

BALISE DE POSITIONNEMENT SOUTERRAIN

CARTE NOLARSEN pour RECEPTEUR ARCAS

Joan ERRA
Spéléo Club de Toulon Leï Aragnous
Septembre 2022
Contact :Joantoulon@gmail.com

Licence Creative Common 4.0 international.
attribution non commercial



Sommaire interactif

INTRODUCTION.....	2
OBJECTIF.....	2
QU'EST CE QUE L'EFFET LARSEN ?.....	2
SOLUTIONS POUR EVITER LE LARSEN :	3
SCHEMA FONCTIONNEL	4
SCHEMA STRUCTUREL	5
ANALYSE STRUCTURELLE.....	6
CIRCUIT D'ACCORD DE LA BOBINE RECEPTRICE	6
PREAMPLI FAIBLE BRUIT	7
FILTRE ACTIF PASSE-BANDE.....	8
AMPLI DE SORTIE	9
FONCTION DETECTEUR CRETE	10
FONCTION COMPARER A SEUIL	12
FONCTION GENERER POINT MILIEU	13
FONCTION « COUPER LE SON PENDANT 3 SECONDES » ET COMMANDE VOYANT M/A.....	13
FONCTION OU	15
DETECTION USURE PILE.....	16
FABRICATION CARTE RECEPTRICE NO LARSEN.....	17
LISTE DES COMPOSANTS DE LA CARTE.....	17
SCHEMAS DU CIRCUIT IMPRIMÉ(PCB).....	18

INTRODUCTION

OBJECTIF

Dans le récepteur décrit dans le dossier technique du récepteur ARCAS, on peut être conduit, en cas de signal faible, de positionner le commutateur sur le Gain maximal et de monter le réglage du volume. Dans cette situation, un effet Larsen peut apparaître. Il se caractérise au casque audio par un son strident puissant très désagréable. Une solution proposée dans le dossier technique du récepteur ARCAS est d'utiliser un boîtier métallique et de le tenir à la main. On peut aussi, relier le poignet au boîtier avec une tresse métallique (un fil ne suffit pas).

Il s'agit de réaliser une carte, qui permettra de s'affranchir de cette contrainte. Cette carte pourra s'intégrer dans le boîtier récepteur, en lieu et place de la carte initiale.

QU'EST CE QUE L'EFFET LARSEN ?

Pour le combattre, il est utile de rappeler ce qu'est l'effet Larsen.

Le propre de la bobine de réception de l'ARCAS est d'être sensible à des champs magnétiques très faibles autour de 3kHz. Il se trouve que les champs détectés sont amplifiés par le boîtier récepteur avant d'être envoyés au casque. Cette amplification génère des courants faibles circulant dans les pistes du circuit imprimé et dans les fils et bobines du casque d'écoute. Ces courants génèrent à leur tour des champs magnétiques très faibles, mais qui peuvent être captés par la bobine de réception toute proche pour être de nouveau ré-amplifiés. Ils sont alors de valeurs plus élevées et génèrent dans la bobine de réception un signal plus important. Un emballement se produit.

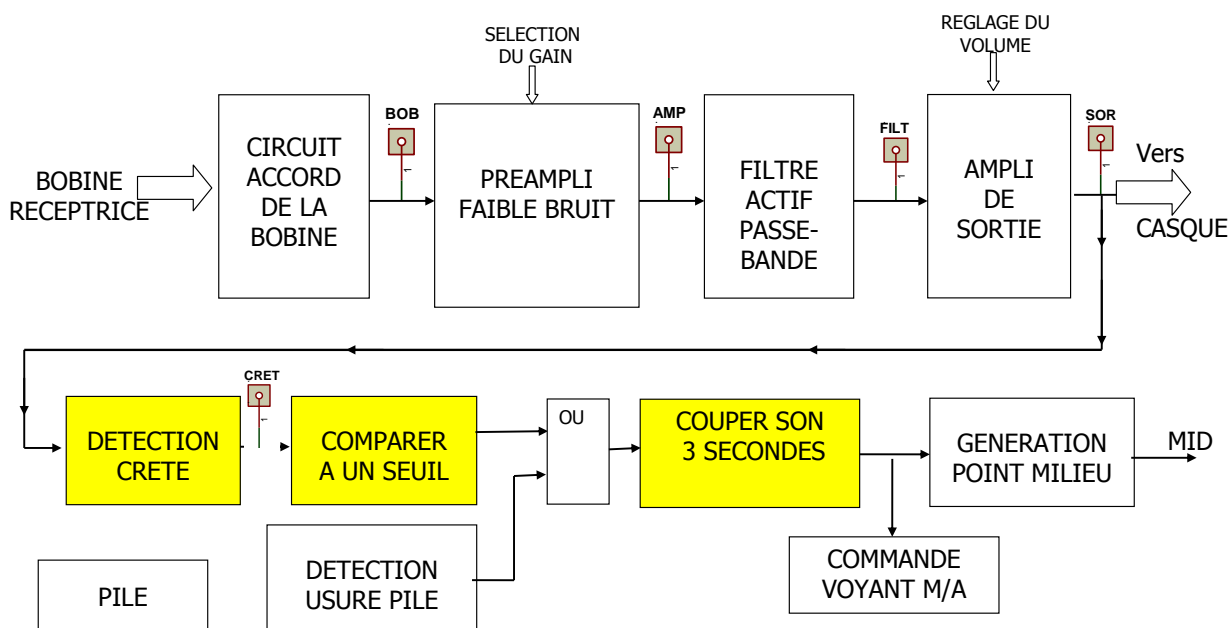


L'ensemble bobine ampli casque se met en oscillation à une fréquence voisine de 3kHz. Ce phénomène s'appelle l'effet Larsen. Du fait de cet emballement, les amplitudes sont maximales et se stabilisent à la limite de l'écrêtage du signal. Le récepteur est alors inopérant et génère un son strident très désagréable aux oreilles.

SOLUTIONS POUR EVITER LE LARSEN :

- Une première solution consiste à éloigner le cadre du boîtier récepteur de plusieurs mètres, ce qui n'est pas envisageable puisque l'opérateur doit pouvoir se déplacer avec tout le matériel sur lui.
- Une seconde solution consiste à limiter le gain du récepteur, mais on perd alors en sensibilité et en portée.
- Une troisième solution consiste à confiner les champs magnétiques produits par la carte imprimée dans le boîtier du récepteur. Pour cela il doit être métallique, et joue ainsi le rôle d'une cage de Faraday. On parle alors de blindage. Pour que le blindage fonctionne ? Vu que la source du rayonnement est dans le boîtier, celui-ci doit **être impérativement relié à la terre**. Par définition le récepteur de l'ARCAS est mobile, dans l'absolu il faudrait donc à chaque point d'écoute au gain max, planter un piquet à la terre pour éviter le Larsen.
Hors l'expérience montre que le fait que l'opérateur tienne à main nues le boîtier métallique suffit à éviter ce larsen, on peut aussi relier la poignée du disque récepteur au boîtier métallique.
Cette solution est plus ou moins efficace suivant la nature du contact de l'opérateur avec le sol. Ainsi, si le sol est bien sec et l'opérateur en bottes caoutchouc, cette solution sera moins efficace qu'en chaussures de cuir sur un sol humide.
Par ailleurs, l'inconvénient majeur est qu'il ne faut pas lâcher le boîtier alors qu'on est au gain max à fort volume.
- Une quatrième solution, consiste à modifier l'électronique du récepteur pour que l'apparition du Larsen éteigne le son , prévenant ainsi l'opérateur de reprendre le boîtier en main ou de baisser le volume. C'est cette solution qui est exposée ici.

