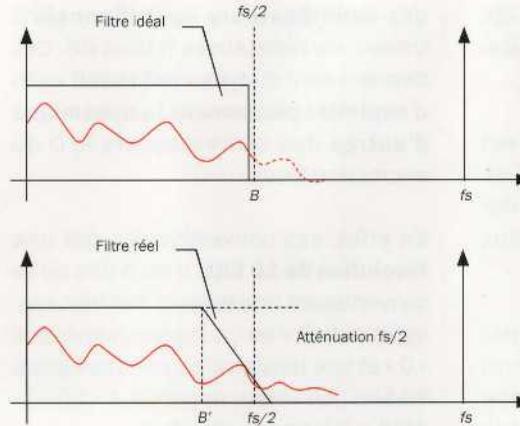


Figure 3 : pour échantillonner correctement à la fréquence f_s , le signal doit avoir une bande passante telle que : $B < f_s/2$. Sinon, nous devons filtrer à la fréquence B en éliminant tout ce qui est au-dessus de $f_s/2$. Dans la pratique les filtres réels ont une pente finie, il est alors nécessaire de définir une bande « B' » pour le filtre passe-bas afin qu'à la fréquence $f_s/2$ l'atténuation soit suffisante.

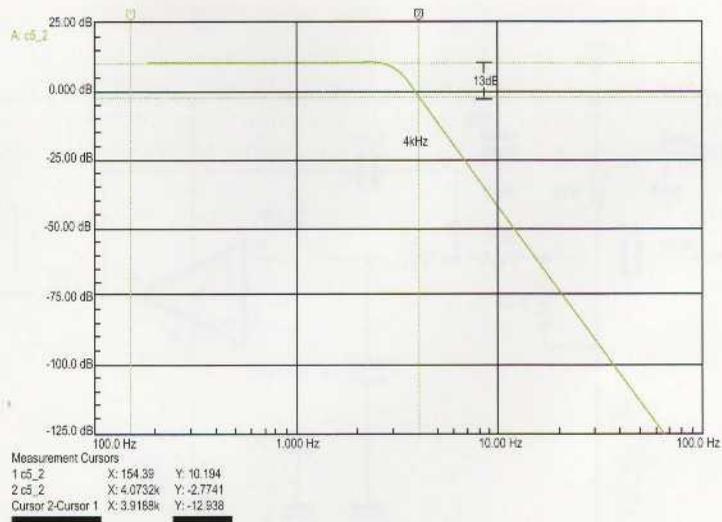


Figure 4 : bande passante du filtre pour un signal d'entrée à 8 ksp/s. Comme vous pouvez le voir, l'atténuation à la fréquence critique (4kHz) est d'environ 13 dB. À partir de la fréquence de coupure (3,1 kHz), le signal perd 10 dB dans une plage de moins d'un kilohertz.



Figure 5 : bande passante du filtre pour un signal d'entrée à 16 ksp/s. Vous constatez que l'atténuation à la fréquence critique (8 kHz) est d'environ 17 dB. À partir de la fréquence de coupure (5,7 kHz), le signal perd 15 dB dans une plage de moins de 2 kHz.

la fréquence critique d'au moins 13 dB, ce qui est suffisant pour notre application (voir les figures 4 et 5).

Comme cette chaîne de filtres est active, elle fournit un gain total de 10 dB, ce qui nous permet de limiter la tension maximale appliquée aux entrées à environ 1,5 Vpp.

Le **diviseur de tension** constitué par les résistances **R25** et **R26** permet de fournir une **tension de référence** permettant de **polariser les entrées**

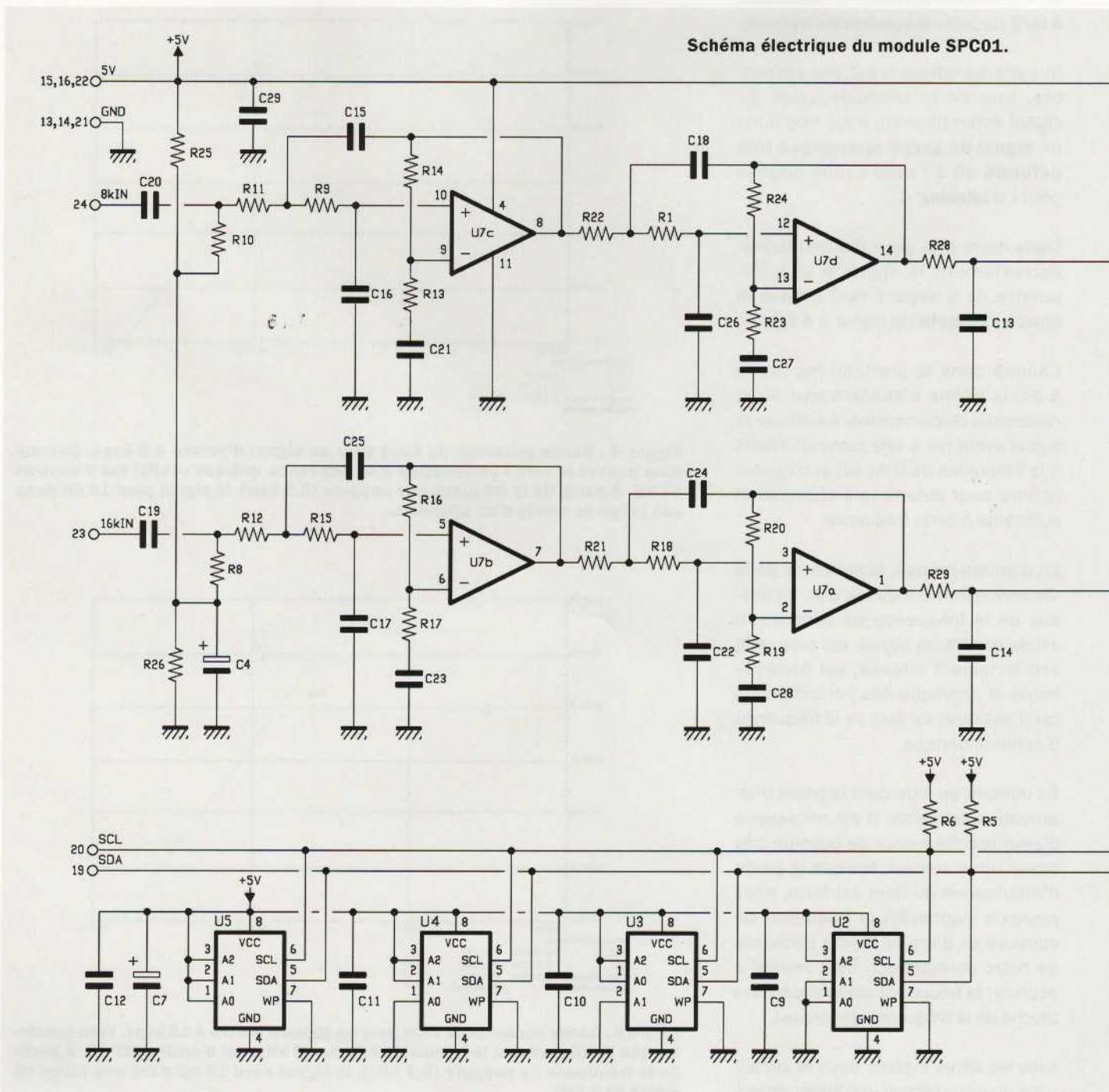
des **amplificateurs opérationnels** à travers les résistances **R10** et **R8**. Ces derniers sont du type « **rail-to-rail** » afin d'**exploiter pleinement la dynamique d'entrée** des convertisseurs A/D du microcontrôleur.

En effet, ces convertisseurs ont une **résolution de 10 bits**, c'est à dire qu'ils convertissent une tension d'entrée analogique de 0 V en une valeur numérique « 0 » et une tension d'entrée analogique V_{dd} en une valeur numérique « 1023 » ($V_{dd} = 5$ V dans notre cas).

Si la tension de sortie des amplificateurs opérationnels ne pouvait pas atteindre l'amplitude de la tension d'alimentation (5 V), mais seulement 3,5 V à 4 V (ce qui est le cas avec un classique amplificateur opérationnel de type TL082), l'**ADC n'attendrait jamais la valeur 1023** mais s'arrêterait à des valeurs numériques comprises entre 700 et 800. Cela signifierait une perte d'environ 20 % en termes de dynamique de conversion.

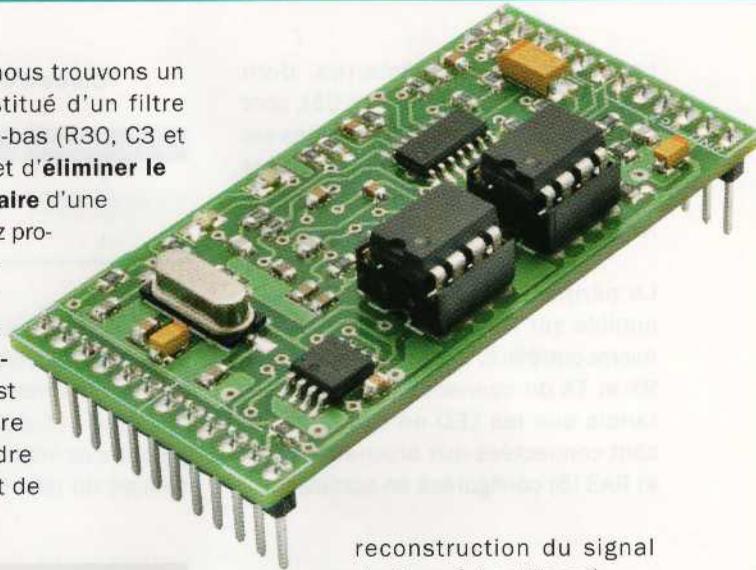
Au lieu de cela, en utilisant des amplificateurs opérationnels « rail-to-rail »,

Schéma électrique du module SPC01.

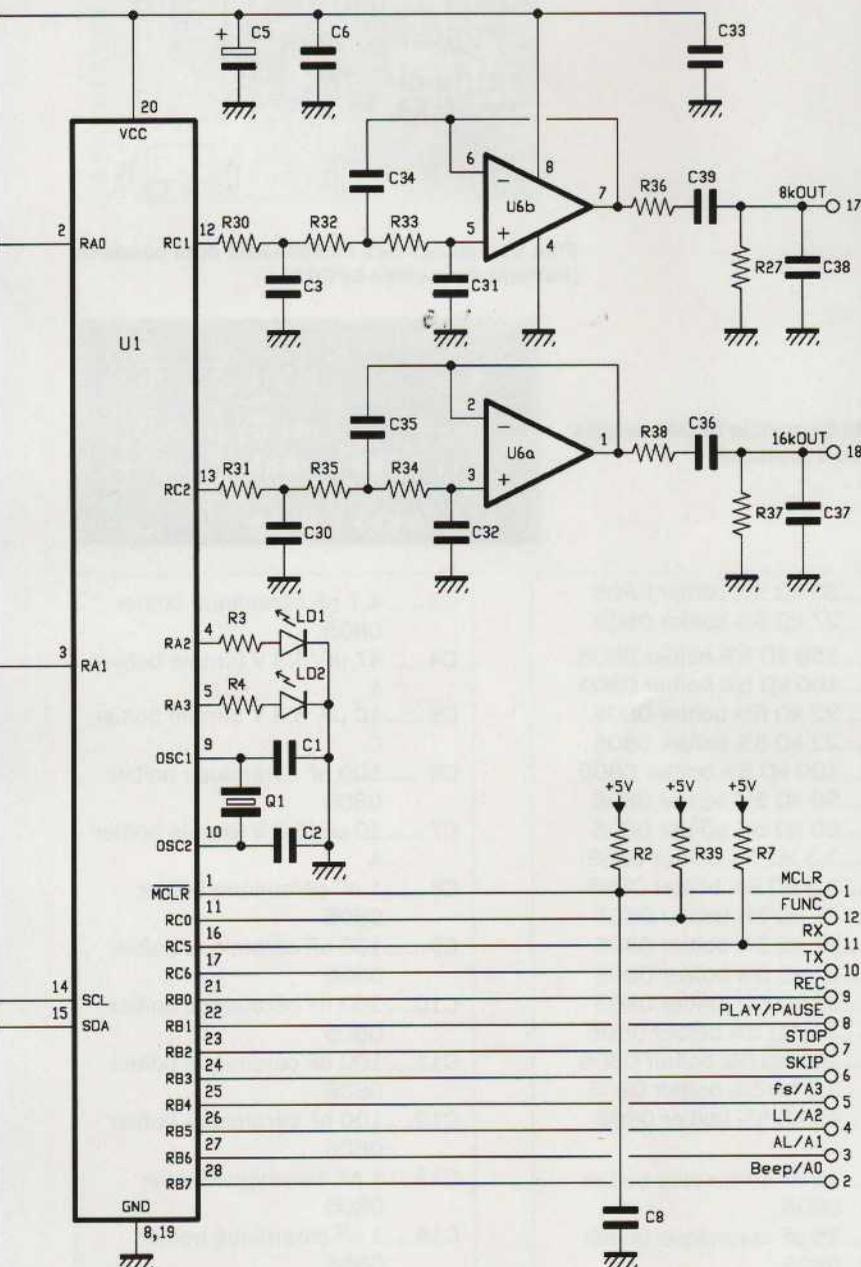


nous pouvons fournir aux entrées analogiques (broches 2 et 3) des convertisseurs A/D du PIC une tension dont l'excursion va de **0 V à 4,9 V** et donc ainsi utiliser pratiquement toute la plage dynamique des convertisseurs. En continuant la description de la partie analogique, nous arrivons aux sorties des **deux périphériques PWM**, c'est-à-dire les broches 12 et 13 du microcontrôleur. Dans ce cas également, **les parcours des signaux sont distincts pour les fréquences d'échantillonnage 8 ksp/s et 16 ksp/s**.

Dans les deux cas, nous trouvons un premier étage constitué d'un filtre passif de type passe-bas (R30, C3 et R31, C30) qui permet d'**éliminer le signal 5 V rectangulaire** d'une fréquence de 156 kHz provenant de la **modulation PWM** et d'**extraire uniquement la composante modulée**. Ce filtre passif est alors suivi d'un filtre actif de second ordre utilisé comme circuit de



reconstruction du signal analogique échantillonné.



Un autre bloc fondamental du schéma est constitué par les **bancs de mémoires U2 à U5**. Ce sont des mémoires **EEPROM** de type série, produites par Microchip, et qui utilisent comme interface de communication le bus **I2C** pour « dialoguer » avec le microcontrôleur.

Les résistances R5 et R6 servent de résistances de tirage (pull-up) pour le bus I2C. Comme vous pouvez le remarquer, une **adresse physique est affectée aux différentes mémoires** à l'aide des broches **A0, A1 et A2**. Il s'agit d'une adresse indispensable pour que le microcontrôleur puisse écrire et lire les données dans la bonne mémoire à chaque fois.

Cette **adresse** permet au microcontrôleur de **détecter le nombre de mémoires présentes** (le microcontrôleur interroge les mémoires une par une et détermine la quantité de mémoire disponible en fonction du nombre de réponses obtenues).

Le bus I2C permet d'adresser ainsi jusqu'à **8 mémoires** (2^3 , l'exposant 3 représente le nombre de broches : A0, A1 et A2). Dans notre cas, nous avons relié 4 mémoires via le bus I2C ce qui permet d'étendre la capacité maximale à 4 Mbits.

Nous rappelons que le **nombre minimum de mémoires est de deux**, par conséquent, pour minimiser la taille du circuit imprimé, les deux mémoires de base (U2 et U3) sont de type CMS montées directement sur le carte.

Les deux autres mémoires, dont l'usage est optionnel (U4 et U5), sont de type boîtier DIP et sont montées sur des supports de circuits intégrés. Elles peuvent être facilement insérées ou retirées du circuit, selon vos besoins.

Le périphérique UART interne, disponible sur les broches 17 et 18 du microcontrôleur, est relié aux broches RX et TX du connecteur d'extension, tandis que les LED de signalisation sont connectées aux broches RA2 (4) et RA3 (5) configurées en sorties.

Durée d'enregistrement en fonction des mémoires installées.

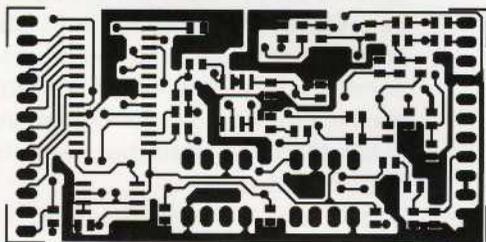
| N° de mémoire | Durée en s | U2 | U3 | U4 | U5 |
|---------------|------------|----|----|----|----|
| 2 | 32/65 | X | X | - | - |
| 3 | 48/98 | X | X | X | - |
| 4 | 65/130 | X | X | X | X |

Toutes les autres broches (21 à 28) sont utilisées comme entrées digitales pour commander les fonctions de l'enregistreur. La possibilité d'activer les résistances internes de pull-up sur l'ensemble du port B du microcontrôleur

permet de ne pas utiliser de résistances externes.

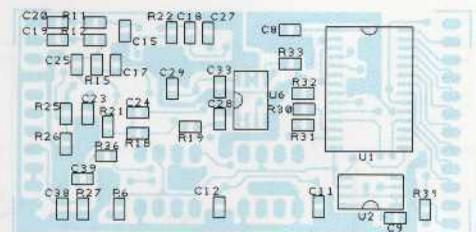
Le module nécessite une tension d'alimentation stabilisée de 5 VDC, sa consommation est de l'ordre de 50 mA.

Plan de montage du module SPC01

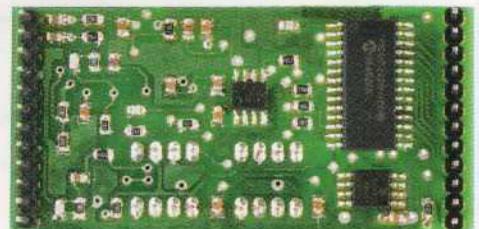


Circuit imprimé à l'échelle 1:1 côté soudures (bottom) du module SPC01.

Ici les composants du module SPC01 soudés sur la face inférieure (bottom).



Plan de câblage des composants côté soudures (bottom) du module SPC01.