SCHEMA FONCTIONNEL



Les structures correspondant aux fonctions « circuit d'accord de la bobine », « préampli faible bruit » et « filtre actif » sont strictement identiques à celles du récepteur initial.

En jaune ou en gris, on trouve les fonctions qui ont été ajoutées au récepteur ARCAS initial pour bloquer le Larsen.

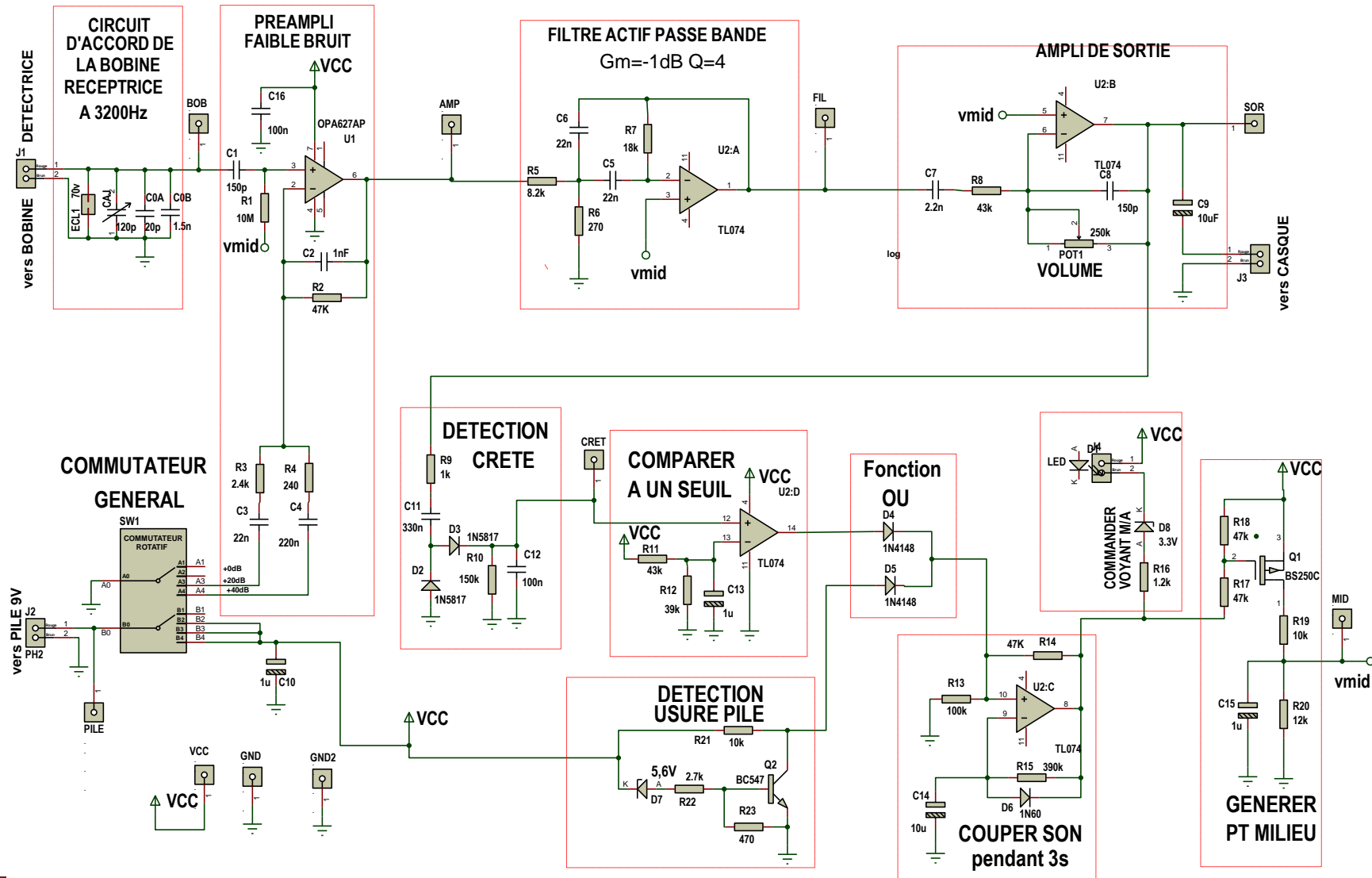
Celles des fonctions « génération point milieu » « commande voyant M/A » et « ampli de sortie » sont légèrement différentes.

Principe du blocage du Larsen :

L'effet Larsen est un effet d'avalanche conduisant à l'augmentation très rapide de l'amplitude des oscillations jusqu'à saturation des ampli Op. L'idée est de couper le son et d'éteindre le voyant M/A durant environ 3s dès que l'amplitude du signal dépasse un seuil donné. Un circuit de détection mettra une quinzaine de périodes du signal pour extraire son amplitude, soit quelques millisecondes. Le signal Larsen sera donc présent et envoyé au casque durant ce laps de temps. A l'oreille l'opérateur entendra de brefs claquement toutes les 3secondes et verra la led M/A flasher au même rythme. Ces phénomènes, signaleront la présence du Larsen. L'opérateur pourra revenir à un fonctionnement normal soit en diminuant le Gain ou le volume soit en reprenant le récepteur dans sa main s'il l'avait lâché.

A noter que cette interruption du son apparaîtra aussi, si le signal bip bip devient trop fort.

SCHEMA STRUCTUREL



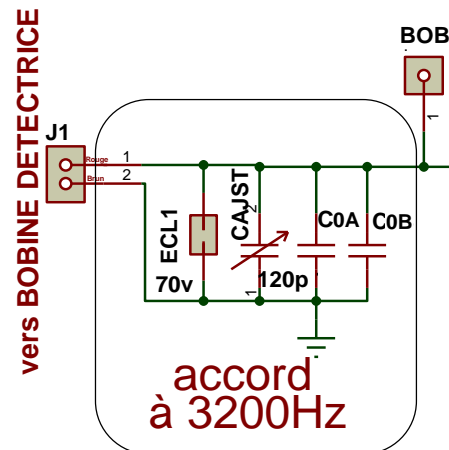
ANALYSE STRUCTURELLE

CIRCUIT D'ACCORD DE LA BOBINE RECEPTRICE

L'accord sera effectué par une capacité. Une fois sa valeur déterminée, elle ne sera pas nécessairement normalisée. On pourra obtenir sa valeur exacte par un ou plusieurs condensateurs mesurés précisément au RLCmètre mis en parallèle sur un condensateur ajustable de 120pF.

CALCUL DE LA CAPACITE D'ACCORD

Mesurer l'inductance du disque bobiné en branchant un RLCmètre ou un bon inductancemètre aux bornes de la bobine de réception. En déduire la capacité d'accord théorique en appliquant la relation



Exemple pour le disque bobiné réalisé $L=1,35H$ et $f=3200Hz$ cela donne $C_{acc}=1,832nF$. Pour avoir la valeur de la capacité C à installer sur la carte imprimée, il faut retrancher à la valeur de C_{acc} :

- La valeur de la capacité du câble C_{cable} compter 100pFpar mètre pour un RG316.
- La valeur de la capacité parasite de l'ensemble du disque bobiné C_{par} , qui est environ de 140pF pour le disque bobiné décrit.
- La valeur à mi course du condensateur ajustable, soit 70pF.

Exemple : $C_{acc}=1850pF$ il vient $C=1832-100-140-70=1522pF$. Obtenue par $C0A=1,5nF$ en parallèle avec $C0B=20pF$.