Liste des composants du module SPC01

R1..... 27 kΩ 5 % boîtier 0805
 R2..... 100 kΩ 5% boîtier 0805
 R3..... 1 kΩ 5% boîtier 0805
 R4..... 1 kΩ 5% boîtier 0805
 R5..... 1,5 kΩ 5% boîtier 0805
 R6..... 1,5 kΩ 5% boîtier 0805
 R7..... 10 kΩ 5% boîtier 0805
 R8..... 47 kΩ 5% boîtier 0805
 R9..... 56 kΩ 5% boîtier 0805
 R10..... 47 kΩ 5% boîtier 0805
 R11..... 22 kΩ 5% boîtier 0805
 R12..... 27 kΩ 5% boîtier 0805
 R13..... 47 kΩ 5% boîtier 0805
 R14..... 47 kΩ 5% boîtier 0805
 R15..... 68 kΩ 5% boîtier 0805
 R16..... 47 kΩ 5% boîtier 0805
 R17..... 47 kΩ 5% boîtier 0805
 R18..... 33 kΩ 5% boîtier 0805
 R19..... 150 kΩ 5% boîtier 0805
 R20..... 100 kΩ 5% boîtier 0805

R21..... 33 kΩ 5% boîtier 0805
 R22..... 27 kΩ 5% boîtier 0805
 R23..... 150 kΩ 5% boîtier 0805
 R24..... 100 kΩ 5% boîtier 0805
 R25..... 22 kΩ 5% boîtier 0805
 R26..... 22 kΩ 5% boîtier 0805
 R27..... 100 kΩ 5% boîtier 0805
 R28..... 56 kΩ 5% boîtier 0805
 R29..... 56 kΩ 5% boîtier 0805
 R30..... 3,3 kΩ 5% boîtier 0805
 R31..... 3,3 kΩ 5% boîtier 0805
 R32..... 27 kΩ 5% boîtier 0805
 R33..... 27 kΩ 5% boîtier 0805
 R34..... 27 kΩ 5% boîtier 0805
 R35..... 27 kΩ 5% boîtier 0805
 R36..... 2,2 kΩ 5% boîtier 0805
 R37..... 100 kΩ 5% boîtier 0805
 R38..... 2,2 kΩ 5% boîtier 0805
 R39..... 47 kΩ 5% boîtier 0805

C1..... 15 pF céramique boîtier 0805
 C2..... 15 pF céramique boîtier 0805

C3..... 4,7 nF céramique boîtier 0805
 C4..... 47 μF/6,3 V tantale boîtier A
 C5..... 10 μF/6,3 V tantale boîtier C
 C6..... 100 nF céramique boîtier 0805
 C7..... 10 μF/6,3 V tantale boîtier A
 C8..... 1 nF céramique boîtier 0805
 C9..... 100 nF céramique boîtier 0805
 C10..... 100 nF céramique boîtier 0805
 C11..... 100 nF céramique boîtier 0805
 C12..... 100 nF céramique boîtier 0805
 C13..... 1 nF céramique boîtier 0805
 C14..... 1 nF céramique boîtier 0805

Schéma électrique de la carte de développement

Cette **Demoboard** a été conçue pour fournir au **module SPC01** des signaux analogiques d'un niveau approprié afin de permettre à l'utilisateur de tester toutes les fonctions du module.

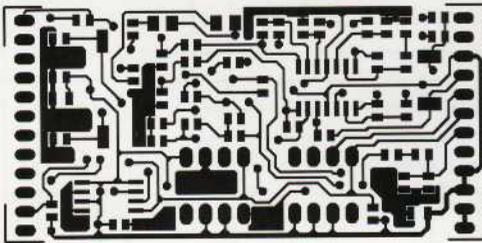
En effet, en observant le schéma électrique de la Demoboard, vous remarquerez que le circuit intégré U1b est utilisé comme préamplificateur pour l'**entrée microphone** (MIC IN).

Il existe aussi une **entrée** au niveau ligne dénommée « **LINE IN** » pour relier la sortie d'une table de mixage, d'un lecteur CD ou MP3. Les deux signaux sont mélangés par les résistances R10 et R4 et dirigés vers les entrées analogiques du module SPC01.

Vous pouvez donc choisir d'utiliser soit une source microphonique soit une source préamplifiée ou les deux en même temps en laissant le mixage du signal s'effectuer directement dans la Demoboard.

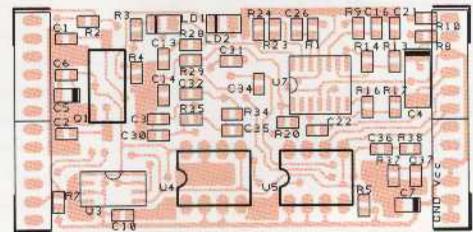
Les **broches 17 et 18** du module **SPC01** constituent les **deux sorties analogiques** qui seront toujours actives de manière alternative (8kOUT ou 16kOUT).

Les résistances R13 et R14 permettent de prélever et de sommer les 2 signaux, puis de les diriger vers l'étage tampon en tension (buffer de tension) constitué par l'amplificateur opérationnel U1a. Ce dernier permet de fournir un **signal de sortie à faible impédance** sur la broche « **LINE OUT** »

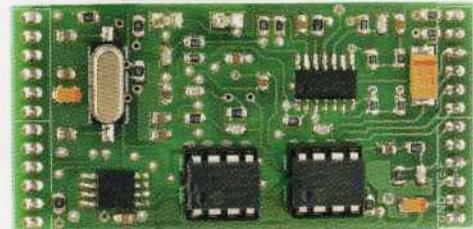


Circuit imprimé à l'échelle 1 : 1 côté composants (top) du module SPC01.

Ici les composants du module SPC01 soudés sur la face supérieure (top). Vous apercevez les 2 supports des mémoires.



Plan de câblage des composants côté composants (top) du module SPC01.



C15.... 2,2 nF céramique boîtier 0805
 C16.... 1 nF céramique boîtier 0805
 C17.... 470 pF céramique boîtier 0805
 C18.... 2,2 nF céramique boîtier 0805
 C19.... 220 nF céramique boîtier 0805
 C20.... 220 nF céramique boîtier 0805
 C21.... 100 nF céramique boîtier 0805
 C22.... 1 nF céramique boîtier 0805
 C23.... 100 nF céramique boîtier 0805
 C24.... 1 nF céramique boîtier 0805
 C25.... 1 nF céramique boîtier 0805
 C26.... 2,2 nF céramique boîtier 0805

C27.... 100 nF céramique boîtier 0805
 C28.... 100 nF céramique boîtier 0805
 C29.... 100 nF céramique boîtier 0805
 C30.... 4,7 nF céramique boîtier 0805
 C31.... 2,2 nF céramique boîtier 0805
 C32.... 1 nF céramique boîtier 0805
 C33.... 100 nF céramique boîtier 0805
 C34.... 2,2 nF céramique boîtier 0805
 C35.... 1 nF céramique boîtier 0805
 C36.... 220 nF céramique boîtier 0805
 C37.... 1 nF céramique boîtier 0805
 C38.... 1 nF céramique boîtier 0805

C39.... 220 nF céramique boîtier 0805

LD1.... LED rouge boîtier 0805
 LD2.... LED verte boîtier 0805

U1..... PIC18F2420 (SOIC28)
 U2..... 24LC1025-I/SM (SOIC8)
 U3..... 24LC1025-I/SM (SOIC8)
 U4..... 24LC1025-I/P (DIP8)
 U5..... 24LC1025-I/P (DIP8)
 U6..... MCP6002 (SOIC8)
 U7..... MCP6004 (SOIC14)

Q1..... quartz 10 MHz (HC49/4H)

Divers

Barrette mâle 12 pôles (x2)

Support circuit intégré 2 x 4 broches (x2)

du connecteur et, en même temps, de piloter l'entrée de l'**amplificateur audio U2**.

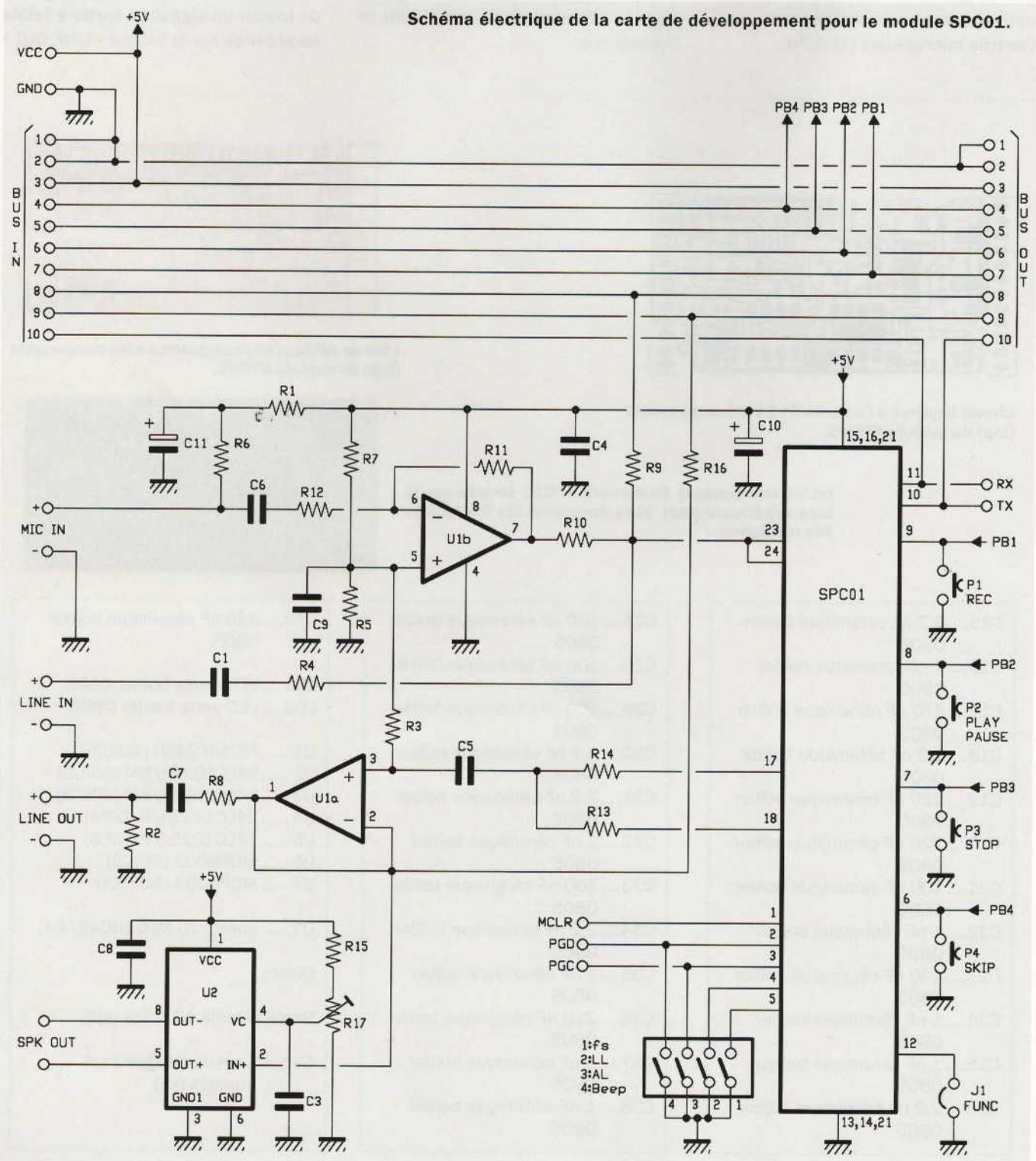
Il s'agit d'un amplificateur audio **TDA7052A** produit par **NXP Semiconductors**, il est capable de piloter un haut-parleur de 1 W. Son étage de sortie en pont permet de coupler directement la charge (en continu), ce qui évite

au concepteur d'introduire de grandes capacités de découplage nécessaires pour les amplificateurs alimentés par une seule tension (mono tension). **En agissant sur la tension continue** appliquée à la **broche 4 de U2**, il est possible de **faire varier le gain** interne de l'amplificateur, le TDA7052A dispose d'une fonction « **Voltage Controlled Gain** ».

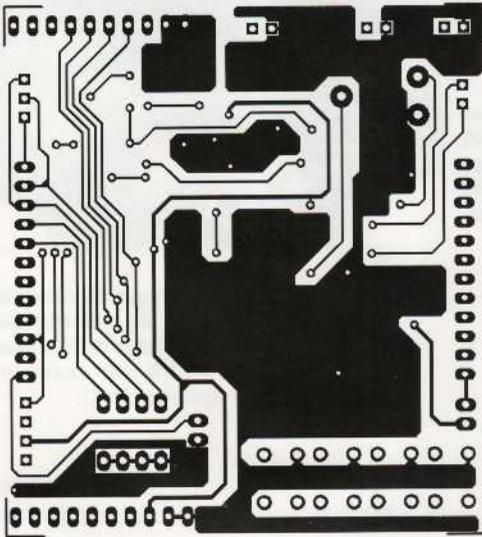
Nous avons utilisé ce réglage pour effectuer le contrôle du volume, qui est obtenu en faisant varier le potentiel appliqué sur cette broche à l'aide du trimmer R17.

Les signaux analogiques envoyés/reçus au/du module SPC01 sont reportés sur le bus dessiné en haut du schéma à travers les résistances R9 et R16.

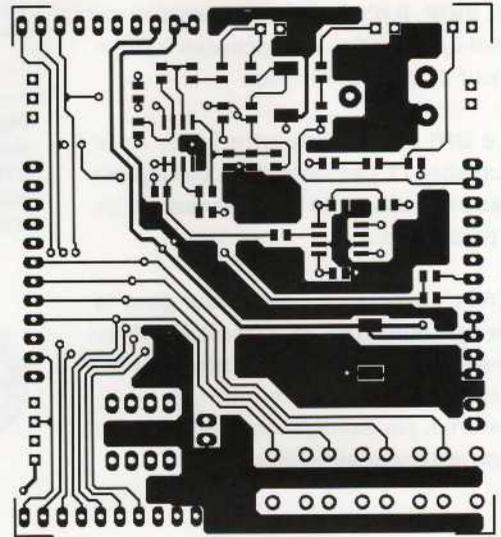
Schéma électrique de la carte de développement pour le module SPC01.



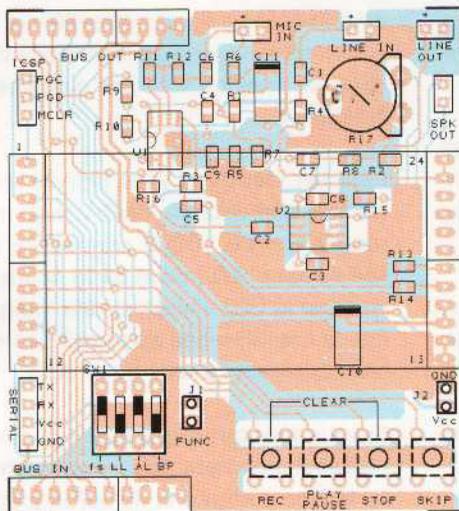
Plan de montage de la Demoboard



Circuit imprimé à l'échelle 1 : 1 côté soudures (bottom) de la carte de développement pour le module SPC01.



Circuit imprimé à l'échelle 1 : 1 côté composants (top) de la carte de développement pour le module SPC01.



Plan de câblage des composants de la carte de développement pour le module SPC01.



Photo de l'un de nos prototypes de la carte de développement pour le module SPC01.

Liste des composants de la Demoboard

R1..... 150 Ω 5 % boîtier 0805
 R2..... 100 kΩ 5 % boîtier 0805
 R3..... 100 kΩ 5 % boîtier 0805
 R4..... 10 kΩ 5 % boîtier 0805
 R5..... 100 kΩ 5 % boîtier 0805
 R6..... 10 kΩ 5 % boîtier 0805
 R7..... 100 kΩ 5 % boîtier 0805
 R8..... 1 kΩ 5 % boîtier 0805
 R9..... 10 kΩ 5 % boîtier 0805
 R10..... 10 kΩ 5 % boîtier 0805
 R11 ... 1 MΩ 5 % boîtier 0805

R12 ... 27 kΩ 5 % boîtier 0805
 R13 ... 47 kΩ 5 % boîtier 0805
 R14.... 47 kΩ 5 % boîtier 0805
 R15 ... 12 kΩ 5 % boîtier 0805
 R16.... 10 kΩ 5 % boîtier 0805
 R17.... trimmer monotour 10 kΩ

C1.....470 nF céramique boîtier 0805
 C2.....220 nF céramique boîtier 0805
 C3.....100 nF céramique boîtier 0805
 C4.....100 nF céramique boîtier 0805
 C5.....100 nF céramique boîtier 0805
 C6.....100 nF céramique boîtier 0805
 C7.....470 nF céramique boîtier 0805
 C8.....100 nF céramique boîtier 0805

C9.....100 nF céramique boîtier 0805
 C1022 μF/10 V tantale boîtier D
 C11220 μF/10 V tantale boîtier D

U1.....MCP6002 (SOIC8)
 U2.....TDA7052A (SOIC8)
 SW1DIP switch 4 contacts
 P1 à P4 micro switch

Divers

Barrette mâle 2 pôles (x6)
 Barrette mâle 3 pôles
 Barrette mâle 10 pôles (x2)
 Barrette femelle 12 pôles (x2)

Les touches **P1 à P4** sont reliées au bus, et sont utilisées pour générer les fonctions **PLAY/PAUSE**, **STOP**, **REC** et **SKIP**. Il n'y a pas de résistance de pull-up, car elles sont activées à l'intérieur du microcontrôleur.

Le **DIP switch** à quatre pôles et le cavalier **J1** permettent de **configurer les paramètres de fonctionnement** de l'enregistreur.

Enfin, il existe un **connecteur pour la programmation en circuit ICSP** du microcontrôleur et un autre connecteur pour utiliser une interface série externe, par exemple en la reliant à un convertisseur série/USB.

Réalisation pratique de la Demoboard

Le module SPC01 et la carte de développement Demoboard comprennent tous les deux des composants CMS. De nos jours, l'utilisation de composants CMS se répand de plus en plus au niveau du hobbyiste. Certains composants sont disponibles uniquement en boîtier CMS, les fabricants abandonnant progressivement les boîtiers traditionnels traversant.

L'assemblage d'un circuit CMS nécessite seulement un peu plus de patience qu'un assemblage traditionnel ainsi qu'un fer à souder et de la soudure pour ce type de composant. **Vous devez manipuler précautionneusement de minuscules composants et souder**

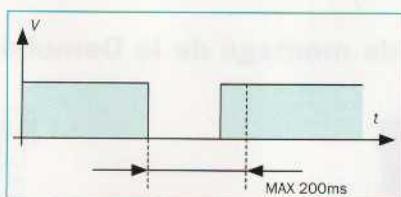
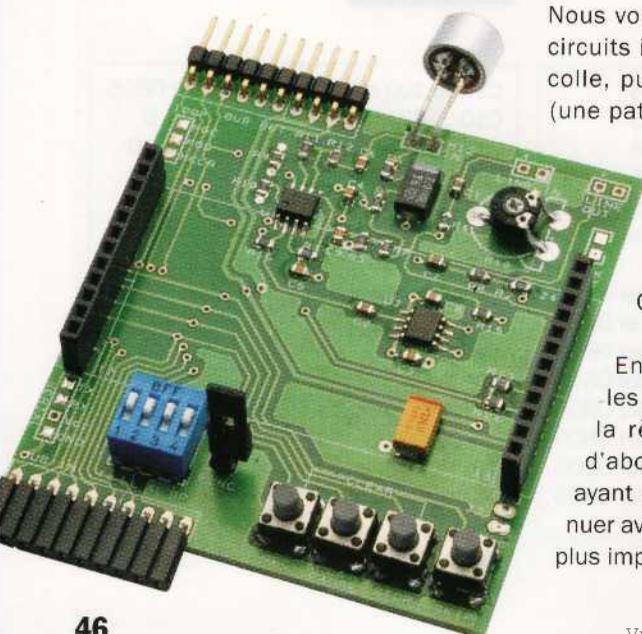


Figure 7 : pour faire fonctionner correctement les entrées **PLAY**, **SKIP**, **STOP** et **REC**, il est nécessaire d'appliquer une impulsion de niveau bas d'une durée ne dépassant pas 200 ms.