Ensuite avec C_{ajust} on ajustera la valeur expérimentalement, via l'émetteur ARCAS ou bien un GBF précis, en sortie duquel on place un fil en court circuit formant une boucle d'au moins 50cm de diamètre. Dans celle-ci on place le disque détecteur relié au récepteur. On ajustera la capacité pour avoir, en sortie du capteur, la tension la plus grande possible à 3200Hz.

Sur la carte imprimée, 3 emplacements sont prévus, dont un pour un mini condensateur ajustable très pratique pour affiner le réglage.

Pour les condensateurs, il faut veiller à choisir une technologie à faible pertes. Surtout, éviter les condensateurs céramiques bas de gamme.

Lors des essais en surface, il peut arriver par inadvertance de placer le capteur très près de la bobine émettrice. La tension induite dans le capteur peut atteindre des valeurs très élevées, jusqu'à plusieurs dizaines de milliers de volts quand le disque est placé horizontalement à moins d'un mètre au-dessus de la bobine émettrice. Dans ce cas inexorablement, on aura au minimum destruction de la capacité d'accord et du premier ampli Op.

Pour les protéger, on a placé un éclateur à gaz en entrée du récepteur. Idéalement, il aurait fallu un éclateur à gaz de 40V, malheureusement cette valeur est introuvable, on

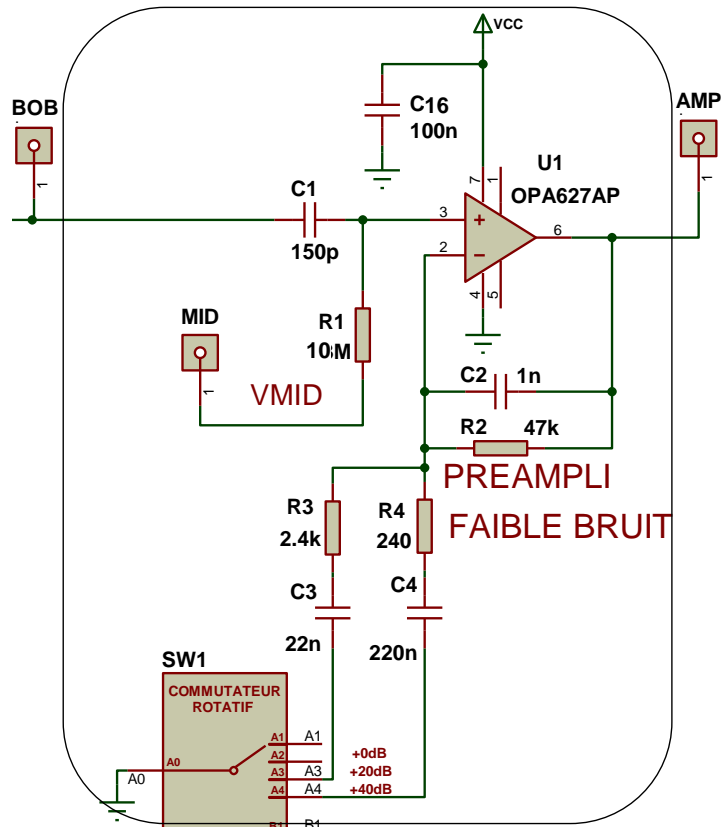
s'est contenté d'un éclateur de 70V, qui assure une protection suffisante confirmée par des essais. Il est tout de même déconseillé d'approcher le capteur à moins de 2 à 3m de la bobine d'émission.

PREAMPLI FAIBLE BRUIT

Il permet la sélection de 3 gains et donc 3 sensibilités différentes. En effet, si on n'avait qu'une seule sensibilité cela mettrait la sortie en saturation quand la bobine d'émission serait à faible profondeur. En effet on ne distinguerait pas à l'oreille des augmentations du signal quand on se rapprocherait de la zone de convergence (voir guide utilisateur le paragraphe intitulé « comment trouver la zone de convergence »).

De plus, il doit générer peu de bruit électronique, car celui-ci se retrouvera amplifié par toute la chaîne d'amplification

On a mis en œuvre un ampli Op faible bruit OPA627 câblé en montage non inverseur. De plus, les condensateurs C2, C3 et C4 donnent à cette structure pour les gains moyen et fort un filtrage d'ordre 2 ($Q=0,5$) centré autour de 3,2kHz.



Le commutateur SW1 soudé directement sur la carte imprimée, permet de sélectionner le gain de cet étage

Le récepteur étant alimenté par une mono-tension Vcc de 9V, il a fallu générer un point de repos Vmid au voisinage de $V_{cc}/2$, afin de pouvoir amplifier le signal alternatif du capteur. La résistance R1 sert à polariser l'entrée et la sortie de l'Ampli Op à Vmid. Grâce aux condensateurs C3 et C4, la composante continue Vmid en entrée de l'Ampli Op n'est pas amplifiée et se retrouve reportée en sortie.

Pour ne pas atténuer ce signal, le préampli devra présenter une impédance d'entrée beaucoup plus grande que l'impédance de sortie du capteur soit 485kΩ pour le disque bobiné accordé, et 1,3MΩ pour le tube bobiné d'où le choix d'un montage de type non inverseur et une valeur très grande de 10MΩ pour R1.

Comme on a choisi de placer un des fils du capteur à la masse, pour avoir un signal centré sur Vmid, il a fallu intercaler le condensateur de liaison C1 pour séparer les composantes continues. Le condensateur C1 associé à R1 forme un filtre passe-haut, on a choisi C1 pour que la fréquence de coupure soit très inférieure à 3200Hz.

En entrée il faut limiter les sources de bruit électronique généré dans les composants de façon à pouvoir détecter des signaux les plus faibles possibles et avoir une portée maximum pour l'appareil.

Les résistances électriques et les semi-conducteurs sont le siège de bruit électronique. Du bruit est donc d'abord généré par la résistance de l'enroulement de la bobine de détection. Les calculs montrent qu'on mesurera aux bornes du capteur accordé une tension de bruit d'environ $1\mu\text{V}$ de valeur efficace.

L'étage d'entrée constitué de résistances de l'Ampli Op va lui aussi apporter sa contribution au bruit. La résistance R1 de très forte valeur va être le siège d'un bruit important mais fort heureusement largement atténué par l'impédance beaucoup plus faible de sortie du capteur.

Ce montage a été calculé pour que sa contribution au bruit soit beaucoup plus faible que le bruit engendré par la résistance de l'enroulement du capteur.

Pour un ampli Op, on a modélisé son bruit ramené à l'entrée par une source de tension « en » en $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (racine de Hz) et une source de courant « in » en $\text{nanoAmpère}/\sqrt{\text{Hz}}$. Le courant « in » provoquera une tension de bruit lorsqu'elle traversera l'impédance de sortie du capteur. Les capteurs ont souvent une impédance de sortie faible et dans ce cas la contribution de « in » au bruit total sera faible par rapport à « en. » Et on choisit l'ampli Op en fonction de « en ».

Dans notre montage à la résonance notre bobine accordé présente une résistance élevée. Pour nos capteurs disque et tube cette résistance est respectivement de $0,485\text{M}\Omega$ et $1,3\text{M}\Omega$. Il faut choisir un AmpliOp avec un « in » particulièrement bas. C'est le cas de OPA627AP avec $e_n=4,5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ et $i_n=2,5\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ($1\text{fA}=10^{-15}\text{A}$!!). On calcule que sa contribution au bruit dans la bande passante de 150Hz n'est que 56nV pour le disque et 151nV pour le tube, donc négligeable.