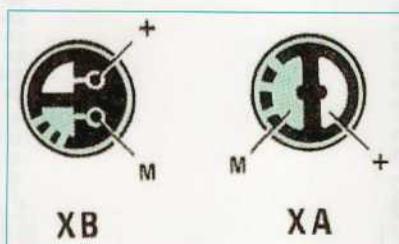


Figure 6 : dans les capsules microphoniques de type électret, la broche de masse **M** peut être facilement identifiée car elle est toujours reliée au boîtier métallique.

des broches très proches les unes des autres sans provoquer de bavure d'étain.

Notez que le module SPC01 ainsi que la Demoboard sont disponibles sous forme de kits auprès de la société Comelec (www.comelec.fr).

Une fois que vous avez fabriqué ou que vous vous êtes procuré les circuits imprimés, nous vous conseillons de démarrer l'assemblage par les circuits intégrés. Comme d'habitude, vérifiez plusieurs fois avant de souder.

Nous vous conseillons de placer les circuits intégrés avec une goutte de colle, puis de souder en diagonale (une patte d'un côté et l'autre patte du côté opposé le plus éloigné). Pour cela utilisez un fer de 25 W avec une pointe de 0,2 mm et de la soudure pour composant CMS.

Ensuite, continuez avec tous les composants passifs suivant la règle générale qui consiste d'abord à souder les composants ayant un profil plus bas et de continuer avec les composants de plus en plus imposants.

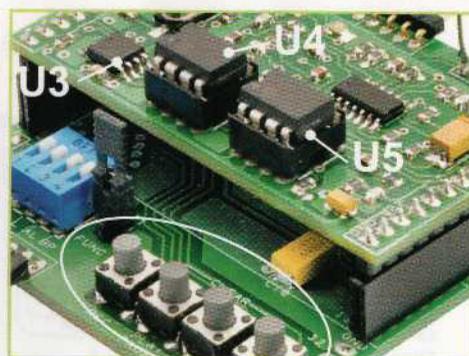


Figure 8 : assemblage du module SPC01 sur la carte de démonstration et identification des différentes mémoires (U4 et U5 représentent les mémoires optionnelles).

NB : pour les condensateurs au tantale, la bande blanche indique toujours le positif.

Enfin, en dernier, vous pouvez souder les connecteurs, les supports pour les mémoires (module SPC01), le DIP switch, le trimmer et les boutons poussoirs. Il peut être difficile de reconnaître l'anode de la cathode des LED, car elles ne sont pas clairement indiquées.

Pour les identifier, vous pouvez utiliser une alimentation de 5 V avec une résistance de 560 Ω connectée en série à une LED (avant de la souder). Lorsque la LED s'allume, cela indique que la broche reliée au positif de l'alimentation est l'anode de la LED.

Si vous fabriquez également la carte de développement, vous devrez choisir le type d'entrée et de sortie à utiliser. Si vous utilisez les entrées/sorties lignes, il est conseillé de réaliser les connexions avec du câble blindé. Soudez le conducteur central aux bornes « + » et la tresse à la masse du circuit.

De la même manière, si vous utilisez un microphone, vous devez le relier à l'aide d'un câble blindé. Le conducteur central doit être connecté aux « + » du circuit imprimé et du transducteur. L'alimentation du microphone électret est assurée par le circuit de polarisation (R1 et R6) présent sur la Demoboard.

Dans le cas où vous souhaitez utiliser un haut-parleur pour écouter les messages, vous devez connecter les

Une voix dans l'obscurité

S'il est vrai que l'alphabet braille a permis aux malvoyants de lire, il reste encore beaucoup à faire pour donner une autonomie aux personnes privées de ce sens le plus important parmi les 5. Comment s'assurer que lorsque qu'un malvoyant sort dans la rue, il s'informe des horaires d'un bus et qu'il puisse lire les panneaux ? Ou encore, comment lui permettre de mettre la veste d'une couleur désirée ou ouvrir la bonne bouteille ? Ce ne sont que quelques-unes des nombreuses difficultés quotidiennes des personnes qui ne voient rien ou presque.

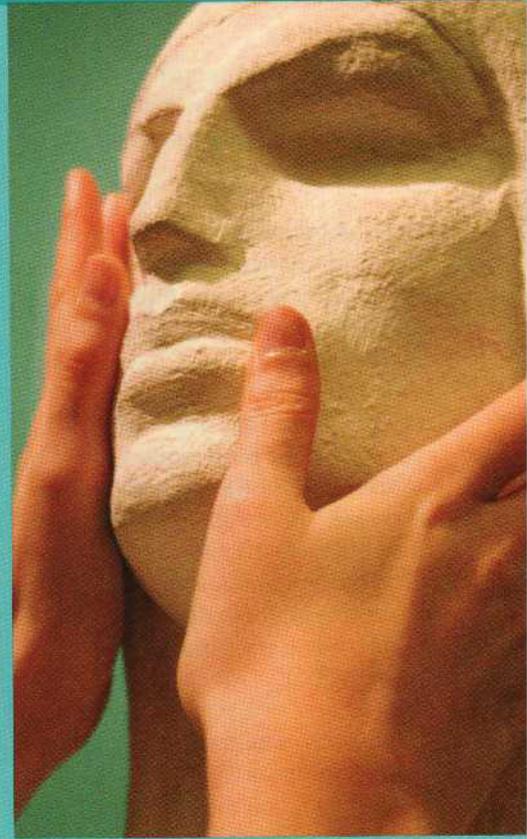
C'est précisément pour aider un ami aveugle qu'un informaticien et un ingénieur en microélectronique, Massimo Columbu de Cagliari et Marco Gregnanin de Rome, ont décidé de créer et breveter un appareil capable d'assister les personnes malvoyantes. C'est ainsi qu'est né le « SiRecognizer », le premier système portable au monde capable de reconnaître des objets solides et plats. Il s'agit d'un ordinateur miniaturisé qui utilise une caméra numérique, un scanner, un microphone et divers accessoires, qui grâce à un logiciel spécifique, reconnaît tout objet connu, de toutes formes et perspectives, à partir de l'image obtenue par la caméra ou le scanner, et prononce le nom de l'objet à l'aide d'une synthèse vocale.

« SiRecognizer » peut également distinguer les couleurs, lire des étiquettes, des notices de médicaments, des relevés, des factures, des livres et des journaux. Il suffit d'un clic sur la caméra et en quelques secondes l'ordinateur donne le nom de l'objet ou lit un texte. S'il ne parvient pas à identifier l'objet, « SiRecognizer » guide la main avec des

instructions verbales fines jusqu'à ce que la personne reconnaisse l'objet. L'outil peut aussi apprendre à écrire aux aveugles dès le plus jeune âge.

À l'aide d'un stylo optique, il est possible d'écrire à la main sur le moniteur pendant que l'ordinateur prononce les lettres et/ou les mots, même s'ils sont mal écrits. Le dispositif reconnaît jusqu'à 25 langues, y compris le grec ancien, le latin et le russe.

Il s'agit donc d'une véritable révolution, non seulement pour les malvoyants mais aussi pour les dyslexiques (la dyslexie est un syndrome classé parmi les troubles d'apprentissage spécifiques et se manifeste par la difficulté des personnes atteintes à lire rapidement et correctement à voix haute) qui, grâce à la synthèse vocale, peuvent lire correctement un texte. Le prix de l'ensemble est d'environ 5000 €, le logiciel seul revient à environ 1000 €.



bornes du HP aux points correspondant sur le circuit imprimé, sans tenir compte de la polarité.

Vous pouvez utiliser un HP avec une impédance nominale supérieure à 4 Ω et une puissance d'au moins 1 W.

Utilisation de l'enregistreur

Le module SPC01 est complètement indépendant et fonctionne même sans la carte Demoboard.

Cependant, pour plus de commodités, nous allons expliquer les fonctions de l'appareil en supposant que le module SPC01 soit monté sur la Demoboard. Tout d'abord, nous vous donnons quelques

indications sur l'utilisation du module SPC01 de manière indépendante.

Commençons par dire que si vous avez l'intention de vous servir d'une seule des deux entrées analogiques disponibles, celle qui n'est pas utilisée doit être connectée à la masse pour éviter que des interférences ne viennent perturber le signal enregistré (et donc vous risquez de les retrouver à la reproduction).

Quelle que soit l'application envisagée, l'alimentation du circuit doit nécessairement provenir d'une source stabilisée capable de délivrer une tension continue d'exactement 5 V.

Les entrées des boutons PLAY, STOP, REC et SKIP sont actives à un niveau

bas, et dans le cas où vous ne connectez pas les boutons poussoirs, le signal de commande doit être de type impulsif avec une durée ne dépassant pas 200 ms.

Toutes les autres entrées (Beep, AL, LL, fs et FUNC) peuvent rester à niveau logique haut ou bas pendant un temps indéfini, elles sont actives à un niveau bas.

Si la broche MCLR est reliée à la masse, le microcontrôleur est réinitialisé et maintenu dans cet état tant qu'un niveau bas est présent sur la broche MCLR.

Dans la mémoire de l'enregistreur, jusqu'à 64 pistes différentes peuvent

être enregistrées sans limites de longueur à condition que la capacité totale d'enregistrement ne soit pas dépassée.

Chaque nouvelle piste est accolée à la dernière piste existante. Tout cela est géré par le microcontrôleur à l'aide d'une table contenant les pistes mises en mémoire.

La première fois que vous utilisez l'enregistreur ou lorsque la configuration des EEPROM est modifiée, par exemple lors du passage de deux à trois mémoires, vous devez suivre une procédure d'initialisation. Cette dernière efface la totalité des pistes existantes, voir le paragraphe relatif à cette procédure.

Supposons maintenant que vous utilisez le module SPC01 monté sur la Demoboard. Notez que le sens de montage correct exige que les mémoires U3, U4 et U5 se trouvent du côté des boutons comme visible en figure 8.

Enregistrement

Le mode d'**enregistrement** peut être activé sur la Demoboard en appuyant sur le bouton **REC**, ou en appliquant une impulsion logique basse sur la broche REC du module SPC01. La **LED rouge s'allume**, tandis que la **LED verte commence à clignoter** indiquant que le système est en mode d'enregistrement et en attente d'une commande de démarrage.

L'**enregistrement débute dès lors que vous appuyez sur le bouton PLAY/PAUSE** (ou en appliquant une impulsion logique basse sur la broche PLAY/PAUSE). Dans cette phase, la **LED verte s'arrête de clignoter et reste continuellement allumée** indiquant que l'enregistrement est en cours.

Si vous **appuyez de nouveau** sur le bouton **PLAY/PAUSE**, l'appareil entre en **pause et arrête momentanément l'enregistrement en cours**. Cet état est signalé par la LED verte qui recommence à clignoter.

Pour continuer l'enregistrement, appuyez de nouveau sur le bouton PLAY/PAUSE.

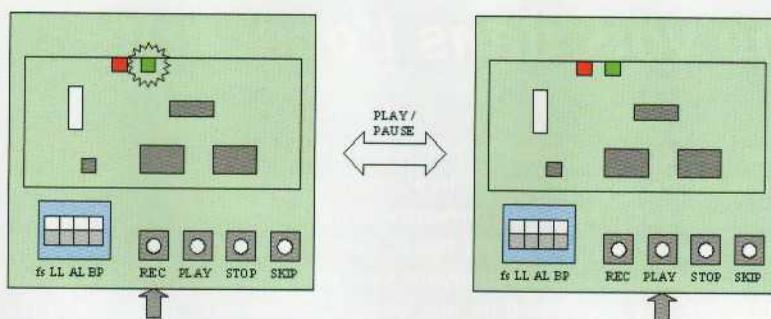


Figure 9 : appuyez sur le bouton REC pour entrer dans le mode enregistrement (à gauche). La LED rouge s'allume et la LED verte clignote. L'enregistrement, signalé par l'allumage fixe de la LED verte, démarre lorsque vous appuyez sur la touche PLAY (à droite).

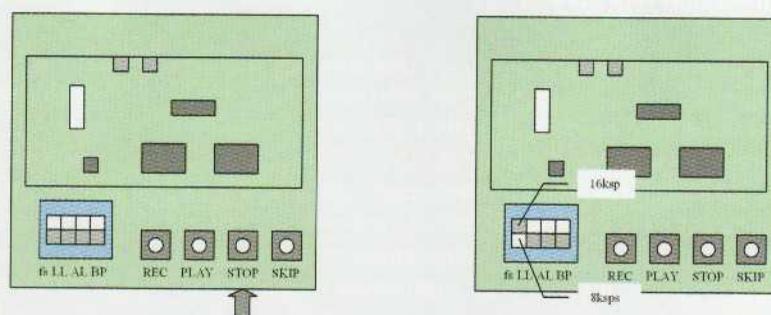


Figure 10 : le bouton STOP arrête l'enregistrement et les LED s'éteignent. La fréquence d'échantillonnage est sélectionnée à l'aide du DIP switch.

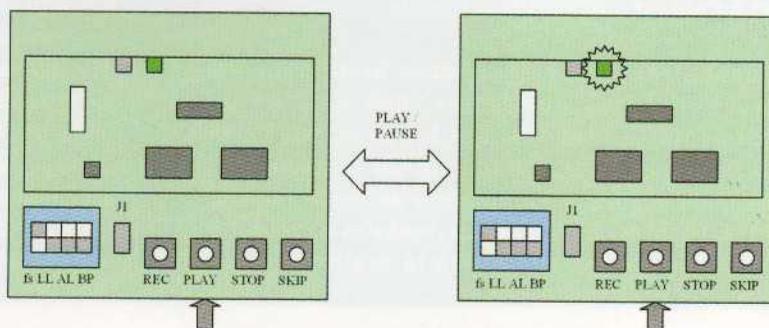


Figure 11 : la lecture est activée à l'aide du bouton PLAY. Si ce dernier est pressé pendant la lecture, il produit une pause. En appuyant de nouveau, la lecture recommence à l'endroit où elle a été suspendue.

La LED verte s'arrête de clignoter et reste continuellement allumée. **L'enregistrement ne peut être interrompu qu'en appuyant sur le bouton STOP.**

Dans ce cas, tout ce qui a été enregistré est sauvegardé, et les LED s'éteignent. L'appareil attend alors une nouvelle commande. Vous pouvez arrêter l'enregistrement à tout moment, même pendant une pause.

Tout ce qui a été enregistré jusqu'à ce que le bouton STOP soit pressé sera sauvegardé comme une seule piste.

Tout nouvel enregistrement est automatiquement positionné après le dernier en mémoire et sauvegardé en tant que nouvelle piste.

Le seul paramètre configurable pendant l'enregistrement est la fréquence d'échantillonnage. Elle peut être sélectionnée parmi les deux disponibles via la broche « fs ».

Lorsque cette dernière est à un niveau logique bas (0), la fréquence d'échantillonnage est de 8 ksp, et l'entrée correspondante sera sélectionnée

(il faut appliquer le signal sur l'entrée 8kIN). À l'inverse, en laissant la broche déconnectée ou en la reliant à VCC, la fréquence d'échantillonnage de 16 ksp/s sera sélectionnée. Dans ce cas également, seule l'entrée correspondante fonctionnera (il faut appliquer le signal sur l'entrée 16kIN).

Lecture

Supposons que nous **insérons le cavalier J1** (broche « FUNC » à la masse) afin de **désactiver l'accès direct aux pistes**. Dans ce cas, la **lecture est effectuée de manière séquentielle** et est activée simplement en appuyant sur le bouton PLAY/PAUSE. La LED verte s'allume signalant ainsi la lecture de la piste en cours.

Si nous appuyons de nouveau sur la même touche pendant la lecture, le système se met en pause et la LED verte commence à clignoter. Pour reprendre la lecture à l'endroit où elle a été interrompue, il suffit d'appuyer à nouveau sur le bouton PLAY/PAUSE.

Par contre, si nous appuyons sur le bouton STOP pendant la lecture d'une piste, la lecture est interrompue. À ce stade, en appuyant sur le bouton PLAY/PAUSE, la lecture reprend à partir du début de la piste interrompue.

L'enregistreur est capable de s'arrêter automatiquement à la fin de chaque piste. Par conséquent, s'il s'arrête à la fin d'une piste, il suffit d'appuyer de nouveau sur PLAY/PAUSE pour lancer la lecture au début de la piste suivante (par rapport à celle qui vient d'être lue).

En appuyant sur le bouton **SKIP** pendant la lecture d'une piste, l'enregistreur passe **immédiatement au début de la suivante** (si elle est présente), sinon il revient automatiquement à la première piste.

Pendant la lecture, il est possible de régler certaines fonctions utiles (voir la figure 13). En mettant à la **masse** la broche **BEEP**, nous insérons un **signal sonore** (bip de signalisation) à la fin de chaque piste. Cela permet, par exemple, d'indiquer la fin d'un message ou le début du suivant.

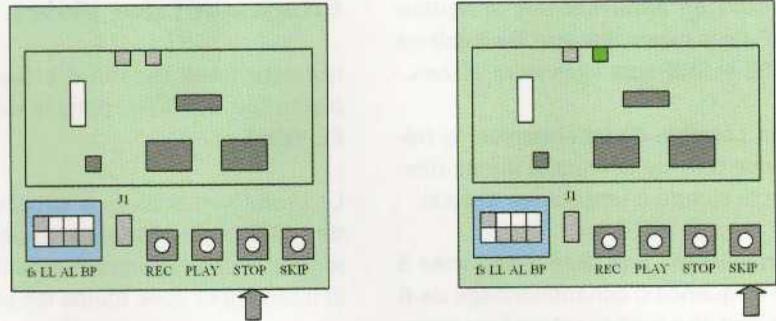


Figure 12 : le bouton STOP permet d'arrêter la lecture dans n'importe quelle condition. En appuyant sur le bouton SKIP, l'enregistreur passe immédiatement à la piste suivante.

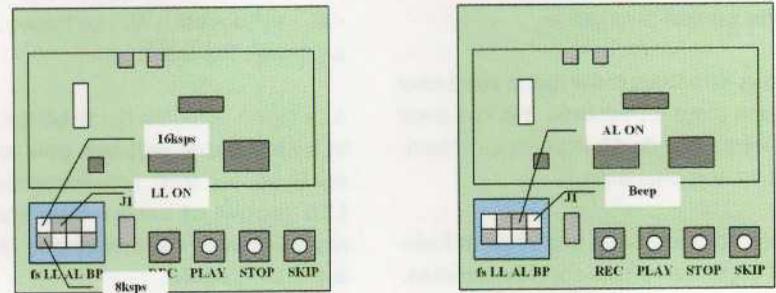


Figure 13 : réglages des fonctions de lecture : fréquence d'échantillonnage, lecture en boucle d'une piste, lecture en boucle de toutes les pistes et bip de signalisation.

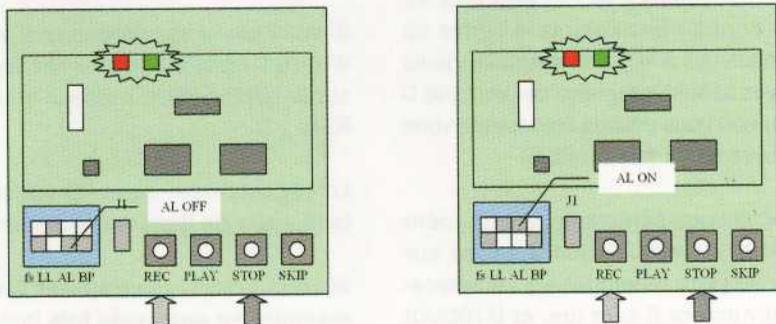


Figure 14 : les pistes sont effacées en appuyant sur STOP, puis en appuyant sur le bouton REC. Un clignotement simultané des LED indique que l'opération est terminée. À droite, suppression d'une seule piste, à gauche suppression de toutes les pistes (initialisation).