Le populaire TL081 qui n'est pas considéré comme un ampli op faible bruit car $e_n=30\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ mais par ailleurs un « in » est assez faible à $80\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Les calculs montrent que sa contribution au bruit dans la bande passante de 150Hz n'est que de $0,9\mu\text{V}$ pour le disque ce qui peut être acceptable.

FILTRE ACTIF PASSE-BANDE

La bobine détecte aussi des champs magnétiques indésirables. Certains sont d'origine naturelle mais les plus importants sont dus à l'activité humaine.

Elles sont produites par les courants des installations électriques domestiques ou industrielles.

En ville le signal sera particulièrement parasité, ce qui conduit à une réduction très importante de la portée.

En campagne, les lignes électriques sont des sources importantes de parasites. On citera en particulier les lignes Très Haute Tension, qui peuvent perturber la réception du signal, même si elles sont à plusieurs centaines de mètres.

Sur les lignes hautes et très hautes tension, il n'y a pas que les courants 50Hz et leurs harmoniques qui génèrent des champs parasites mais il y a aussi l'effet Corona. Celui-ci est dû au fort champ électrique des lignes qui crée des micro-claquages de l'air

ambiant autour des lignes. Cela génère un bruit électromagnétique au spectre étendu et dans lequel on retrouve la fréquence d'émission de l'ARCAS.

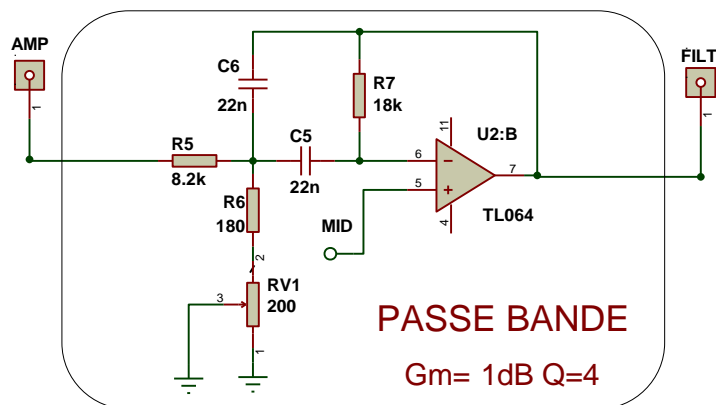
Un premier filtrage est effectué par le capteur en lui-même.

L'idée initiale était de renforcer ce filtrage en rajoutant un filtrage très sélectif autour de la fréquence d'émission (3200Hz) pour éliminer toutes les composantes autre que la fréquence d'émission.

Des essais comparatifs avec des filtres plus ou moins sélectifs ont montré qu'à l'oreille l'usage d'un filtrage très sélectif n'était pas une bonne solution pour 2 raisons :

- On avait plus facilement des accrochages, qui sont des mises en oscillations du récepteur à la fréquence du filtre. Ils se traduisent par des sifflements continus dans le casque très désagréables.
- Et surtout, la détection des bip-bip à l'oreille s'effectuait plus facilement avec un bruit au spectre étendu, plutôt qu'avec un bruit exclusivement à la fréquence attendu du fait du filtre très sélectif.

On a choisi une structure de Rauch bâti autour d'un des 4 ampli Op du TL064, C5 ,C6 et R5 à R7 et RV1 pour obtenir un filtre passe-bande d'ordre 2 avec un Q de 4 , ce qui correspond à une bande passante de 800Hz environ. Ainsi ce filtre n'est pas trop sélectif.



Vmid appliqué à la patte + de l'ampli OP, permet de polariser sa sortie à cette même valeur.

Le potentiomètre RV1 permet l'ajustage de la fréquence centrale du filtre. Il se règle de façon à avoir son signal de sortie maximal à la fréquence d'émission (3200Hz).

AMPLI DE SORTIE

Son but est de compléter l'amplification pour arriver à une amplification suffisante pour détecter à l'oreille le signal le plus faible possible.

Que vaut le signal le plus faible possible ?

Il est lié au rapport signal sur bruit minimum possible pour l'oreille. J'ai admis comme hypothèse que l'oreille puisse détecter un bip bip dans un bruit de même valeur efficace, soit un rapport signal sur bruit de 1. On a vu précédemment que le bruit à l'entrée du récepteur était d'environ 1μV, on peut admettre un signal minimal détectable de 1μV.

A partir de quelle tension appliquée sur le casque, le signal est-il audible ?

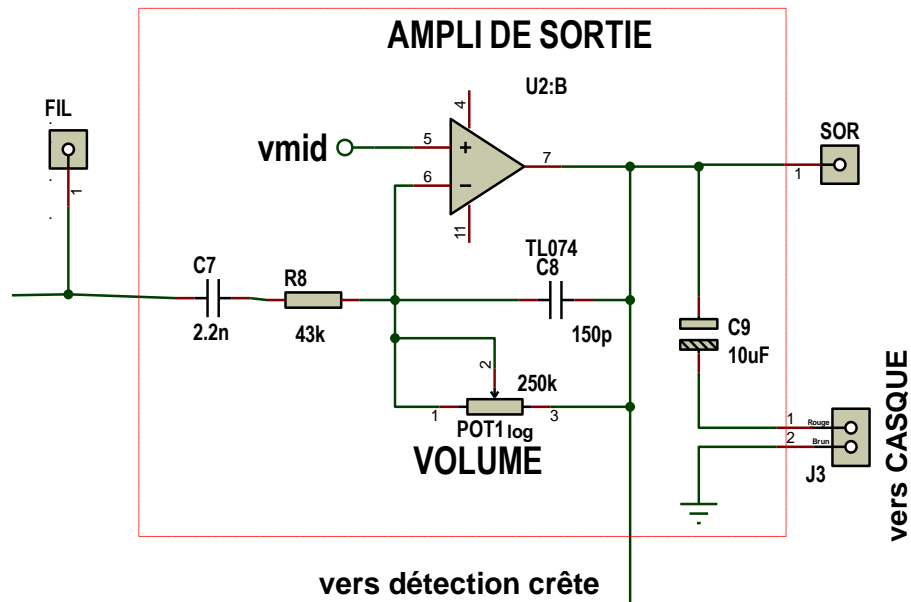
Tout dépend du casque et de la personne !! Le casque utilisé est un modèle maison piézo-électrique particulièrement sensible et que j'ai testé sur ma personne. Je précise que mon âge ne me permet plus d'avoir une très bonne audition.

J'ai envoyé à l'aide d'un GBF le bip bip directement sur le casque et j'ai constaté que je pouvais détecter la présence du signal jusqu'à une valeur efficace de $300\mu\text{V}$!

Le signal minimum de $1\mu\text{V}$ en sortie du capteur doit donc être amplifié de 300, soit environ 50dB.

Pour parvenir à 50dB, comme le préampli a un gain de 40dB, le filtre 1dB, l'ampli de sortie doit donc avoir un gain de 11dB c'est-à-dire une amplification de 3,6.

Structure choisie



Il est bâti autour d'un ampli op basse consommation monté en inverseur, avec l'aide de R8 et du potentiomètre de réglage de volume P1.

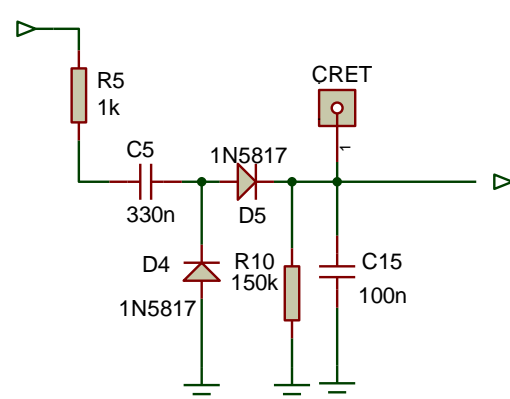
Le condensateurs C7 et C8 le rendent de type passe bande d'ordre 2, donc avec des pentes de $+20\text{dB/décade}$ puis -20dB/décade , centré aux environs de $3,2\text{kHz}$ où l'amplification culmine à 4 (12dB).

Le condensateur C9 permet d'éliminer la composante continue Vmid, pour le cas où on utiliserait un casque classique électromagnétique.

FONCTION DETECTEUR CRETE

La structure suivante permet de donner une tension fonction de la valeur crête du signal. C'est une structure classique dite pompe à diodes.

Sans la résistance R10, le condensateur C5 resterait chargé au maximum des maximum. Dès que le dispositif coupe le son, R10 permet au condensateur de se décharger afin d'être opérationnel une fois le son remis.

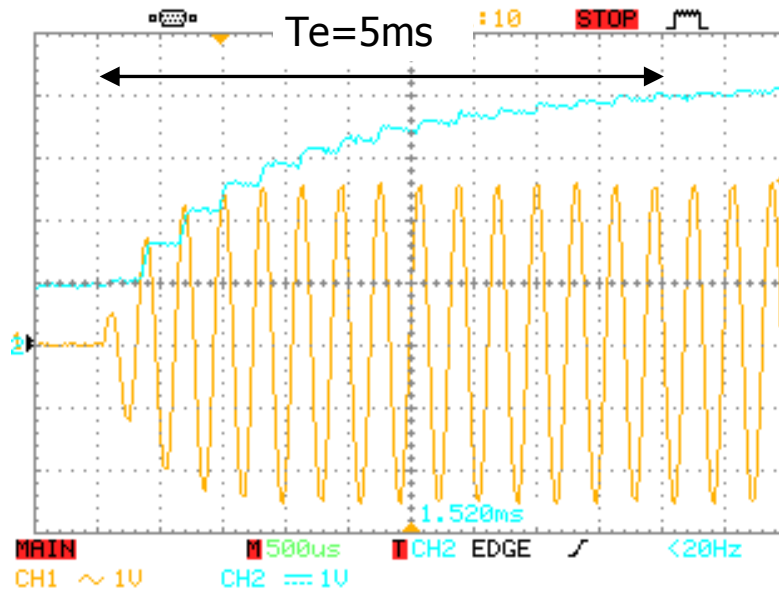


R5 ralentit la charge des condensateurs, il leur faudra plusieurs périodes pour arriver à leur valeur finale. Cela évite de prise en compte de très brefs parasites d'amplitude élevée.

On a choisi des diodes à faible seuil type Schottky 1N5817 pour limiter la chute de tension dans le détecteur.

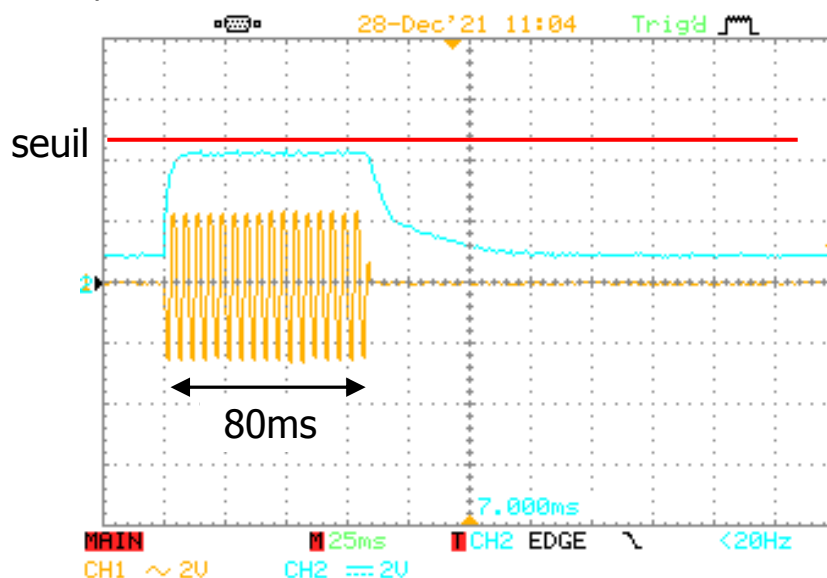
Oscillogrammes de l'entrée et de la sortie du détecteur

On voit bien ci-dessous que la sortie est l'image de l'amplitude du signal d'entrée. Le

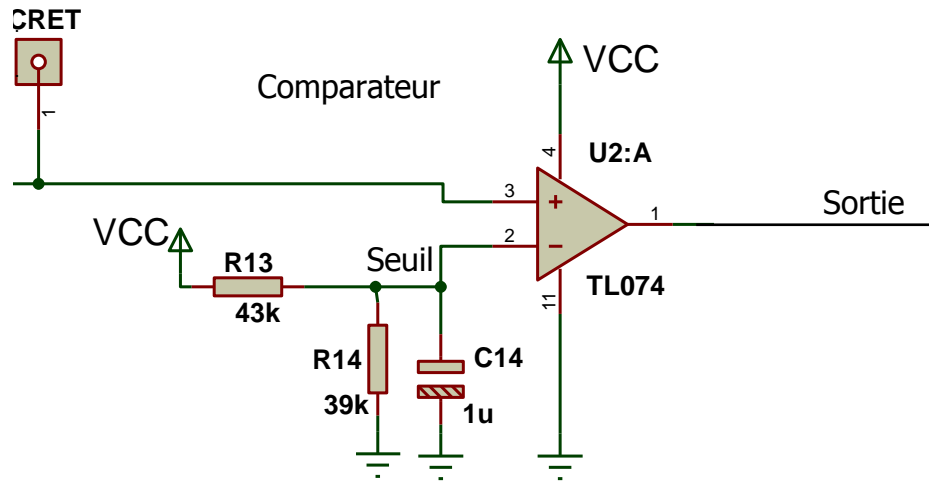


temps d'établissement « T_e » est mesuré à 5ms.

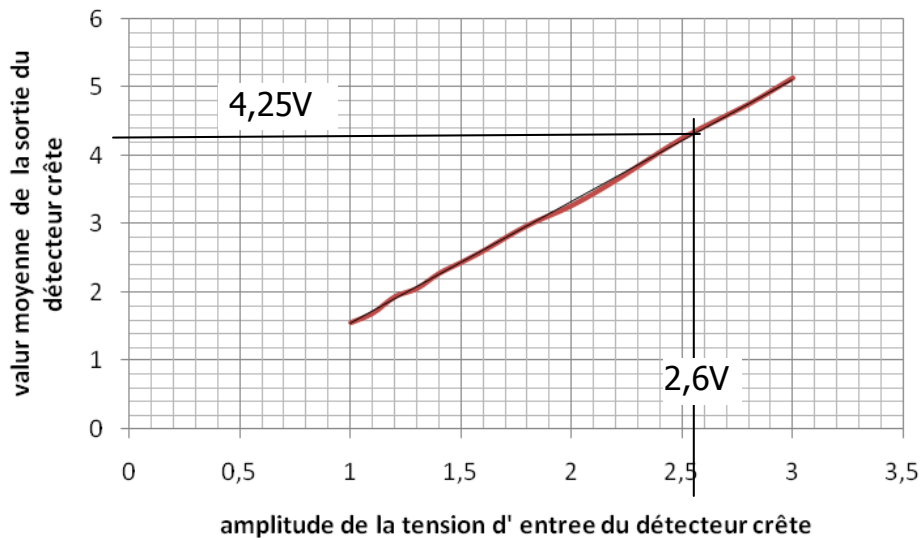
Ci-dessous, tant que la sortie du détecteur sera inférieure au seuil le signal sera transmis au casque audio.