En reliant la broche « LL » à la **masse**, la **lecture en boucle de la piste en cours** est activée. Dès que la piste en cours de lecture atteint la fin, elle redémarre indéfiniment jusqu'à ce que la touche STOP soit pressée.

De la même manière, en connectant la broche « AL » à la **masse**, la **lecture en boucle de toutes les pistes** présentes est activée.

À partir de la piste en cours de lecture, toutes les pistes sont lues en séquence

jusqu'à la dernière, ensuite l'enregistreur s'arrête automatiquement.

La connexion des broches « LL » et « AL » à la masse active toujours la lecture en boucle de toutes les pistes mais, contrairement au mode précédent, lorsque l'appareil atteint la fin de la dernière piste présente, il commence immédiatement par relire la première de manière infinie (en boucle).

Dans ces trois cas, il est toujours possible d'arrêter l'enregistreur à tout

moment en appuyant sur le bouton STOP. De la même manière, les fonctions PAUSE et SKIP sont également actives.

Il est possible de sélectionner la fréquence d'échantillonnage même pendant la lecture d'une ou des piste(s).

Normalement, une piste enregistrée à une fréquence d'échantillonnage de 8 kps doit être lue à la même fréquence.

Cependant, vous pouvez décider de lire une piste enregistrée à 16 kps avec une fréquence de 8 kps, cela donne un son plus grave.

Si vous effectuez l'inverse, c'est-à-dire lire une piste enregistrée à 8 kps avec une fréquence de 16 kps, vous obtiendrez un son plus aigu.

Cette caractéristique peut être utilisée pour créer des effets sonores simples.

En reliant la broche **FUNC** à un **niveau logique haut** ou en laissant le cavalier J1 déconnecté, vous activez l'**adressage explicite des pistes**. Dans ce cas, les broches BEEP, fs, LL et AL sont configurées comme 4 lignes de données (A3 à A0), sur lesquelles vous pouvez définir le numéro de piste (de 0 à 15) que vous désirez lire lorsque vous appuyez sur la touche PLAY.

Ainsi, si vous sélectionnez le numéro 6 (0110), lorsque vous appuyez sur PLAY, la piste mémorisée à l'emplacement numéro 6 sera lue, et 0 (0000) correspond à la première piste mémorisée qui sera lue et ainsi de suite.

Si vous essayez de lire une piste qui n'est pas en mémoire, la commande PLAY sera ignorée.

La configuration des fonctions associées au DIP switch (répétition des pistes, BEEP et fréquence d'échantillonnage) est mémorisée lorsque le cavalier J1 est retiré.

Effacement des pistes

Il existe deux façons d'effacer les pistes sauvegardées dans la mémoire EEPROM.

La première consiste à supprimer la dernière piste présente, la seconde permet d'effacer complètement toute la mémoire et donc toutes les pistes.

Pour **supprimer la dernière piste** (mode 1) mémorisée, **insérez le cavalier J1** (broche FUNC à un niveau logique zéro) puis assurez-vous que le **DIP switch « AL »** est **ouvert** (« AL » se trouve alors à un niveau logique haut).

À ce stade, appuyez sur le bouton **STOP et maintenez-le enfoncé, puis appuyez sur le bouton REC**. Immédiatement, les **LED rouges et vertes clignotent un moment pour confirmer que la piste a été supprimée**.

Vous pouvez maintenant décider de supprimer d'autres pistes ou de reprendre l'utilisation de l'enregistreur normalement.

Si vous souhaitez continuer d'effacer d'autres pistes, appuyez simplement sur le bouton STOP puis sur le bouton REC.

Le clignotement des LED confirmera la réussite de l'opération demandée.

Si vous préférez **supprimer toute la mémoire en une seule fois** (mode 2), vous devez positionner J1 exactement comme pour le mode 1, mais la broche « AL », plutôt que d'être à un niveau logique haut, doit être forcée à un **niveau bas** (DIP switch fermé).

Ensuite, procédez comme ci-dessus, c'est-à-dire appuyez sur le bouton **STOP et maintenez-le enfoncé, puis appuyez sur le bouton REC**. Les LED clignotent un moment pour confirmer l'opération.

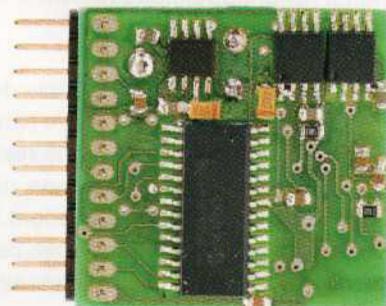
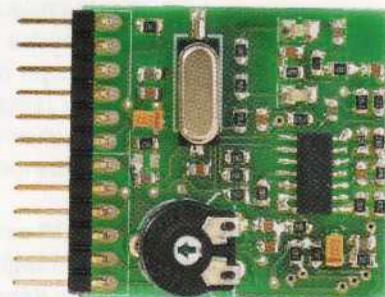
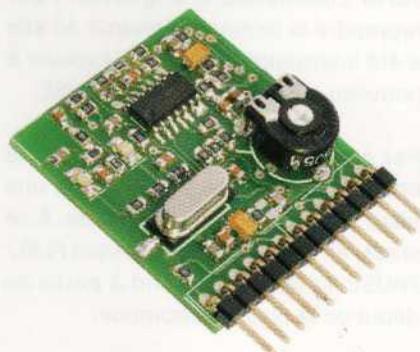
Gardez à l'esprit que la suppression (totale ou partielle) des pistes n'efface pas réellement le contenu de toutes les mémoires EEPROM, mais modifie seulement la table d'allocation des pistes présentes dans l'une des mémoires EEPROM.

C'est pour cette raison que l'opération d'effacement total de la mémoire est également utilisée comme procédure d'initialisation.

Nous arrivons au terme de cette seconde partie.

Dans la prochaine et dernière partie, nous aborderons les fonctions du port série qui sont très similaires pour les deux modules SPC01 et SPC02.

Nous décrirons également le fonctionnement du petit module SPC02, dont vous pouvez apercevoir les prototypes ci-dessous.



| État du cavalier J1 | Correspondance du DIP switch | | | |
|---------------------|------------------------------|----|----|------|
| OUVERT | Fs | LL | AL | Beep |
| FERMÉ | A0 | A1 | A2 | A2 |

Spécial Cours MPLAB - X : Demoboard pour PIC32

Cette demoboard a été conçue et construite pour être utilisée avec le cours MPLAB-X. Elle permet à l'utilisateur de découvrir les caractéristiques du microcontrôleur PIC32MX795F512L (dont elle est équipée) et d'apprendre à programmer en langage C pour la famille des PIC32. Ce microcontrôleur est équipé de 512 ko de mémoire Flash et de 128 ko de mémoire RAM (plus 12 ko de mémoire FLASH auxiliaire). La carte est dotée des périphériques suivants, utiles pour évaluer et tester le microcontrôleur : un thermomètre à semi-conducteur TC72, un slot pour mémoire SD utilisant le protocole SPI (Serial Peripheral Interface), un bus I2C comprenant un circuit d'extension MCP23008 (ce dernier est connecté à 8 LED), une mémoire EEPROM de type 24LC16B fonctionnant en I2C, deux potentiomètres connectés à 2 entrées analogiques, 2 LED à usage général (User1 et User2) connectées directement à deux broches du microcontrôleur principal, un afficheur comportant 2 lignes de 16 caractères pour visualiser les informations, une manette qui peut être déplacée dans les 4 directions avec un interrupteur, des connecteurs de type Ethernet et USB de manière à servir de plate-forme de démonstration pour ce type d'application. La connexion USB est à la fois de type périphérique (device) afin de prendre en charge les classes telles que « HID », « CDC » et « MSB » (ou peut être utilisée comme bus pour le « Bootloading »), et de type « Host ».

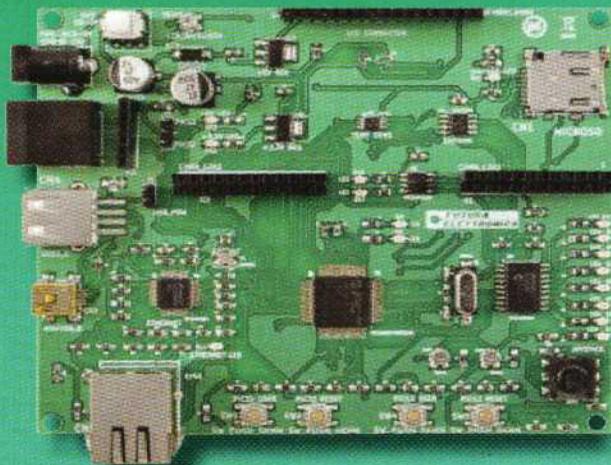
De plus, la carte dispose d'un second microcontrôleur PIC12F1822 connecté à un bouton et deux LED et qui est relié via le port UART au microcontrôleur principal PIC32MX795F512L.

La carte est complétée d'un connecteur d'extension à 24 broches (12 x 2). Pour plus de facilité, la carte comporte un connecteur de programmation en circuit de type RJ11 pouvant être relié directement à un programmeur ICD3 de Microchip. De plus, compte tenu de la présence des deux microcontrôleurs (PIC32 et PIC12), grâce à un sélecteur sur la carte, il est possible de sélectionner celui à programmer.

Caractéristiques principales de la demoboard PIC32 :

- Vitesse maximale : 80 MHz • Mémoire FLASH programme : 512 ko
- RAM : 128 ko • Mémoire FLASH auxiliaire : 12 ko
- Canaux DMA : 8 • Bus SPI : 4 • Bus I2C : 5
- USB : 1 port FS Host/OTG, USB 2.0 OTG
- Convertisseurs A/D : 16 canaux
- Résolution max A/D : 10 bits
- Module capture : 5 • PWM : 5
- Timer 16 bits : 5 • Port parallèle : PMP16
- Comparateurs : 2
- Oscillateur interne : 8 MHz et 32 kHz
- Nombre broches d'entrées/sorties : 83
- Température de fonctionnement : de - 40 °C à +105 °C

€ 98,00
Réf. ET1224M



Programmeur/débugueur Microchip MPLAB ICD3

Le MPLAB ICD3 est un programmeur Microchip qui permet également le débogage en circuit des microcontrôleurs PIC et dSPIC (Digital Signal Processors). Il est équipé d'une interface USB haute vitesse et fournit une tension d'alimentation réglable. Grâce au logiciel fourni, le programme peut être exécuté en temps réel dans le détail, et débogué. Le firmware interne peut être facilement mis à jour à partir du site web de Microchip. Il vous permet de sélectionner les variables à monitorer et de définir les points d'arrêt (breakpoint) directement à partir du code source et d'exécuter les instructions du programme pas à pas. Les ressources du microcontrôleur requises pour le débogage sont minimes et comprennent l'utilisation de certains registres et une très petite partie de la mémoire programme.

Contenu de la boîte :

- Programmeur/débugueur MPLAB ICD 3 avec LED de signalisation ;
- Câble USB ;
- Câble de programmation pour connecter le MPLAB ICD 3 à la prise RJ11 de la carte cible ;
- CD-ROM avec logiciel IDE MPLAB ;
- Carte de test ICD3.

€ 339,00
Réf. K8200-ICD3



COMELEC

CD 908 - 13720 BELCODÈNE Tél. : 04 42 70 63 90 Fax : 04 42 70 63 95

www.comelec.fr

Vu sur www.bookys.me

COMMENT PONTER UN AMPLIFICATEUR

de Davide Scullino



En connectant un simple circuit déphaseur entre deux amplificateurs, il est possible d'augmenter considérablement la puissance de sortie. Ce montage peut être appliqué à n'importe quel amplificateur audio, donc aussi à l'amplificateur MOSFET 200 W décrit dans ce même numéro.

En électronique, il existe différentes configurations pour les amplificateurs de puissance à semi-conducteurs, et parmi celles-ci, le montage en pont est très intéressant. Il est aussi appelé « **bridge** », car les étages de puissance se trouvent structurés comme un « **pont en H** ». Ce montage est de même type que le circuit de commande d'un moteur pas à pas avec inversion du sens de rotation.

Dans une configuration en pont, nous utilisons **deux amplificateurs identiques pilotés avec un signal en opposition de phase** (déphasage de 180°), en reliant le **haut-parleur entre les deux sorties positives des deux amplificateurs**. La masse de référence étant commune aux deux circuits. En conséquence, en régime sinusoïdal, lorsque la sortie d'un amplificateur présente une demi-onde positive, l'autre fournit une demi-onde négative, c'est-à-dire déphasée de 180° , et vice versa.

L'avantage de cette configuration est que, pour une même tension d'alimentation, l'excursion de la tension de sortie est deux fois plus grande que la tension de sortie entre le positif et la masse d'un seul amplificateur, car la charge (HP) reçoit simultanément les deux tensions.

Le principal défaut d'un montage en pont est que le circuit nécessite deux amplificateurs et un circuit déphaseur pour un seul canal, il est donc plus complexe et plus coûteux à réaliser qu'un amplificateur classique stéréophonique.

De plus, comme les étages de puissance se trouvent en série avec la charge et qu'ils fonctionnent simultanément, ils sont traversés par le même courant, ce qui implique une dissipation thermique doublée pour un même courant de charge, par rapport à un amplificateur asymétrique fournissant la même puissance.

Par exemple, il vaut mieux utiliser un amplificateur de 2 x 30 W que 4 amplificateurs de 15 W chacun montés en pont.

Par contre, le montage en pont a un avantage considérable, en effet il permet d'atteindre de très fortes puissances par rapport à un amplificateur simple à 2 canaux.

Par exemple, l'amplificateur MOSFET 200 W décrit dans ces pages peut atteindre une puissance de 400 W_{eff} sous 8 Ω avec ce circuit en pont. Cette puissance est difficilement atteignable pour un amplificateur asymétrique en raison de la limite technologique des transistors de puissance (V_{ce} d'au moins 200 V avec des courant d'au moins 15 A) ainsi que celle des condensateurs de filtrage (4 x 22 000 μF/100 V minimum). Ces composants sont très coûteux.

Le projet

Supposons que nous disposions de 2 amplificateurs asymétriques et que nous désirions augmenter la puissance de sortie avec la même tension d'alimentation. Pour cela, nous devons utiliser le circuit proposé dans ces pages, il permet le montage d'un amplificateur en pont en déphasant le signal d'entrée.

Nous étudierons une application particulière pour l'amplificateur MOSFET 200 W décrit dans cette même revue. Ainsi ce circuit permet d'augmenter la puissance de sortie sans augmenter la tension d'alimentation, ce qui ne doit pas être sous-estimé pour obtenir une puissance élevée, sinon il faudrait diminuer l'impédance de charge (par exemple fonctionner sous 2 Ω), ce qui accentuerait les pertes dans les câbles de connexion car l'intensité serait très élevée.

Si nous voulions fabriquer un amplificateur asymétrique qui devrait fournir la même puissance sous la même impédance que le montage en pont, nous aurions des difficultés à trouver des transistors de puissance adaptés à l'audio pour minimiser la distorsion et qui devraient supporter des tensions et des courants élevés.

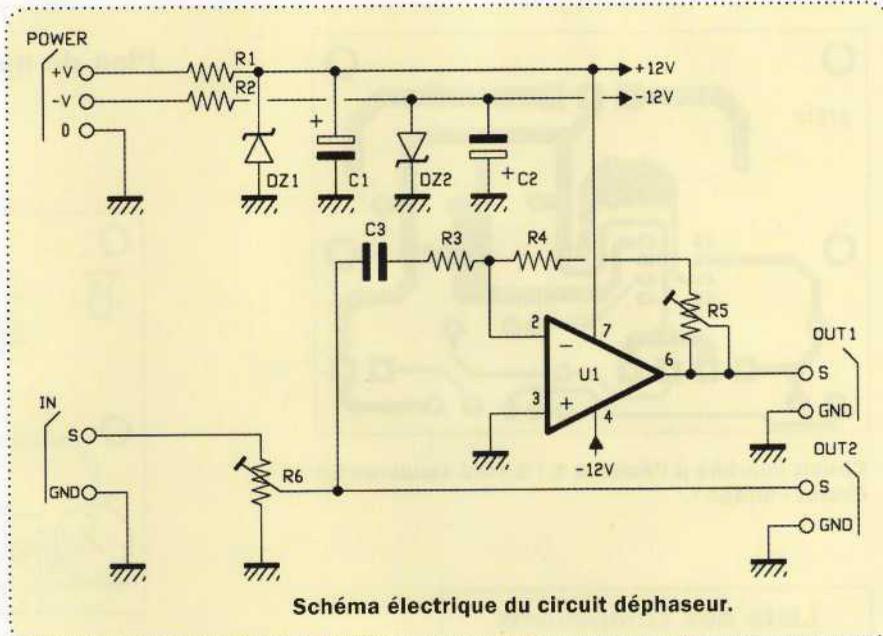


Schéma électrique du circuit déphaseur.

Il en est de même pour les transistors « petits signaux » de l'étage d'entrée de l'amplificateur qui devraient supporter des tensions élevées (proche de 200 V). Ce type de transistor est rare et coûteux.

Pour les autoradios, le montage en pont est la configuration préférée si vous voulez éviter l'utilisation d'un convertisseur DC/DC. En effet, la tension à bord d'un véhicule est de l'ordre de 14 V avec le moteur en marche. Cette tension permet d'obtenir avec un amplificateur asymétrique classique une puissance d'environ 4,5 W_{eff} sous 4 Ω, alors qu'avec un montage en pont la puissance atteindrait 18 W_{eff} sous 4 Ω.

Schéma électrique

Nous allons décrire le circuit électronique qui nous permet de connecter deux amplificateurs BF identiques afin de réaliser un montage en pont. Le circuit est relativement simple, car pour piloter l'un des 2 amplificateurs, nous utilisons directement le signal d'entrée provenant de la source BF (préamplificateur, table de mixage, etc.).

L'autre amplificateur est attaqué par le même signal audio, mais qui est déphasé de 180°.

Pour cela nous utilisons un amplificateur opérationnel en configuration « inverseur » avec un gain unitaire.

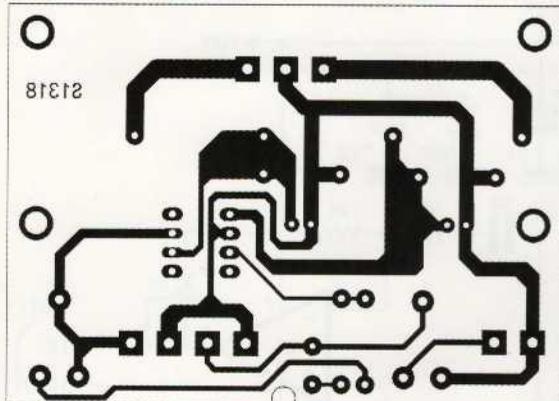
En regardant le schéma électrique, nous apercevons un **amplificateur opérationnel fonctionnant en « inverseur »**, c'est-à-dire qu'il déphase de 180° le signal d'entrée appliqué à l'entrée « IN » (contacts S et GND).

Le signal audio ainsi prélevé, est ajusté au moyen du trimmer R6. Ce dernier permet de régler le niveau du signal afin d'adapter l'amplitude de la source BF à la sensibilité de l'amplificateur.

Ensuite, le signal atteint directement la sortie du montage (c'est-à-dire « OUT2 »). Cette sortie « OUT2 » attaque l'un des 2 amplificateurs avec un signal qui est en phase avec la source BF. La référence de « OUT2 » étant la masse commune, c'est-à-dire le 0 V de l'alimentation.

Caractéristiques techniques

- Tension d'alimentation : de ±35 Vcc à ± 56 Vcc ;
- Courant absorbé : 10 mA ;
- Amplitude maximale du signal d'entrée : 2 V_{eff} ;
- Amplitude maximale du signal de sortie : 2 V_{eff} ;
- Gain en tension : - 1 ;
- Impédance d'entrée : 47 kΩ ;
- Impédance de sortie : 600 Ω ;
- Réponse en fréquence : 15 Hz à 30 kHz.



Circuit imprimé à l'échelle 1 : 1 côté soldures du circuit « bridge ».

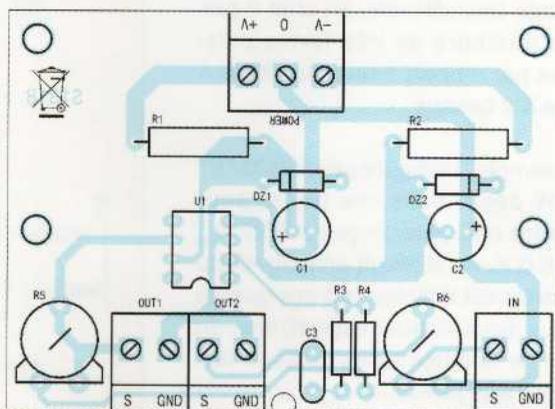
Liste des composants du circuit « bridge »

- R1..... 1,5 kΩ 2W
- R2..... 1,5 kΩ 2W
- R3..... 10 kΩ 1/2W
- R4..... 9,1 kΩ 1/2W
- R5..... trimmer 1 kΩ monotour
- R6..... trimmer 47 kΩ monotour
- C1..... 100 µF/16 V électrolytique
- C2..... 100 µF/16 V électrolytique
- C3..... 220 nF/63 V polyester
- DZ1.... zener 12V/0,5 W
- DZ2.... zener 12V/0,5 W
- U1..... TL071

Divers :

- Support circuit intégré 2 x 4 broches
- Bornier 2 pôles (x 3)
- Bornier 3 pôles

Plan de montage du circuit « bridge »



Plan de câblage des composants du circuit « bridge ».

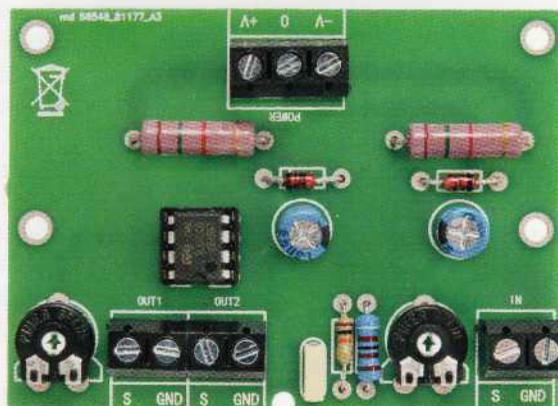


Photo de l'un de nos prototypes du circuit « bridge ».

Cependant, une partie du signal audio prélevé sur le trimmer R6 atteint l'**entrée « inverseuse »** de l'amplificateur opérationnel U1 qui est un **TL071**, ou mieux sa version à faible bruit TL081.

C'est un amplificateur opérationnel dont les entrées sont à transistors JFET, donc avec une très haute impédance d'entrée. Il est caractérisé par un très grand gain en boucle ouverte (sans contre-réaction).

La contre-réaction est appliquée entre la broche (6) de sortie et l'entrée « inverseuse ». Il s'agit d'une contre-réaction de topologie « **shunt-shunt** » (prélèvement d'une fraction de la tension et comparaison du courant) qui fixe le **gain à 1**, puisque le gain

en tension (Gv) de la configuration est donné par la formule :

$$Gv = - Rf / Ri$$

où « Rf » est la résistance totale insérée entre la sortie et l'entrée « inverseuse », tandis que « Ri » est la résistance placée en série avec l'entrée, dans laquelle la composante correspondant à la position du curseur du trimmer R6 compense l'effet du second trimmer R5.

Puisque ce dernier fait partie de la résistance « Rf », nous pouvons ajuster avec précision le gain de l'étage en le ramenant à la valeur de 1. Si le trimmer R5 est court-circuité en ayant le curseur du côté de R4, le gain en tension est d'environ 0,91.

Alors qu'avec le curseur dans le sens opposé (vers la broche 6), cela correspond à la résistance maximale de R5 insérée dans le circuit. Le gain est alors d'environ 10,1.

Notez le signe moins dans la formule, cela est dû à l'inversion de l'amplification (entrée du signal sur la broche 2 qui est l'entrée inverseuse (-) de U1).

La bande passante de notre circuit en pont est assez large pour ne pas limiter celle des amplificateurs auxquels il sera connecté. Le signal en sortie de l'amplificateur opérationnel U1 atteint le contact « OUT1 » qui est relié à l'entrée BF du second amplificateur de puissance. Ce dernier fonctionnera alors avec une phase inversée de 180°

Le doublement de la puissance de sortie !

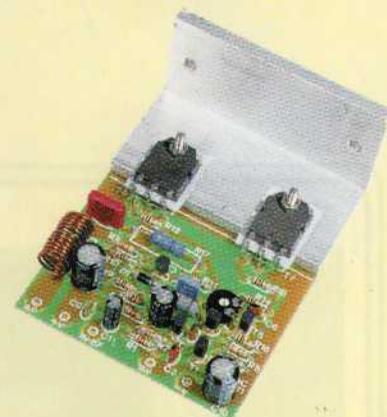
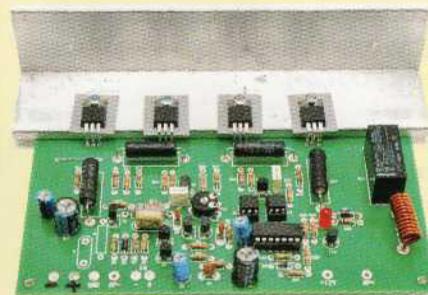
En utilisant le montage en pont décrit dans ces pages, il est possible de doubler la puissance de sortie pour une impédance donnée. Par exemple, avec l'amplificateur MOSFET 200 W, nous pouvons obtenir une puissance de 400 W sous une charge de 8 Ω . Du point de vu impédance, il ne faut pas descendre en dessous de 8 Ω , car chaque amplificateur « voit uniquement la moitié » de l'impédance (soit 4 Ω).

Dans le cas d'un fonctionnement en pont de l'amplificateur MOSFET 200 W, le courant circulant dans le haut-parleur peut atteindre des valeurs élevées si bien que le circuit de protection entrera en action car il détectera une surcharge. Il faut diminuer la valeur des résistances reliées aux sources des MOSFET à 0,1 Ω . Les MOSFET utilisés dans l'amplificateur sont largement dimensionnés et peuvent fournir tout le courant nécessaire pour une puissance de 400 W sous 8 Ω , soit environ 7 A_{eff} circulant dans la charge. Étant donné qu'un IRF640 peut fournir un courant de drain de 16 A et qu'un IRF9640 peut fournir un courant de drain de 10 A et qu'il y a 4 MOSFET pour chaque amplificateur, la puissance sera atteinte sans problème.

Bien évidemment, vous pouvez adapter le montage décrit ici à tout amplificateur audio, indépendamment de sa puissance. Par exemple, vous pouvez l'utiliser avec un amplificateur de 2 x 30 W. Le point important est que l'amplificateur puisse supporter l'impédance.

Par exemple, si votre amplificateur a les caractéristiques suivantes (données constructeur) : 2 x 100 W sous 4 Ω et 2 x 60 W sous 8 Ω , en utilisant le montage en pont, vous obtiendrez 200 W sous 8 Ω . Il ne faut pas connecter des enceintes acoustiques de 4 Ω , car chaque canal de l'amplificateur verrait une charge de 2 Ω , ce qui n'est pas prévu par le constructeur (risque de destruction). De même, si votre amplificateur n'est prévu que pour une puissance de 2 x 50 W sous 8 Ω , avec le montage en pont il pourra fournir 100 W sous 16 Ω . Il ne faudra pas relier des HP de 8 Ω (16 Ω au minimum), car chaque canal de l'amplificateur n'est pas prévu pour fonctionner en 4 Ω .

Pour le fonctionnement correct du circuit en pont, il faudra prêter une attention particulière à la tension d'alimentation. Comme le circuit est alimenté à partir de la tension d'alimentation de l'amplificateur et que les résistances de limitation sont dimensionnées pour des tensions d'au moins ± 35 Vcc, si vous descendez en dessous de ces valeurs de tension vous devez diminuer la valeur des résistances R1 et R2 à 1,2 k Ω (toujours avec une puissance de 2 W).



par rapport au premier amplificateur (signal BF direct non déphasé).

L'alimentation du circuit en pont est dérivée de celle des amplificateurs de puissance, dans le cas où cette dernière reste comprise entre ± 35 V et ± 56 V. L'alimentation doit être appliquée au bornier POWER en respectant la polarité + V, -V, 0 (le positif, le négatif et la masse de l'alimentation de l'amplificateur sélectionné). Attention, il faut éviter de faire des bouclages de masse, elle doit être reliée en un seul point.

La « basse tension » nécessaire au fonctionnement de l'amplificateur opérationnel U1 provient de deux **régulateurs** simples constitués par **2 diodes zener** connectées en parallèle sur chaque ligne de l'alimentation.

Grâce aux résistances de limitation de courant placées en série avec les diodes zener, pour un courant de **zener Iz donné**, la valeur des résistances calculée permet aux diodes de fixer la tension à ± 12 V (cathode de DZ1 pour le +12 V et anode de DZ2 pour le -12 V). Cette tension symétrique de ± 12 V alimente U1 aux broches 7 (+) et 4 (-).

Pour filtrer les ondulations qui pourraient apparaître sur le ± 12 V, nous avons inséré des condensateurs de filtrage en parallèle sur chaque diode zener, C1 pour la ligne positive et C2 pour la ligne négative. Ces derniers permettent de « nettoyer » les tensions alimentant l'AOP. Cela est utile, car des parasites pourraient être amplifiés par l'étage de puissance qui reçoit le signal BF en opposition de phase, pénalisant ainsi la qualité sonore de l'ensemble.

Notez que, nous avons évité de faire passer le signal de sortie des amplificateurs dans le circuit de déphasage. En effet, certains montages en pont déphasent le signal de sortie des amplificateurs au niveau des HP, cela peut provoquer des perturbations à cause des tensions de sorties élevées, notamment vers les hautes fréquences. Elles sont susceptibles de provoquer des oscillations. Dans notre montage, chaque sortie des amplificateurs pilote directement le haut-parleur, sans qu'aucune fraction du signal de sortie soit réinjectée dans le circuit en pont.

Cependant, en ce qui concerne la connexion des amplificateurs, rappelez-vous qu'il n'est pas nécessaire de respecter la polarité, dans le sens où le positif du haut-parleur pour avoir une cohérence de phase doit être relié

à la sortie positive de l'amplificateur fonctionnant en phase (c'est-à-dire le signal non déphasé provenant de la sortie « OUT2 »).

Par contre le négatif du haut-parleur doit être relié à la sortie positive de l'amplificateur fonctionnant en opposition de phase (c'est-à-dire le signal déphasé de 180° provenant de la sortie « OUT1 »).

En aucun cas, vous ne devez relier le haut-parleur à la masse.

Réalisation pratique

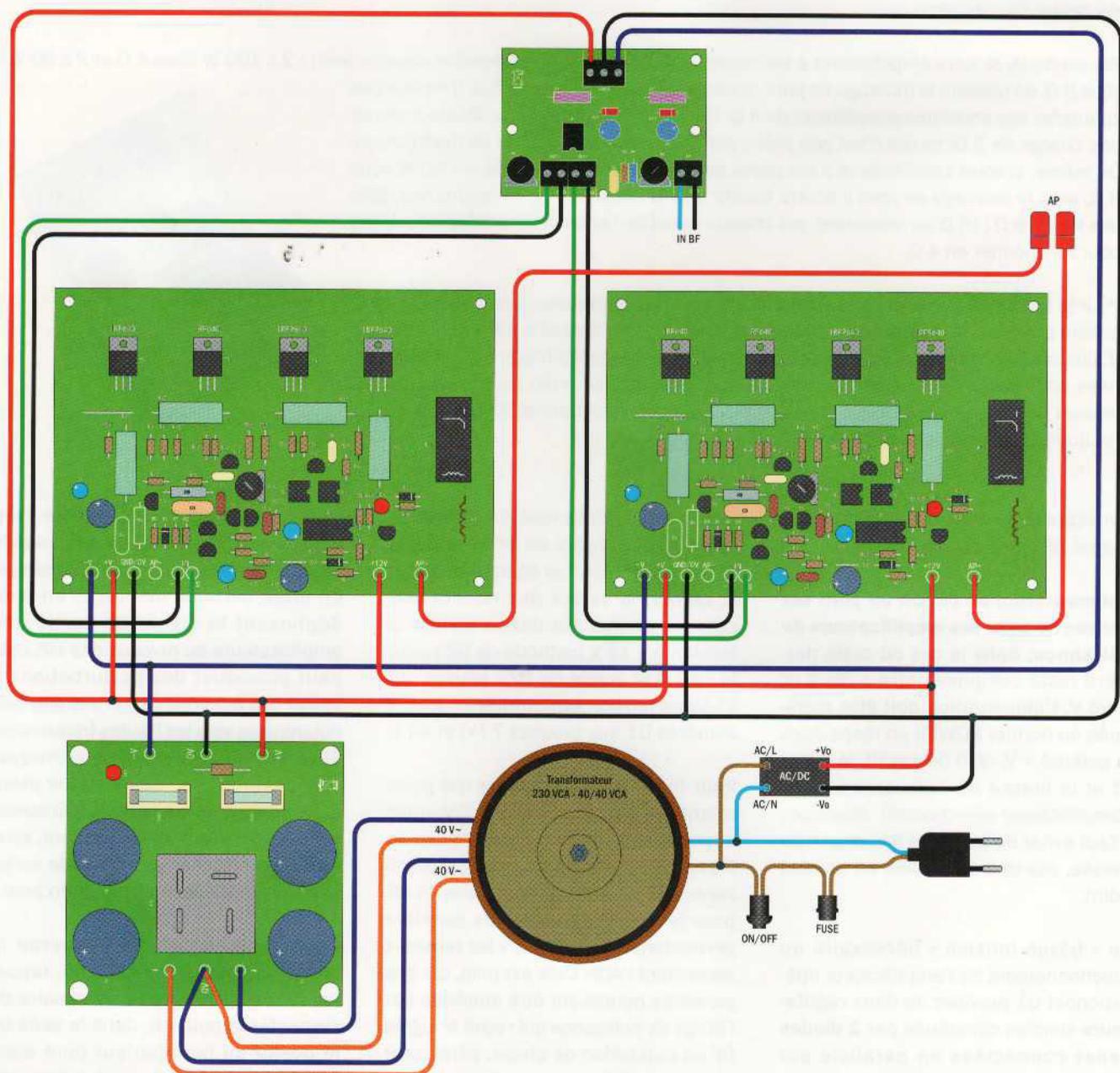
Nous venons d'étudier l'aspect théorique du montage en pont, nous allons maintenant passer à sa construction. Pour l'aspect pratique, nous allons

vous montrer comment relier en pont 2 étages de puissance de l'amplificateur MOSFET 200 W décrit dans ce même numéro.

Comme d'habitude vous devez télécharger le typon du circuit imprimé sur notre site www.electroniquemagazine.com dans le sommaire détaillé de la revue.

Schéma de câblage en pont des deux amplificateurs

Pour réaliser le montage en pont des 2 amplificateurs, connectez le signal d'entrée au circuit en pont, puis reliez les deux sorties de ce dernier aux entrées des amplificateurs de puissance. Reliez l'une des 2 alimentations au circuit en pont, y compris la masse. Connectez enfin la sortie HP positive (rouge) de l'amplificateur non déphasé (signal direct) au positif de l'enceinte acoustique et la sortie HP positive (rouge) de l'amplificateur déphasé de 180° au négatif de l'enceinte acoustique.



Vous pouvez aussi faire une photocopie sur transparent à partir du typon à l'échelle 1 présent dans l'encadré intitulé « Plan de montage du circuit bridge » (voir plus haut dans l'article).

Ensuite vous devez insoler le typon sur une plaque de cuivre photosensible et enfin graver le circuit avec une solution de perchlorure de fer. Une fois le circuit gravé, percez les trous des composants.

Notez que le circuit comporte qu'une seule face et qu'il est relativement facile à reproduire.

Commencez par souder les résistances $\frac{1}{2}$ W et les diodes zener en respectant leur polarité. Ensuite, soudez le support de U1 puis les 2 résistances de 2 W.

Continuez avec le condensateur C3 non polarisé et ensuite soudez C1 et C2 en respectant leur polarité. Le « - » est indiqué sur le boîtier du condensateur, le « + » étant la patte la plus longue.

Continuez en soudant les trimmers et les borniers. Insérez enfin le μ L071 dans son support, il dispose d'un repère en « U », il doit être positionné vers les borniers nommés « OUT1 » et « OUT2 ».

Pour plus de facilité, reportez-vous au plan de câblage des composants qui se trouve dans l'encadré intitulé « Plan de montage du circuit bridge ».

Une fois le circuit terminé, vous devez le relier aux 2 amplificateurs. Pour cela, étant donné que chaque amplificateur a sa propre alimentation, vous devez effectuer une seule connexion du bornier « POWER » à l'alimentation de l'amplificateur que vous aurez choisi.

Reliez le positif, le négatif et le 0 à la masse ainsi que les borniers « OUT1 » et « OUT2 » à chaque entrée des deux amplificateurs (l'un ou l'autre, cela n'a pas d'importance). Le bornier « IN » doit être connecté à la sortie de la source BF.

Bien entendu, il est conseillé d'utiliser un câble blindé pour connecter les signaux audio d'entrée et de sortie, en mettant à la masse la tresse de blindage du câble en un seul point (évitiez les bouclages de masse) afin d'annuler tout bruit et autres perturbations dans le signal audio.

Pour avoir une idée de la façon de connecter l'ensemble des amplificateurs en pont, référez-vous au « schéma de câblage en pont des deux amplificateurs ».

Notez que nous utilisons deux modules de puissance MOSFET 200 W décrits dans ce même numéro.

Ce schéma est général et est valable quelle que soit la puissance des amplificateurs. Il n'y aura pas de préjudice tant que vous respecterez les limites

et spécifications du constructeur des amplificateurs (notamment l'impédance minimale). Dans notre cas, nous prélevons l'alimentation du circuit « bridge » de l'alimentation des amplificateurs, il se peut que dans votre cas vous deviez effectuer des modifications.

Notez que le circuit « bridge » est conçu pour fonctionner avec des alimentations symétriques, que vous trouverez dans la grande majorité des amplificateurs à forte puissance. Evitez d'utiliser des amplificateurs dont la puissance n'est pas identique et dont l'impédance de fonctionnement est différente.