FONCTION COMPARER A SEUIL



On a relevé ci-dessous la courbe de la tension de sortie du détecteur en fonction de l'amplitude du signal d'entrée sinusoïdal à 3200Hz.



L'amplitude de déclenchement du blocage du son a été choisie à 2,6V, cela imposera un seuil de déclenchement à 4,25V

Ce seuil est obtenu à l'aide du pont diviseur R13-R14 sur l'alimentation.

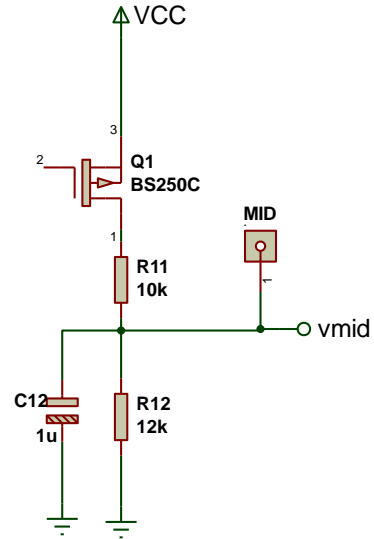
Quand la pile va s'user le seuil va baisser avec la tension d'alimentation, mais cela n'est pas gênant.

Un ampli op va servir de comparateur entre le seuil et la sortie du détecteur crête. Sa sortie passera à Vcc quand le seuil sera dépassé.

FONCTION GENERER POINT MILIEU

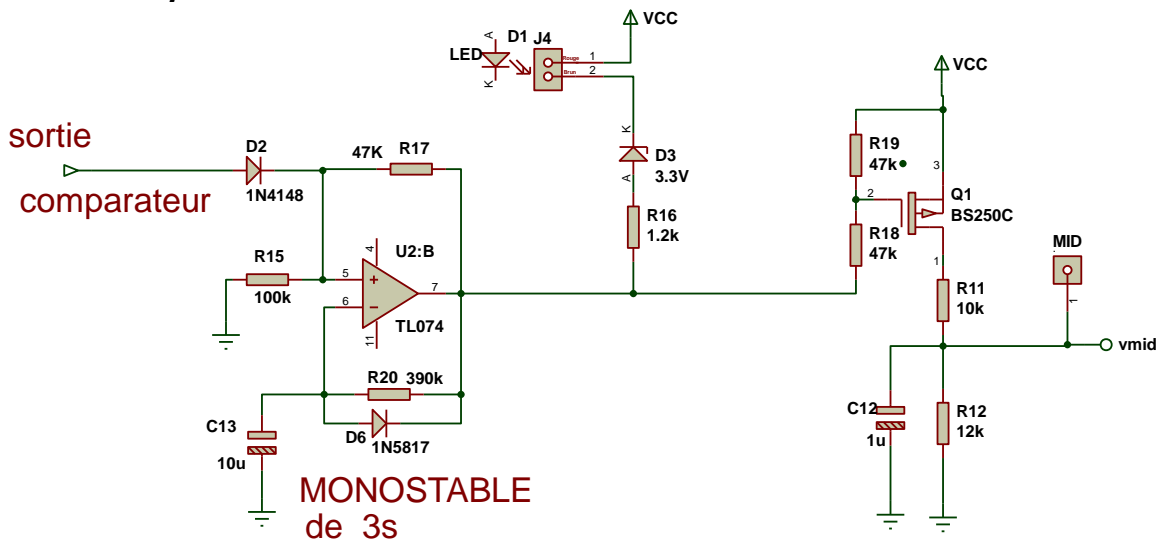
En fonctionnement normal, le transistor MOS Q1 comporte comme un interrupteur fermé et le pont diviseur formé par R10 et R11 permet d'obtenir le point milieu Vmid. A noter que ce point milieu n'est en fait pas à Vcc/2, mais légèrement supérieur, car la saturation du premier Ampli Op n'est pas symétrique par rapport à VCC/2.

En cas de Larsen ou d'usure pile, le transistor sera alors bloqué et se comportera comme un interrupteur ouvert. Vmid tombera alors à 0V, les ampli-Op qui amplifient le signal ne fonctionneront plus en régime linéaire coupant ainsi le son.



se

FONCTION « COUPER LE SON PENDANT 3 SECONDES » ET COMMANDE VOYANT M/A »



Cette fonction est assurée par un monostable d'une durée de 3s qui commande le transistor Q1 et le voyant marche arrêt.

Un monostable de 3s est un dispositif temporisation qui une fois déclenché génère un changement d'état logique de sa sortie durant 3 secondes.

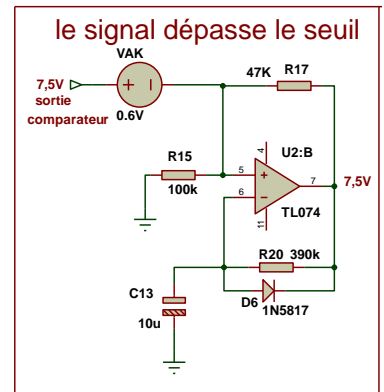
L'état stable de ce monostable correspond à un niveau bas de sa sortie, ce qui allume le voyant M/A et provoque la conduction du transistor Q1, ce qui génère le point milieu. Durant cet état stable

- L'entrée non inverseuse V+ se retrouve au seuil de la diode près au potentiel de la sortie du monostable soit 1,5V.
- L'entrée non inverseuse V- de l'ampli op se retrouve du fait du pont diviseur R15,R17 à une fraction de la tension de sortie du monostable, soit $1,5 \cdot R15 / (R15 + R17) = 1V$

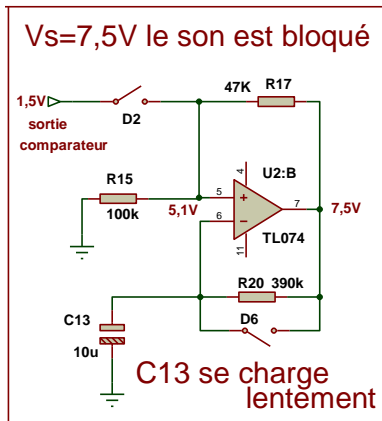
L'entrée V+ est donc à un potentiel inférieur à l'entrée V-, ce qui confirme la stabilité de cet état.

Si l'amplitude du signal est inférieure au seuil, la sortie du comparateur est au niveau bas à 1,5V, la tension entre anode et cathode de la diode D2 est de $1,5 - 1 = 0,5V$ inférieure au seuil de conduction de celle-ci qui est de 0,6V. Le monostable reste donc dans son état stable.