L'étalonnage

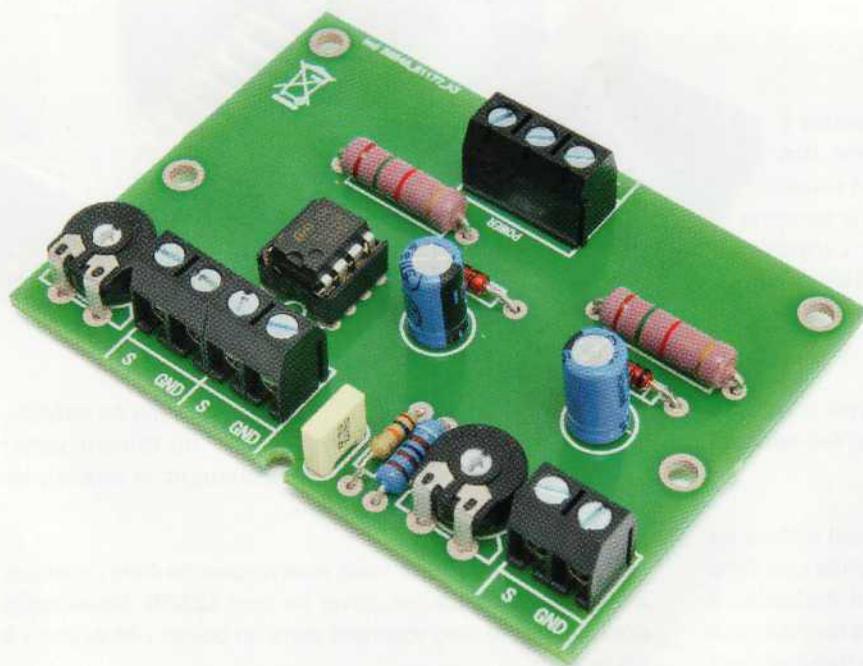
Une fois le câblage en pont effectué correctement, en ayant relié éventuellement une résistance de charge à la place des enceintes acoustiques (par exemple connectez en parallèle 4 résistances de $32 \Omega / 10$ W pour constituer une charge de $8 \Omega / 40$ W), réglez les deux trimmers à mi-course.

À l'aide d'un générateur BF relié à l'entrée « IN », injectez un signal de fréquence 1 kHz et dont l'amplitude peut varier de 0 V à $1 V_{\text{eff}}$ (RMS).

Avec un millivoltmètre ou un oscilloscope (réglez la base de temps sur 1 ms/div et l'amplitude sur 0,5 V/div), vérifiez que sur la sortie « OUT1 » (entre la broche 6 de U1 et la masse) l'amplitude du signal soit égale à celle du signal entre le point milieu du trimmer R6 et la masse, c'est-à-dire « OUT2 ». Si cela n'est pas le cas, manœuvrez le curseur du trimmer R5 jusqu'à ce que cette condition soit atteinte.

D'autre part, si vous avez un oscilloscope, vous pouvez vérifier que le signal sur la sortie « OUT1 » est déphasé de 180° par rapport à celui de la sortie « OUT2 » (signal non déphasé).

Votre montage en pont est maintenant équilibré de manière optimale. Eteignez, et débranchez les instruments. Vous pouvez faire des tests d'écoute à condition d'avoir des enceintes acoustiques de grande puissance, sinon vous risquez de voir des haut-parleurs traverser votre salon !





Ce circuit de commande, contrôlé par des signaux logiques, permet de modifier la vitesse et le sens de rotation des moteurs à courant continu de type pas à pas ou de type à balais. Les sorties disposent de LED qui indiquent le sens de rotation.

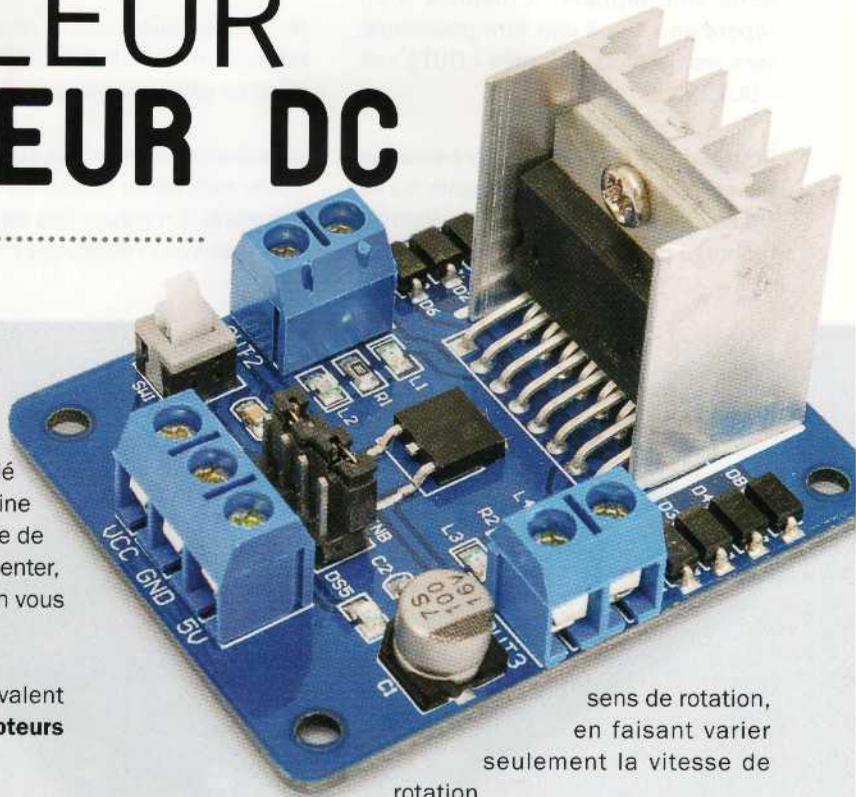
CONTRÔLEUR POUR MOTEUR DC

de Boris Landoni

Depuis quelques années, l'apparition de cartes à base de microcontrôleurs telles qu'Arduino, RaspberryPi, Microchip, a considérablement simplifié l'utilisation de moteurs à courant continu dans le domaine de la robotique, mais aussi dans celui du loisir. L'arrivée de nombreux produits dans le commerce n'a cessé d'augmenter, nous nous sommes donc penchés sur le phénomène en vous proposant ce projet.

Notre projet est un **circuit de contrôle** ou driver polyvalent convenant aussi bien aux **moteurs pas à pas** qu'aux **moteurs à balais à courant continu**.

Dans le premier cas, il ne peut gérer qu'un seul moteur en contrôlant la vitesse et le sens de rotation, tandis que dans le second cas il peut commander séparément 2 moteurs à balais (brushed) en faisant varier la vitesse et la rotation. Il peut commander jusqu'à 4 moteurs à balais dans un seul



sens de rotation, en faisant varier seulement la vitesse de rotation.

La carte de contrôle que nous vous proposons dans cet article est basée sur le double driver en pont **L298N**. Nous avons opté pour la version standard dans un boîtier « Multiwatt » à 15 broches.

La carte est dotée de deux borniers pour connecter deux moteurs à courant continu ou les enroulements d'un moteur pas à pas bipolaire, plus un bornier pour alimenter la logique de contrôle et l'alimentation des moteurs.

Chacune des deux **sorties** du circuit driver peut fournir un **courant maximum de 2 A**, ce qui est suffisant pour piloter deux moteurs à courant continu de 2 A chacun ou un moteur pas à pas bipolaire consommant 2 A par phase.

Schéma électrique

Maintenant que nous vous avons donné un aperçu des performances du circuit, étudions le schéma électrique qui est centré autour du driver **ST L298N**.

Il s'agit d'un **double driver en pont** en « H » à transistors bipolaires qui peut être entièrement géré à l'aide des broches de contrôle « **EN** » (ENABLE) et « **IN** » (direction).

Chaque sortie de ce composant est constituée par un pont de transistors bipolaires de type NPN. Chaque pont est formé par 4 transistors répartis en deux moitiés connectées en symétrie quasi complémentaire. C'est-à-dire que le transistor supérieur est relié au positif via son collecteur et que le transistor inférieur est relié à la masse via son émetteur.

La structure du pont est visible en figure 1. Par conséquent, la sortie s'effectue entre l'émetteur du transistor supérieur et le collecteur du transistor inférieur.

Les bases des transistors sont pilotées de manière indépendante par des signaux logiques provenant d'une porte « **AND** » dont une entrée est commune et les deux autres entrées séparées et reliées aux entrées « **IN** » du circuit intégré.

L'entrée commune est la broche « **EN** » qui **active le pont** afin qu'il reçoive les **signaux logiques** imposés sur les entrées « **IN** ».

Cette configuration permet d'exploiter le circuit intégré pour contrôler **quatre**

Caractéristiques techniques :

- Driver : type L298 ;
- Pilotage d'un moteur pas à pas ou jusqu'à 4 moteurs à balais ;
- Possibilité de régler la vitesse et le sens de rotation ;
- Tension d'alimentation des moteurs : de 5 VDC à 30 VDC
- Courant pour chaque sortie : 2 A
- Tension d'alimentation de la logique de commande : 4,5 VDC à 5,5 VDC
- Courant consommé par la logique : 36 mA
- Température de fonctionnement : de - 25°C à + 130°C

moteurs à balais dans un seul sens de rotation en utilisant chaque demi pont distinctement. En utilisant le pont complet, il est possible de gérer le sens de rotation en appliquant sur les entrées « **IN** » des signaux de commande de niveaux logiques opposés.

Pour mieux comprendre le fonctionnement de chaque pont, considérons le premier dont les sorties s'effectuent sur les broches 2 et 3 (OUT1 et OUT2, voir la figure 1).

Supposons que la broche 6 (« **EnA** » sur le diagramme de la figure 1 qui correspond à « **ENABLE** ») soit à un niveau logique 0. Dans ce cas, les bases des deux branches du pont sont à un niveau logique bas (0) et donc tous les transistors sont bloqués.

Les sorties se trouvent dans un état de haute impédance, c'est à dire qu'aucun courant ne circule dans les transistors et donc au niveau des sorties OUT1 et OUT2.

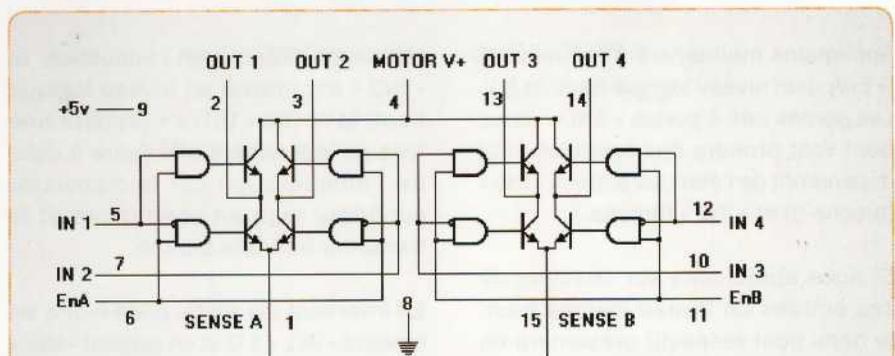


Figure 1 : le circuit intégré L298, disponible en boîtier « Multiwatt15 » ou en version CMS « PowerSO20 », dispose d'un double « pont en H » doté de transistors bipolaires NPN.

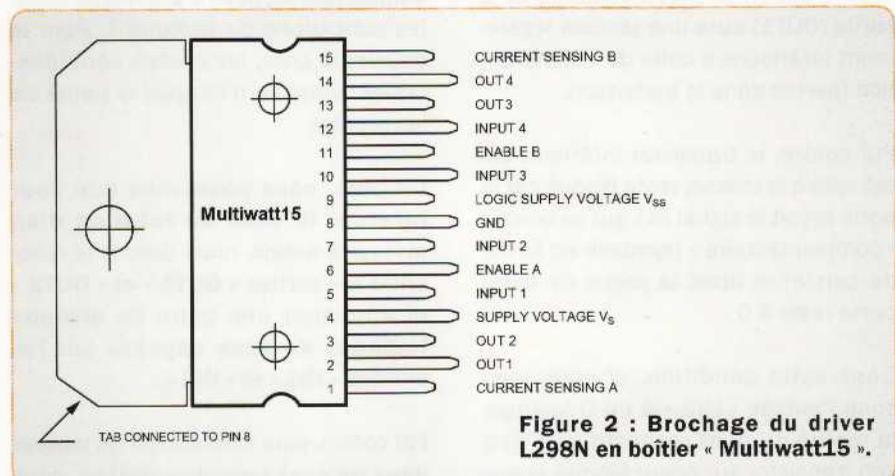


Figure 2 : Brochage du driver L298N en boîtier « Multiwatt15 ».

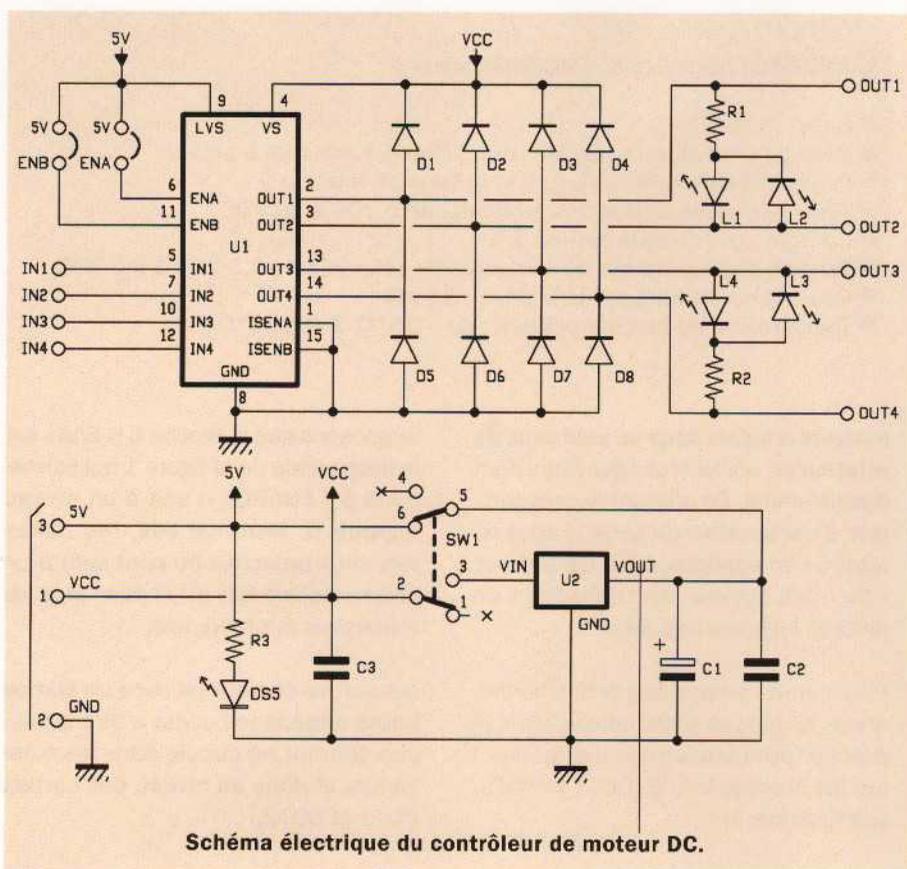


Schéma électrique du contrôleur de moteur DC.

Appliquons maintenant à la broche 6 (« EnA ») un niveau logique haut de 5V. Les sorties des 4 portes « AND » de ce pont vont prendre des conditions qui dépendront de l'état des entrées « IN1 » (broche 5) et « IN2 » (broche 7).

Si nous appliquons sur chacune de ces entrées un niveau logique haut, le demi pont respectif présentera en sortie un état logique haut.

Par exemple, si nous mettons la broche 5 à un niveau logique 1, le transistor supérieur connecté au positif de l'alimentation se met à conduire et la sortie (OUT1) aura une tension légèrement inférieure à celle de l'alimentation (pertes dans le transistor).

Par contre, le transistor inférieur, qui est relié à la masse, reste bloqué car la porte reçoit le signal IN1 sur sa broche « complémentaire » (symbole en forme de cercle) et donc la sortie de cette porte reste à 0.

Dans cette condition, si nous laissons l'entrée « IN2 » à un 0 logique, la moitié du pont respectif (OUT2) a son transistor supérieur bloqué et son

transistor inférieur en conduction. Si « IN2 » est mise à un niveau logique haut, la sortie « OUT2 » prendra une tension légèrement inférieure à celle de l'alimentation car le transistor supérieur sera en conduction et le transistor inférieur bloqué.

En inversant les états, c'est-à-dire en laissant « IN1 » à 0 et en plaçant « IN2 » à 1, « OUT1 » présentera un niveau bas et « OUT2 » prendra une tension légèrement inférieure à celle de l'alimentation.

De ce qui précède, il s'ensuit que la **commande du pont 1** s'effectue selon les indications du **Tableau 1**. Pour le deuxième pont, les choses sont identiques, donc ce n'est pas la peine de les répéter.

De plus, nous observons que pour **inverser le sens de rotation d'un moteur à balais**, nous devons le relier entre les sorties « OUT1 » et « OUT2 » et appliquer une paire de **niveaux logiques de sens opposés** sur les entrées « IN1 » et « IN2 ».

Par contre, pour commander un **moteur dans un seul sens de rotation**, nous

devons le **connecter seulement sur un demi pont** et appliquer un niveau logique haut sur l'entrée correspondante (dans ce cas, le moteur doit être connecté soit entre « OUT1 » et la masse ou « OUT2 » et la masse).

À partir de ce mode de fonctionnement, nous pouvons déduire que pour contrôler un moteur à balais, c'est-à-dire le faire tourner dans un sens ou dans l'autre, nous devons le connecter entre les sorties de l'un des ponts et appliquer simplement des tensions inversées sur les entrées de contrôle.

Tandis que pour l'arrêter, il suffit de mettre les entrées à un niveau logique bas (0). Dans ce dernier cas, les sorties du pont court-circuitent les enroulements du moteur, annulant le courant que le moteur aurait tendance à produire en tournant à vide, et exerçant ainsi une action de freinage.

Nous venons d'expliquer le fonctionnement du L298N, nous allons voir maintenant comment il a été utilisé dans notre montage. Le circuit intégré fonctionne en configuration standard, sa partie **logique de commande est alimentée** avec une tension de **5 VDC** (entre la broche 9 et la broche 8 qui est la masse).

L'**alimentation de la section puissance du driver** (la paire de ponts en H) correspond à la broche « Vs » (broche 4), elle doit être **connectée à l'alimentation (VCC sur le schéma électrique)**.

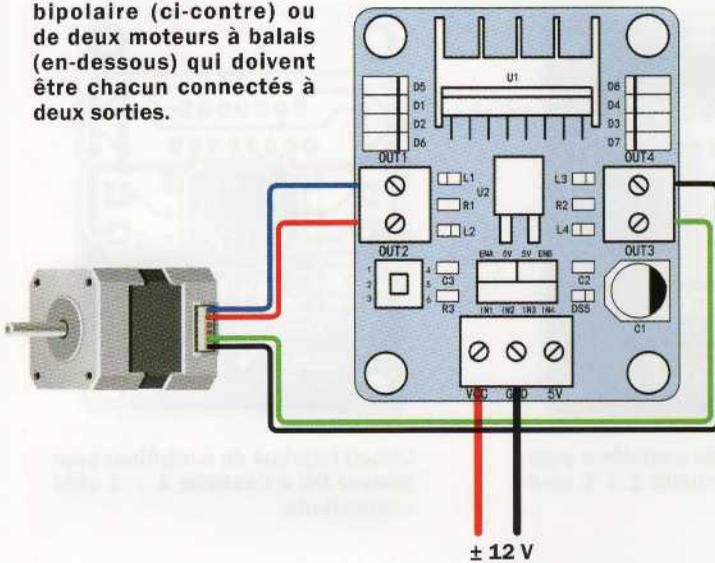
Le(s) moteur(s) est (sont) relié(s) aux différentes sorties, les **diodes permettent une protection contre les surtensions** produites par les enroulements lors des changements d'états.

Notez que la tension VCC est directement issue de l'alimentation (filtrée par le condensateur C3), tandis que l'alimentation de la logique de contrôle peut être appliquée/retirée en fonction de la position de l'interrupteur SW1.

Ce dernier permet d'éteindre complètement le L298N tout en laissant l'alimentation des transistors de puissance des ponts qui n'absorbent aucun courant (ils restent inactifs).

Exemples de connexions du circuit pour le contrôle d'un moteur pas à pas bipolaire (ci-contre) ou de deux moteurs à balais (en-dessous) qui doivent être chacun connectés à deux sorties.

Schéma de câblage



Pour désactiver le circuit intégré, il suffit simplement de le priver de l'alimentation de sa section logique (broche LVS) tout en maintenant l'alimentation des moteurs.

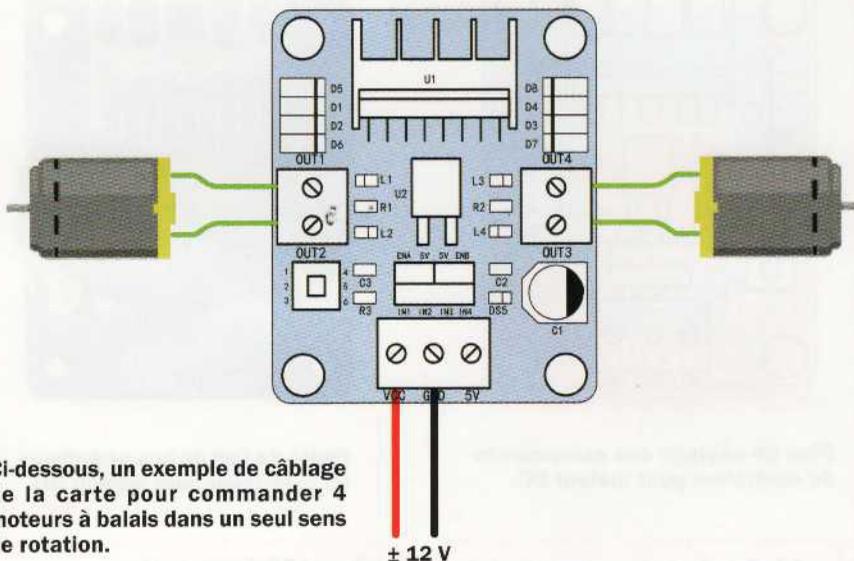
L'alimentation en 5 V de la logique provient d'un classique régulateur U2, un 78M05 en boîtier CMS. La tension de sortie (5 VDC) de ce dernier est filtrée par C1 qui minimise l'ondulation résiduelle, tandis que C2 filtre les impulsions dues aux pics de courant des moteurs. La sortie « VOUT » du régulateur atteint l'interrupteur SW1.

Lorsque le contact supérieur de ce dernier est positionné vers l'extrémité inférieure (6), l'autre contact est fermé entre 2 et 3, de sorte que la ligne d'alimentation d'entrée VCC alimente l'entrée du régulateur U2. Celui-ci fournit alors 5 VDC sur la sortie « VOUT ».

Lorsque le contact est déplacé vers l'extrémité supérieure (4), l'autre contact est fermé entre 1 et 2 et dans ce cas le régulateur n'est pas alimenté.

Notez qu'il serait possible de déconnecter la section logique du L298N à l'aide d'un simple interrupteur en coupant l'alimentation, mais le **commutateur permet de désactiver** le régulateur U2 et donc **d'alimenter le montage avec deux tensions différentes** : la tension VCC pour les moteurs et le 5 V pour la logique.

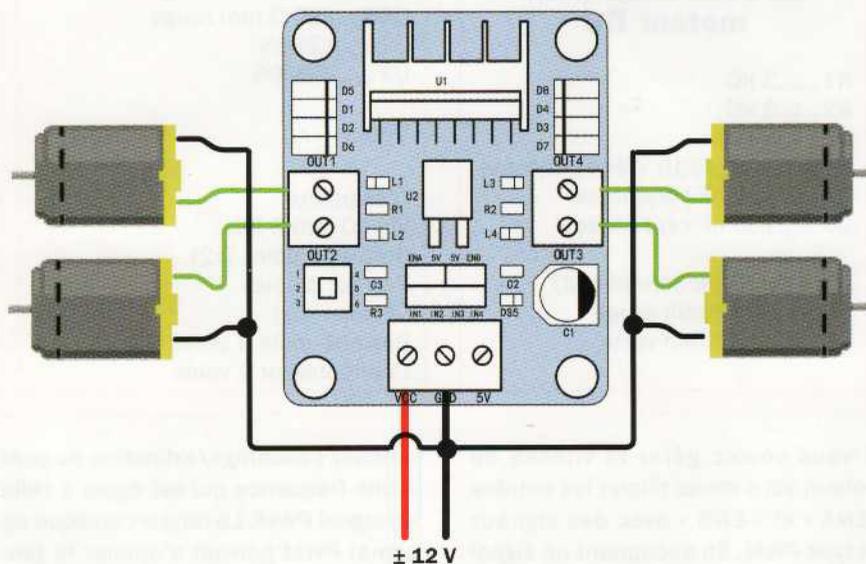
Ci-dessous, un exemple de câblage de la carte pour commander 4 moteurs à balais dans un seul sens de rotation.



Cela permet de **commander à distance le contrôleur à partir d'une sortie logique**, par exemple une sortie d'un microcontrôleur reliée à un transistor BC547.

La ligne 5 V alimente également 2 cavaliers qui permettent d'activer/désactiver les 2 lignes ENA et ENB. La LED DS5 est connectée à l'alimentation 5 V par l'intermédiaire de la résistance R3 qui limite son courant, elle indique le fonctionnement du L298.

Les **sorties** des ponts sont reliées à deux borniers et **dotées chacune d'une paire de LED** connectées en antiparallèle, le courant étant limité par une seule résistance pour chaque paire de LED (R1 pour L1 et L2 et R2 pour L3 et L4).



Nous obtenons ainsi pour chaque sortie la condition suivante : lorsque la LED rouge est allumée, la sortie fournit une tension avec une certaine polarité, si la LED verte est allumée, la sortie fournit une tension d'une polarité opposée.

Plus précisément, pour le premier étage, lorsque la sortie « OUT2 » est positive, la LED verte s'allume, tandis que la LED rouge indique que la sortie « OUT1 » est positive par rapport à la sortie « OUT2 ».

En ce qui concerne le second pont, la LED verte s'allume lorsque la sortie « OUT4 » est positive par rapport à la sortie « OUT3 », alors que dans le cas contraire c'est la LED rouge qui s'allume.

Chaque sortie est équipée de **diodes de protection** de type **Schottky M7**, elles permettent de **limiter les tensions inverses produites par les enroulements du moteur**, l'une étant reliée à l'alimentation positive et l'autre à l'alimentation négative et qui en fonctionnement normale sont bloquées.

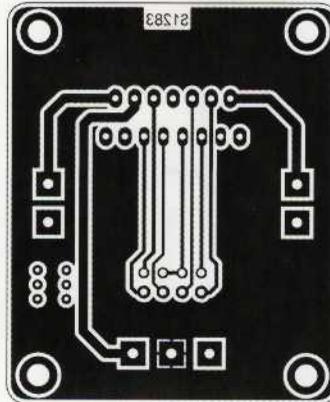
Les diodes Schottky ne conduisent que si, **en raison de la charge inductive des enroulements du moteur**, des **tensions inverses apparaissent** aux niveaux des sorties, ce qui se produit lorsque l'alimentation est déconnectée ou la polarité inversée.

Par exemple, lorsque la logique de contrôle bloque les transistors du pont, **l'enroulement du moteur a tendance à générer un phénomène d'auto-induction qui s'oppose à la cause qui l'a produit** (ici l'arrêt de conduction des transistors), c'est-à-dire que des tensions inverses de grande amplitude commencent à apparaître, à ce moment les diodes entrent en conduction afin d'éliminer les surtensions qui pourraient détruire les transistors du pont.

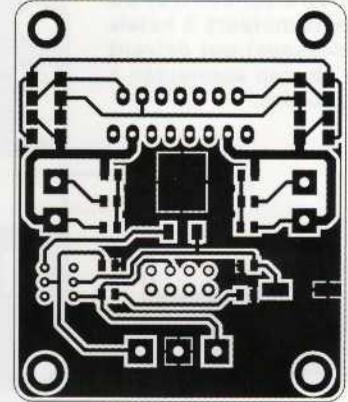
En ce qui concerne la commande du L298N, nous avons reporté les entrées IN1, IN2, IN3 et IN4 vers une barrette à 4 pôles au pas de 2,54 mm.

Rappelez-vous que pour effectuer une commande de type ON/OFF ou avant/arrière, il suffit de gérer les entrées comme indiqué dans le Tableau 1 en plaçant ENA et ENB au 5 V. Fermez simplement le cavalier correspondant.

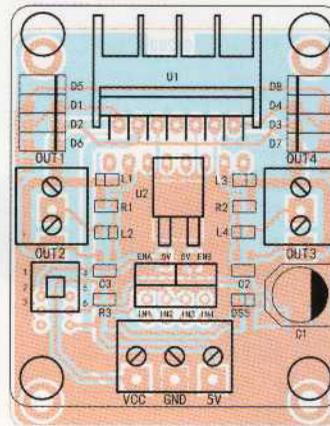
Plan de montage du contrôleur pour moteur DC



Circuit imprimé du contrôleur pour moteur DC à l'échelle 1 : 1 côté soudures.



Circuit imprimé du contrôleur pour moteur DC à l'échelle 1 : 1 côté composants.



Plan de câblage des composants du contrôleur pour moteur DC.

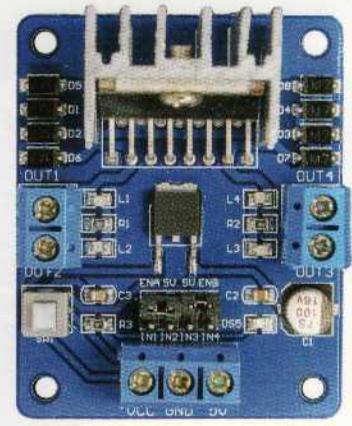


Photo de l'un de nos prototypes du contrôleur pour moteur DC.

Liste des composants du contrôleur pour moteur DC

- R1.....3 kΩ
- R2.....3 kΩ
- R3.....1 kΩ
- C1.....100 μF/16 V électrolytique
- C2.....100 nF céramique
- C3.....100 nF céramique

- D1 à D8 diode Schottky M7
- L1LED 3 mm rouge
- L2LED 3 mm verte

- L3LED 3 mm verte
- L4LED 3 mm rouge
- DS5.....LED 3 mm rouge
- U1.....L298N
- U2.....78M05

Divers

- Dissipateur
- Vis 10 mm 3 MA
- Bornier 2 pôles (x2)
- Bornier 3 pôles
- Cavalier (x2)
- Barrette mâle 4 pôles (x2)
- Commutateur 2 voies

Si vous voulez gérer la vitesse du moteur, vous devez piloter les entrées « ENA » et « ENB » avec des signaux de type PWM. En appliquant un signal PWM sur les broches « ENABLE », vous

obtenez l'allumage/extinction du pont à une fréquence qui est égale à celle du signal PWM. Le rapport cyclique du signal PWM permet d'ajuster la tension moyenne appliquée aux moteurs

et donc le régime de rotation, en maintenant un couple élevé même à bas régime.

Le sens de rotation est contrôlé par IN1 et IN2 et IN3 et IN4, le pont doit être commandé de la manière suivante : IN1 doit être dans un état logique opposé à celui de IN2 et IN3 dans un état logique opposé à celui de IN4. Les moteurs doivent être connectés aux bornes OUT1/OUT2 et OUT3/OUT4.

Réalisation pratique

Le circuit contient un grand nombre de composants CMS, cependant ils sont assez espacés pour être soudés par un amateur disposant d'un fer avec une pointe de 0,2 mm de diamètre et de la soudure pour composants CMS.

Il faudra apporter un grand soin à l'assemblage. Les seuls composants classiques traversant sont le driver L298N, les borniers, le commutateur et les barrettes des entrées de contrôle où viennent s'insérer les cavaliers.

Le circuit imprimé est de type double face, vous pouvez télécharger les typons sur notre site web www.electronicmagazine.com.

Notez qu'une version en kit du contrôleur pour moteur DC est disponible dans le commerce.

Une fois les circuits imprimés gravés et percés, commencez par souder les composants CMS en utilisant un fer à souder de 0,2 mm de Ø et de la soudure de 0,5 mm de Ø pour composants CMS.

Commencez par souder délicatement les résistances, ensuite les condensateurs non polarisés. Enfin, soudez le condensateur polarisé C1 dont le négatif est indiqué sur le boîtier.

Continuez avec les LED, notez que la cathode est marquée avec un trait fin de couleur verte, par contre la cathode d'une diode Schottky est repérée par une bande blanche sur le boîtier.

Pour cela munissez-vous d'une loupe et vérifiez bien la disposition des composants avant de les souder.

Tableau 1 - Table de vérité du fonctionnement des ponts du L298 (appliquée au premier mais qui s'applique aussi à l'autre, étant entendu que les entrées sont IN3 et IN4 et les sorties OUT3 et OUT4). Pour les sorties, le 0 logique signifie que le transistor inférieur relie à la masse la sortie correspondante.

| IN1 | IN2 | ENA | OUT1 | OUT2 |
|-----|-----|-----|-----------------|-----------------|
| 0 | 0 | 0 | haute impédance | haute impédance |
| 1 | 0 | 0 | haute impédance | haute impédance |
| 0 | 1 | 0 | haute impédance | haute impédance |
| 1 | 1 | 0 | haute impédance | haute impédance |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Ensuite, positionnez le régulateur 78M05 sur son emplacement en le centrant correctement.

Commencez par souder la partie supérieure métallique avec un peu de soudure, tout en le maintenant appuyé avec un petit tournevis.

Attendez quelques secondes, puis soudez les deux pattes latérales.

Une fois tous les composants CMS soudés, continuez avec les deux rangées de barrettes au pas de 2,54 mm dans lesquelles vous insérerez les cavaliers.

Complétez le montage avec le circuit intégré L298N, qui se positionne verticalement sur un dissipateur de résistance thermique de 13° C/W.

Nous vous conseillons de le visser sur le radiateur sans bloquer et ensuite vous le placez et le soudez en attendant quelques secondes entre chaque soudure. Enfin bloquez la vis de fixation au radiateur.

Vérifiez s'il n'y a pas de faux contacts ou de courts-circuits, le circuit est prêt à être configuré et utilisé. Placez les cavaliers selon vos besoins, puis connectez les moteurs.

Avant d'appliquer la tension entre la masse et le point VCC, ouvrez l'inverseur SW1 de manière à maintenir la logique éteinte et ainsi à empêcher une action non désirée du(des) moteur(s).

Quelle que soit l'application pour laquelle est destiné le circuit, rappelez-vous que les 2 ampères indiqués comme courant maximum pour chaque sortie est le courant limite dans le moteur, même si le moteur peut accepter un courant plus important.

En effet, dans le cas d'un moteur pas à pas, les sorties sont utilisées deux par deux, une pour un enroulement et l'autre pour l'autre enroulement, donc le courant alimentant un enroulement à travers une sortie « OUT » pénètre dans l'autre enroulement et reste limité à 2 A.

C'est la même chose dans le cas où deux moteurs à balais sont pilotés avec le contrôle de la vitesse et le sens de rotation. En connectant quatre moteurs distincts, le problème ne se pose pas, car chaque sortie fournit au maximum 2 A.

Ces considérations sont nécessaires pour dimensionner l'alimentation, en effet, dans les deux premiers cas, le circuit intégré peut absorber un maximum de 4 ampères, alors que dans le dernier cas, 2 ampères sont nécessaires pour chaque moteur connecté. Les moteurs absorbent alors jusqu'à 8 ampères.

Pour l'alimentation, rappelez-vous que la tension des moteurs ne doit pas dépasser 30 VCC. Pour les entrées de contrôle (IN1, IN2, IN3, IN4), vous devez considérer qu'un **niveau logique « 1 »** correspond à une tension allant de **4,5 V à 5,5 V** et qu'un **« 0 »** logique correspond à une tension allant de **0 V à 0,7 V**. ■

Télécommande infrarouge 4 canaux

de Boris Landoni

Dans cet article nous vous proposons de réaliser une télécommande à infrarouge comportant 4 canaux équipés de sorties logiques permettant ainsi le fonctionnement avec des systèmes à microcontrôleurs. Associée à une carte additionnelle dotée de relais, elle peut gérer des dispositifs de puissance.



Lorsque nous pensons à une télécommande qui ouvre un portail, nous avons instinctivement à esprit une qu'il s'agit d'une télécommande radio.