Si l'amplitude du signal dépasse le seuil, la sortie du comparateur passe à son niveau haut qui est de $(V_{cc} - 1,5) = 7,5V$ à $V_{cc} = 9V$. Cette valeur va provoquer la mise en conduction de la diode D2, le potentiel de l'entrée V+ va devenir supérieur à V- entraînant le passage à l'état haut de la sortie de l'ampli Op, ce qui augmente V+ à $7,5 * R15 / (R15 + R17) = 5,1V$, ce qui maintient la tension de sortie de l'ampli Op Vs à l'état haut puisque tension V+ supérieure à V-.



va



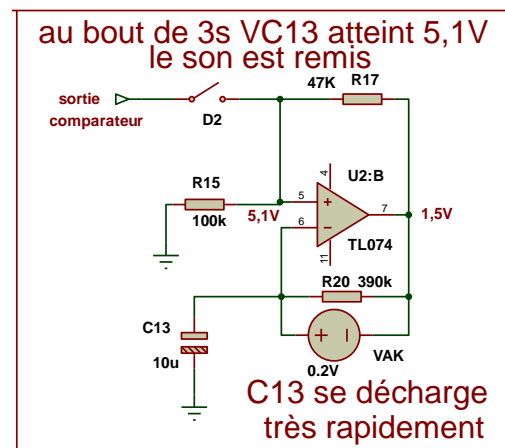
Vs à l'état haut, va éteindre la led M/A et bloquer le transistor Q1, Vmid va passer à 0, le préampli et l'ampli de sortie ne fonctionneront plus en régime linéaire, le son sera coupé et la led M/A éteinte. Il n'y aura plus de signal à l'entrée du détecteur, La sortie du comparateur sera à 1,5V, ce qui bloquera la diode D2 le monostable sera déconnectée du comparateur

Le condensateur C13 va alors se charger vers $V_s = 7,5V$ à travers R20. La tension $V_{C13} = V_-$ va alors augmenter, au bout d'environ 3s elle va atteindre $V_+ = 5,1V$, Vs va repasser à l'état bas. C13 va alors se décharger très rapidement.

Le son va être rétabli et le voyant M/A allumé.

Si le signal est encore supérieur au seuil, le cycle va recommencer, coupant le son pendant encore environ 3s. Dans ce cas le son aura été établi le temps de le détecter soit quelques ms.

Cela se traduira par un claquement à l'oreille de l'opérateur, et un flash de la led qui se répètera toutes les 3 secondes tant que l'amplitude du signal sera trop élevée.



La pile de 9V s'use progressivement et en dessous d'environ 6V, la tension n'est plus suffisante pour un fonctionnement satisfaisant du montage.

Dans ce cas on a souhaité prévenir l'opérateur en éteignant la led.

Pour cela on a placé une diode zener en série avec la led, lorsque la tension d'alimentation n'est plus suffisante pour polariser la zener, le courant est nul et la led s'éteint.

Choix de led

Il faut choisir une led basse consommation, pour ne pas pénaliser inutilement l'autonomie de la pile. Une led de qui s'allume bien pour un courant de 1mA ou moins convient. Nous avons opté pour la couleur verte, souvent synonyme de mise en marche.

Détermination de la tension zener

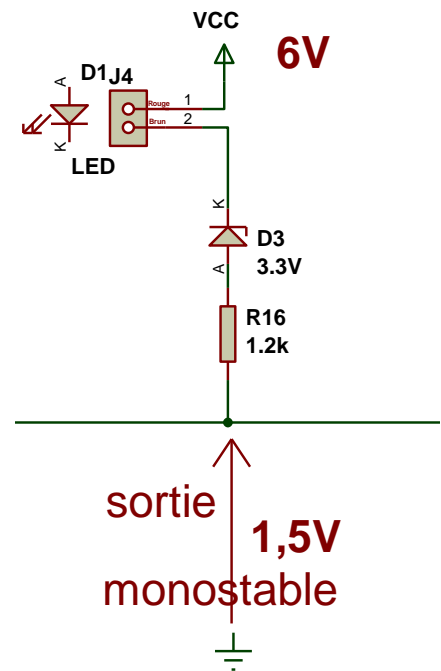
Compte tenu du coude de la zener qui n'est pas franc, il a fallu effectuer la détermination la tension zener expérimentalement.

Ce qui a donné une zener de 3,3V 1/2W

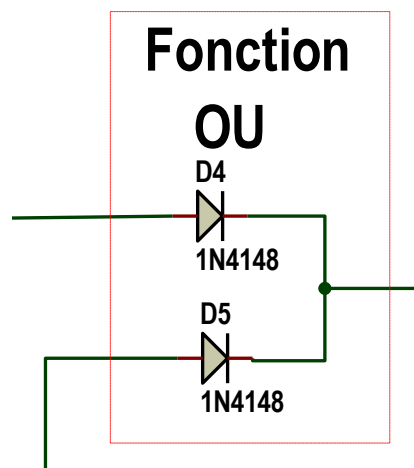
Détermination de la résistance

La tension seuil de la led choisi est de 2V.

Sous la tension d'alimentation maximale de 9V, on limite le courant à 1mA soit $R16 = (V_{ccmax} - V_{led} - V_s) / I = 1,2k\Omega$.



FONCTION OU



Cette fonction permet au monostable qui coupe le son, d'être commandé par la sortie de la détection usure pile ou par le comparateur lorsque le signal dépasse une certaine amplitude.

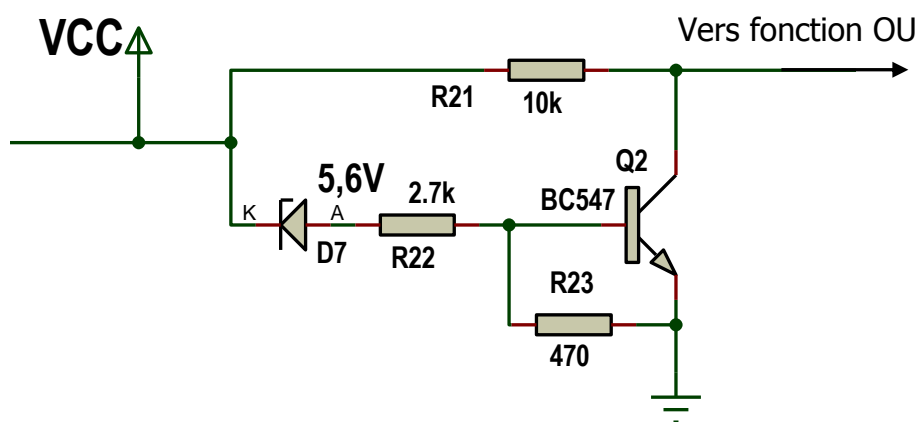
DETECTION USURE PILE

Il s'agit d'éteindre la led M/A et de couper le son quand la tension de la pile Vcc, n'est plus suffisante. L'opérateur en déduira qu'il faut changer la pile.

Cette fonction met à 1 (Vcc) l'entrée de la fonction « ou » quand la pile est usée. Cela bloque la sortie de la fonction « ou » à 1, ce qui force la sortie du monostable à 1. Cela éteint la LED et ramène le point milieu à 0, ce qui coupe le son.

L'utilisateur comprend alors que la pile est usée et qu'il faut la changer

Pour cela on a adopté la structure suivante.



Grace à la diode zener DZ de 5,6V, le transistor restera en conduction tant que la tension Vcc de la pile dépassera $VDZ + V_{BEQ2} = 5,6V + 0,6 = 6,2V$. En effet, la diode zener conduira, il existera un courant de base suffisant pour saturer le transistor. Cela enverra un 0 à la fonction OU, dont la sortie ne dépendra alors que son autre entrée.

Quand la tension Vcc de la pile descendra sous $VDZ = 5,6V$, la diode zener sera bloquée, ce qui annulera le courant de base et donc bloquera le transistor, la sortie du montage sera à Vcc, ce qui aura pour conséquence d'éteindre le voyant M/A.