De nos jours, nous avons associé le concept d'objets connectés à des commandes à distance par radio (souvent en Bluetooth ou Wi-Fi), en oubliant qu'une télécommande peut également utiliser

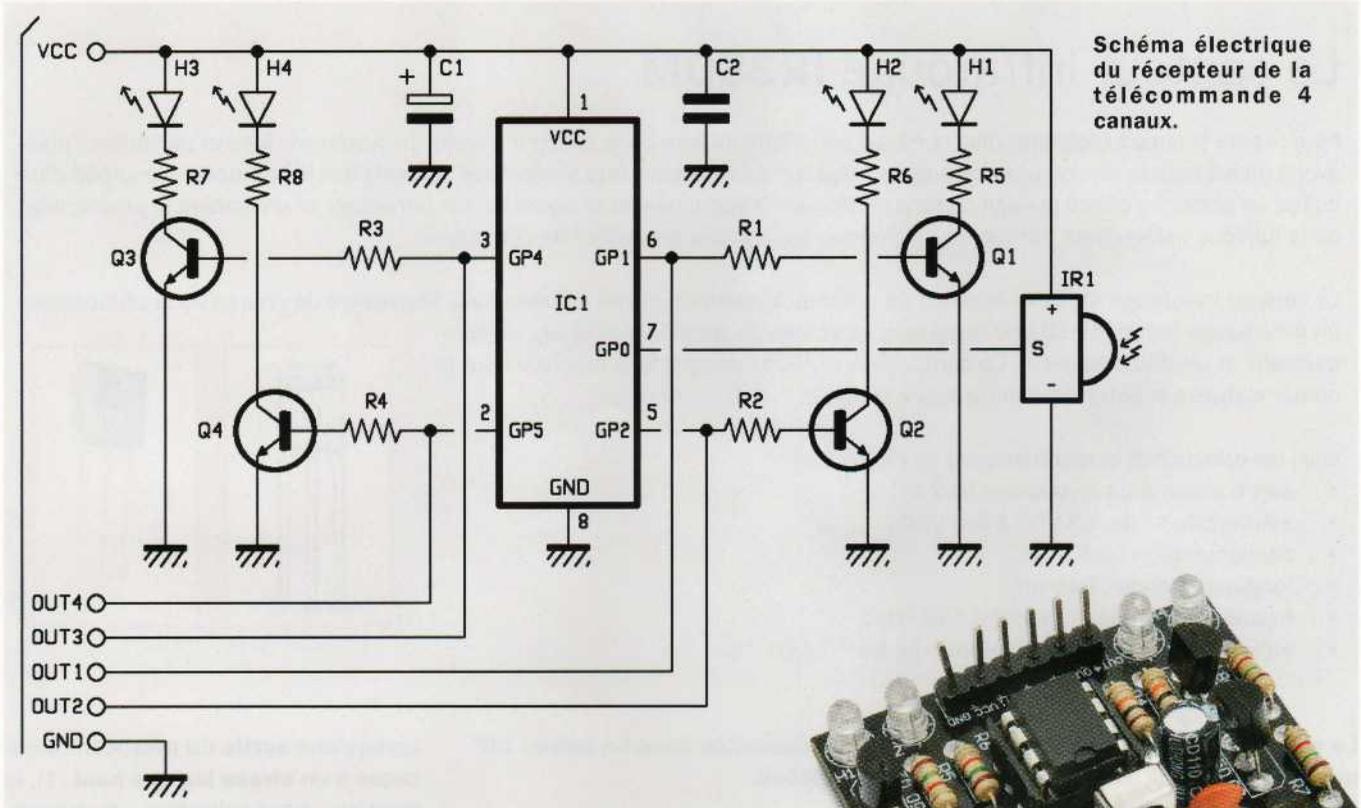


Schéma électrique du récepteur de la télécommande 4 canaux.



d'autres « supports » pour transmettre des données et des informations.

Par exemple, les ultrasons ont été utilisés dans les premières télécommandes des téléviseurs des années 70 ou encore les rayons infrarouges qui sont depuis des années les préférés des télécommandes pour le verrouillage centralisé des voitures.

Même aujourd'hui, beaucoup de voitures en sont équipées. N'oublions pas aussi les chaînes Hi-Fi, les climatiseurs et autres appareils électroménagers qui utilisent la technologie infrarouge.

La raison pour laquelle les **télécommandes infrarouges** sont encore utilisées actuellement est qu'elles **ne génèrent pas d'interférences électromagnétiques** (ondes radio) comme le font les smartphones. Il est donc possible d'en utiliser plusieurs dans un même espace restreint sans risque d'interférences entre les transmissions.

Il est à noter qu'aujourd'hui il faut tenir compte de la « pollution » électromagnétique, car elle provoque un sentiment de fatigue, de mal-être chez

certaines personnes en raison de la quantité d'ondes auxquelles nous sommes exposés quotidiennement (smartphone, Wi-Fi, Bluetooth, TNT).

La seule limite des télécommandes infrarouges est la portée très réduite par rapport à celle des systèmes radio, mais cela ne pose pas de problème dans des environnements fermés comme une maison ou un appartement.

Il est possible de transmettre sur quelques mètres, ce qui est plus que suffisant. Même pour les voitures elles conviennent parfaitement, car elles peuvent atteindre une distance d'environ 10 mètres.

Les différents montages de télécommandes que nous vous avons présentés dans la revue étaient presque tous de type radiofréquences, il nous a semblé nécessaire de rééquilibrer la situation en proposant, cette fois, un

projet de télécommande infrarouge, car pour les raisons évoquées ci-dessus, il y a des domaines dans lesquels elles sont mieux adaptées que les télécommandes radio.

Notre projet est donc une télécommande infrarouge codée comportant 4 canaux et composée d'un émetteur compact très fin qui est disponible déjà monté et prêt à l'emploi ainsi que d'un récepteur miniaturisé à microcontrôleur doté de 4 sorties logiques et d'autant de LED signalant l'état des sorties.

Caractéristiques techniques

- transmission infrarouge avec une porteuse à 38 kHz ;
- portée de la transmission de 5 et 8 mètres ;
- 4 canaux indépendants ;
- sorties à des niveaux logiques TTL ou 0/3,3V ;
- LED de signalisation d'état de chaque sortie ;
- mode de sortie impulsionnel (monostable) ;
- courant de sortie 10 mA ;
- tension d'alimentation de 3,3 VDC à 5 VDC ;
- consommation entre 10 et 40 mA.

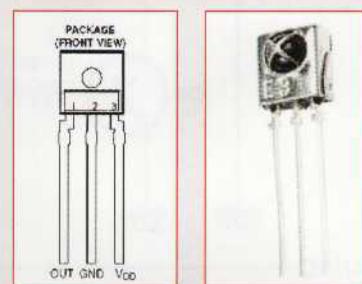
Le capteur infrarouge IR38DM

Pour rendre le circuit récepteur plus compact afin d'être intégré dans différents types de systèmes (fixes et portables), nous avons utilisé pour le récepteur infrarouge un capteur qui incorpore une photodiode sensible aux infrarouges et équipée d'un boîtier en plastique coloré qui agit comme un filtre en laissant passer le rayonnement infrarouge et en limitant la propagation de la lumière visible. Cela permet de discriminer les signaux provenant de l'émetteur.

Le capteur infrarouge IR38DM contient un préamplificateur de signal connecté à la résistance de charge de la photodiode, un filtre passe-bande de 38 kHz (avec une constante de temps de 600 µs), un comparateur et un démodulateur. Le composant IR38DM comporte 3 broches dont la nomenclature est indiquée dans la figure ci-après.

Voici les principales caractéristiques de l'IR38DM :

- sortie active à un niveau bas (0,2 V) ;
- alimentation : de 3,3 VDC à 5,5 VDC ;
- consommation : 0,6 mA ;
- longueur d'onde : 940 nm ;
- fréquence de fonctionnement : 38 kHz ;
- température de fonctionnement : de -10 °C à 60 °C.



Le choix de générer uniquement des niveaux TTL et donc de ne pas intégrer dans la carte des actionneurs (relais, TRIAC, transistor, etc.) a été fait pour limiter au maximum les dimensions du récepteur afin de le rendre intégrable dans d'autres appareils.

Schéma électrique

Pour comprendre le fonctionnement de la télécommande examinons le schéma électrique du récepteur (voir la figure correspondante).

Le récepteur est basé sur un microcontrôleur Microchip **PIC12F683** de



Figure 1 : ici la carte relais permettant de commuter des charges électriques en continu ou en alternatif.

8 bits disponible dans un boîtier DIP à 8 broches.

Le PIC fonctionne avec son oscillateur intégré, qui est configuré par le firmware (programme).

L'utilisation de l'oscillateur interne permet de limiter l'encombrement du circuit et d'utiliser les broches disponibles uniquement en tant qu'entrées/sorties.

Le PIC fonctionne comme un décodeur de signaux provenant de l'émetteur.

Après la réinitialisation due à la mise sous tension, les broches du port GPIO, c'est-à-dire les broches **GP1, GP2, GP4** et **GP5, sont configurées** en tant que **sorties** pour commander les transistors NPN Q1, Q2, Q3 et Q4.

Ces derniers pilotent les LED de signalisation du statut de chaque sortie. L'état des sorties logiques du récepteur sont disponibles sur les broches **OUT1, OUT2, OUT3** et **OUT4**.

Sur les bases et les collecteurs de chaque transistor, une résistance de limitation de courant a été placée afin de limiter le courant absorbé par chaque LED à 1,8 mA sous 3,3 V et 3,2 mA sous 5 V (lorsque le récepteur est alimenté en 5 V).

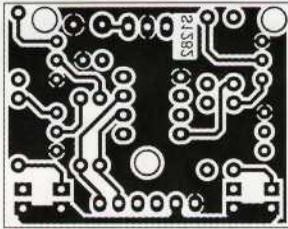
Lorsqu'une **sortie** du microcontrôleur passe à un **niveau logique haut** (1), la jonction « base-collecteur » du transistor respectif est polarisée directement et **le transistor correspondant passe en saturation**, provoquant le passage du courant dans la LED correspondante qui s'allume. Par conséquent, **chaque sortie est active à un niveau haut** et avec la **LED correspondante allumée**.

Dans notre télécommande, toutes les sorties fonctionnent par défaut en **mode monostable** (mode impulsif) et **ne sont modifiables que si vous adaptez le programme** du microcontrôleur. Cela signifie que **chaque sortie du récepteur reste à un niveau haut tant que le bouton respectif de l'émetteur est maintenu enfoncé** et que le récepteur reçoit un signal suffisamment fort pour être décodé.

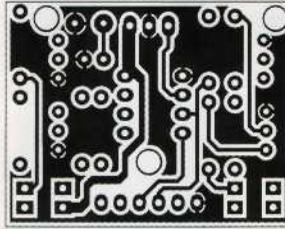
Lorsque le **bouton est relâché** ou que la liaison optique entre l'émetteur et le récepteur est perdue, la **sortie repasse à un niveau logique bas** et le transistor correspondant se trouve dans un état bloqué, la LED correspondante s'éteint.

La **dernière broche GPIO** du microcontrôleur est **configurée en entrée pour recevoir les données** provenant de la sortie (S) du **capteur infrarouge IR1**. Celle-ci fournit des impulsions TTL analogues à celles de la lumière infrarouge qui frappe la surface du capteur.

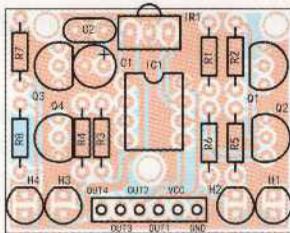
Plan de montage de la télécommande IR à 4 canaux



Circuit imprimé à l'échelle 1 : 1 côté soudures (face inférieure) du récepteur de la télécommande IR à 4 canaux.



Circuit imprimé à l'échelle 1 : 1 côté composants (face supérieure) du récepteur de la télécommande IR à 4 canaux.



Plan de câblage des composants du récepteur de la télécommande IR à 4 canaux.

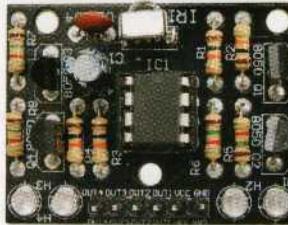


Photo de l'un de nos prototypes du récepteur de la télécommande IR à 4 canaux.

Liste des composants du récepteur de la télécommande IR à 4 canaux

R1..... 10 kΩ
R2..... 10 kΩ
R3..... 10 kΩ
R4..... 10 kΩ
R5..... 1,5 kΩ
R6..... 1,5 kΩ
R7..... 1,5 kΩ
R8..... 1,5 kΩ

C1..... 47 µF/25V électrolytique
C2..... 100 nF céramique
Q1..... SS8050 Fairchild

Q2..... SS8050 Fairchild
Q3..... SS8050 Fairchild
Q4..... SS8050 Fairchild

H1..... LED 3 mm bleue
H2..... LED 3 mm bleue
H3..... LED 3 mm bleue
H4..... LED 3 mm bleue

IC1..... PIC12F683

IR1..... IR38DM

Divers

Support circuit intégré 2 x 4 broches
Barrette mâle 6 pôles

La carte d'interface à relais

La figure 2 visualise les connexions du récepteur avec la carte relais (que vous pouvez vous procurer en visitant le site web www.comelec.fr), qui peut être aussi utilisée avec tout autre système électronique disposant d'au moins 4 sorties compatibles avec des niveaux TTL.

Cette carte relais permet de compléter le récepteur en l'équipant de 4 relais fonctionnant avec des bobines alimentées en 5 VDC. Chaque relais peut commuter une charge électrique sous une tension maximale de 240 VAC et un courant maximal de 10 A.

Chaque relais est activé par une entrée logique de commande dont le niveau

haut correspond à une tension comprise entre 1,6 VDC et 5 VDC. Cette carte relais est donc compatible avec des systèmes fonctionnant avec une logique de type CMOS et CMOS HC.

Les 4 entrées de la carte relais sont toutes opto-isolées, de sorte qu'il est possible de séparer galvaniquement la carte du circuit de commande.

Chaque diode émettrice des photocoupleurs a son anode (broche 1) reliée à l'entrée respective via une résistance de limitation de courant et sa cathode est connectée en commun avec les cathodes des diodes émettrices des autres photocoupleurs (broche « COM » de la carte relais).

Si vous ne désirez pas d'isolation galvanique, vous devez relier ensemble la broche COM avec la masse (GND). C'est ce que nous avons fait car nous n'avons pas besoin d'isolation entre le circuit de contrôle et la carte relais (voir la figure 2).

Pour chaque relais, une LED de signalisation de l'état est situées sur la carte.

Chaque LED répète la condition de la sortie correspondante du récepteur, donc selon la configuration de votre installation, vous pouvez éviter d'installer les LED du récepteur.

Par exemple, si le récepteur se trouve à proximité de la carte relais, les LED de cette dernière vous signaleront les états des relais.

Comment fonctionne l'ensemble

Passons maintenant à l'explication du fonctionnement de la télécommande infrarouge, qui est très simple.

En appuyant sur l'un des 4 boutons de l'émetteur, le microcontrôleur de ce dernier va générer un code correspondant (le codage est indispensable pour éviter que le récepteur ne soit affecté par les émissions d'autres télécommandes à proximité, celle d'un téléviseur par exemple) sous la forme d'une trame à la fréquence de 38 kHz.

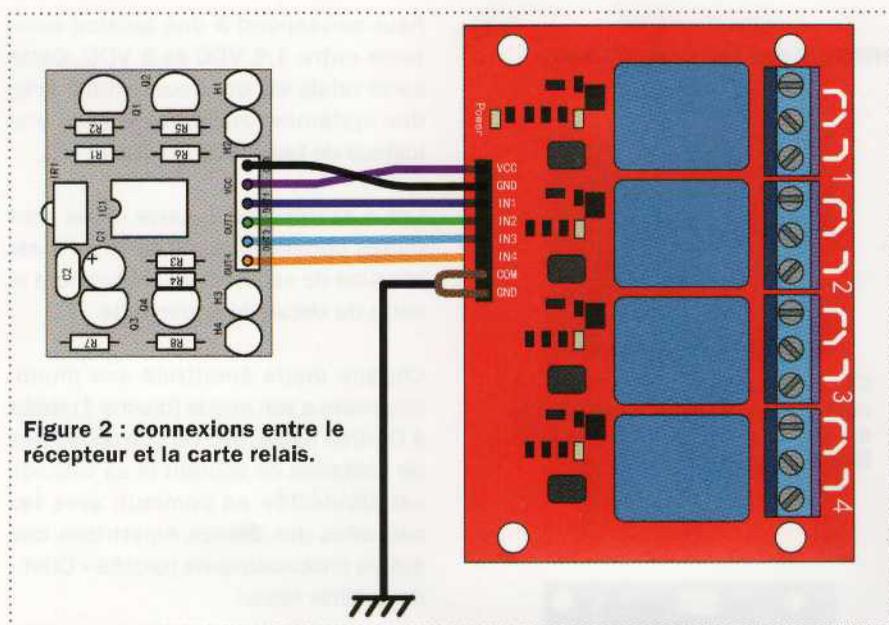


Figure 2 : connexions entre le récepteur et la carte relais.

La trame pilotera donc la LED infrarouge émettrice, ainsi la télécommande générera une série d'impulsions infrarouges en répétant la trame.

La photodiode intégrée dans le récepteur IR1 détecte la trame, si ce dernier est à une distance convenable (moins de 8 m) et produit sur sa sortie (S) des impulsions carrées correspondant à la trame générée par l'émetteur.

Le PIC12F683 est normalement en attente et dès l'arrivée de la première impulsion, il analyse les données de la trame, la mémorise dans sa mémoire RAM et compare si le code et le format des données sont ceux attendus.

Sinon, il abandonne la procédure, vide la RAM et revient en attente afin de détecter de nouvelles données.

Si, au contraire, le codage correspond, il lit l'octet contenant le numéro du canal à activer et commande la sortie GPIO correspondante (CH1 = OUT1, CH2 = OUT2 et ainsi de suite).

La LED d'état relative au canal s'allume, et la sortie correspondante passe d'un niveau bas à un niveau haut.

Notez que le **codage est fixe** et que **chaque émetteur peut contrôler plusieurs récepteurs**. Le mode d'activation des sorties du récepteur répète l'état des boutons de l'émetteur.

La **portée de la télécommande** est d'environ **5 m à 8 m** et l'alimentation du récepteur est comprise entre 3,3 VDC et 5 VDC. Vous aurez besoin d'une alimentation stabilisée ou d'une autre source de tension fournissant ces valeurs (piles ou batterie).

Réalisation pratique

Seul le récepteur doit être réalisé, car **la télécommande est déjà montée**. Le circuit imprimé du récepteur comporte 2 faces.

Vous pouvez, télécharger gratuitement sur notre site dans le sommaire détaillé de la revue les typons au format « .pdf » et les fichiers GERBER pour une fabrication professionnelle.

Une fois le circuit gravé et percé, commencez par souder les vias. Pour rappel, un via est un trou métallisé qui permet d'établir une liaison électrique entre la couche de cuivre inférieure (couche « bottom ») et la couche de cuivre supérieure (couche « top »).

Ensuite, commencez par souder les composants ayant un profil bas, c'est-à-dire les résistances et le support du microcontrôleur.

Continuez avec les condensateurs en faisant attention à la polarité de C1, les transistors en respectant là aussi leur orientation, puis les LED en position-

nant correctement le méplat vers l'intérieur du circuit pour chacune d'elle.

Enfin, soudez le capteur infrarouge IR1 en prêtant attention à son orientation. Sa partie arrondie (dôme) pointe vers l'extérieur du circuit imprimé. Aidez-vous du plan de câblage des composants.

Terminez en soudant la barrette mâle servant pour les connexions de l'alimentation et des sorties du microcontrôleur.

Ce dernier, une fois programmé, doit être inséré dans son support en respectant l'orientation de son détrompeur en forme de « U » qui doit se situer face à IR1.

Une fois l'assemblage terminé, vérifiez de nouveau si tous les composants sont correctement orientés (du moins pour ceux polarisés).

Le récepteur est prêt à l'usage et ne nécessite pas d'apprentissage ou de paramétrage. En fait, le décodage de la trame est contenu dans le firmware du microcontrôleur.

Pour l'utilisation, notez que le récepteur a besoin d'une alimentation stabilisée ou d'une batterie délivrant 5 VDC avec un courant maximal de 10 mA.

L'émetteur fonctionne avec une pile bouton de type CR2025.

Pour l'installation, n'oubliez pas que si vous placez le récepteur dans un boîtier ou un équipement existant, vous devez prévoir un trou ou une vitre transparente pour que le capteur (son dôme, en particulier) puisse détecter l'émission infrarouge émise par l'émetteur.

Si vous utilisez les sorties pour contrôler des circuits logiques, vérifiez que la tension à laquelle ils fonctionnent ne dépasse pas celle du récepteur.

Si cela est le cas, mettez une diode 1N4148 en série avec chaque sortie du récepteur, l'anode doit être connectée à chacune des sorties OUT, les cathodes étant reliées aux entrées du circuit logique à contrôler. ■