FABRICATION CARTE RECEPTRICE NO LARSEN

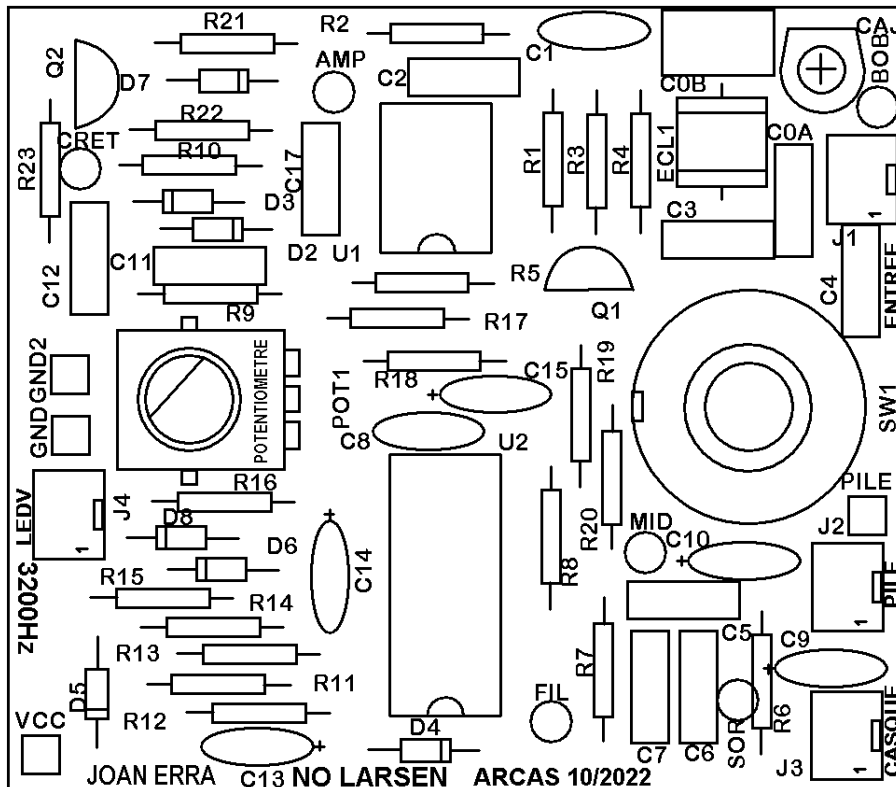
LISTE DES COMPOSANTS DE LA CARTE

DESIGNATION	REPERE	Qté	VALEUR	REMARQUE	EMPREINTE
Circuit intégré	U1	1	OPA627AP	ampli op faible bruit	DIL08
Circuit intégré	U2	1	TL074	ampli op quadruple	DIL14
Condensateur	CAJ	1	120pF	Type céramique 6mm	CAPA AJUST
Condensateur	COA	1	à déterminer	à faible dérive thermique polystyrène ou équivalent	CAPA 2PAS
Condensateur	COB	1	à déterminer	à faible dérive thermique polystyrène ou équivalent	CAPA CER 2PAS
Condensateur	C1 ,C8	2	150pF	céramique	CAPA CER 2PAS
Condensateur	C2	1	1nF	plastique	CAPA 2PAS
Condensateur	C3,C5, C6	3	22nF	plastique	CAPA 2PAS
Condensateur	C4	1	220nF	plastique	CAPA 2PAS
Condensateur	C7,	2	2,2nF	plastique	CAPA 2PAS
Condensateur	C9,C14		10µF	polarisé Tantale	CAPA TANT 2PAS
Condensateur	C10,C13, C15	3	1uF	polarisé Tantale	CAPA TANT 2PAS
Condensateur	C11	1	330nF	plastique	CAPA 2PAS
Condensateur	C12,C17	1	100nF	plastique	CAPA 2PAS
Commutateur	SW1	1	SR16	4 positions, 2 pôles	COMM 2POL 4POS
Connecteurs	J1à J4	4	PH2	mâle et femelle JST PH2	PH2
Diode LED	D1	1	LED	verte basse consommation	
Diode	D2, D3	2	1N5817	Diodes Schottky	
Diode	D4,D5	2	1N4148	Diodes de signal	
Diode	D6	1	1N60	Diodes de signal Schottky	
Diode	D7	1		Zener 5,6V	
Diode	D8	1		Zener 3,3V	
Eclateur à gaz	ECL1	1	70V		
PCB		1		double face trous métallisés	61mm x 54mm
Points tests	PT	7	PT	cosses poignards	POINT TEST
Potentiomètre	POT1	1	250k	logarithmique type A vertical ALPHA RD601F	POT ALI JLC
Résistance	R1	1	10M	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R2,R14 ,R17,R18	1	47k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R3	1	2.4k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R4	1	240	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R5,	1	8,2K	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R6	1	270	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R7	1	18k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R8,R11	1	43k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R9	1	1k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R10	2	150k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R16	1	10k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R12	6	39k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R13	1	100k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R15	1	390k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R16	1	1,2k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R19,R21	1	10k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R20	1	12k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R22	1	2,7kk	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Résistance	R23	1	470k	à film métallique 1%	RESISTANCE 4PAS
Transistor	Q1	1	BS250C	PMOS	TO92-100 JLC
Transistor	Q2	1	BC547	NPN	TO92-100 JLC

SCHEMAS DU CIRCUIT IMPRIMÉ(PCB)

- Le circuit imprimé (PCB) est de type double face à trous métallisés.
- Les fichiers au format Gerber sont disponibles sur demande. Ce qui permettra de faire sous-traiter la fabrication par un industriel.
- Les dimensions du PCB sont 61mm x 53mm
- Ce PCB peut s'insérer dans le boîtier du récepteur ARCAS à la place de la version initiale.

- **Vue composants (top silk) échelle 2 environ**

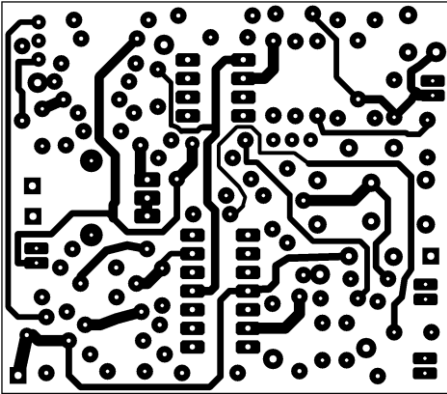


Une fois la carte fixée sous le couvercle du boîtier, les composants seront inaccessibles. Il est donc conseillé d'implanter le condensateur ajustable sur la face de dessous, de façon à pouvoir effectuer le réglage avec la carte installée et fixée.

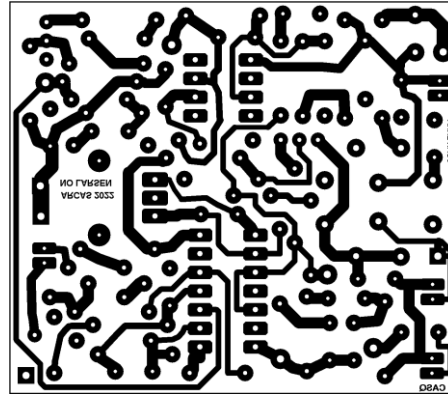
- **Vue des pistes imprimées**

Attention, les schémas qui suivent ne sont pas précisément à l'échelle 1

Face Top Copper



Face Bottom copper
(vue par transparence)



- **Toutes faces vues par transparence**

