

HOBBY-TRONIC



**NOUVEAU MENSUEL
D'APPLICATIONS
ELECTRONIQUES**

N°3 - MARS 1991 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE



LUMIERE



VIDEO

EMISSION-
RECEPTION



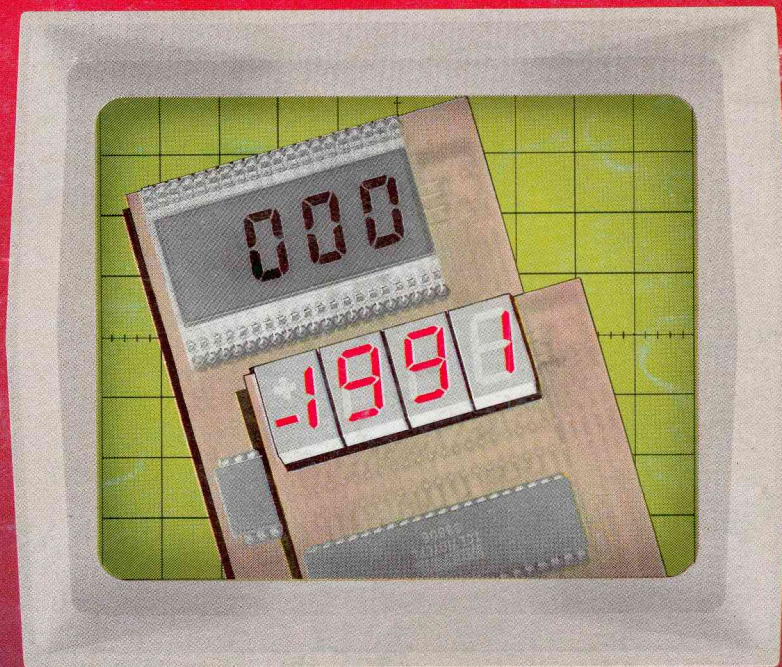
VOITURE-MOTO

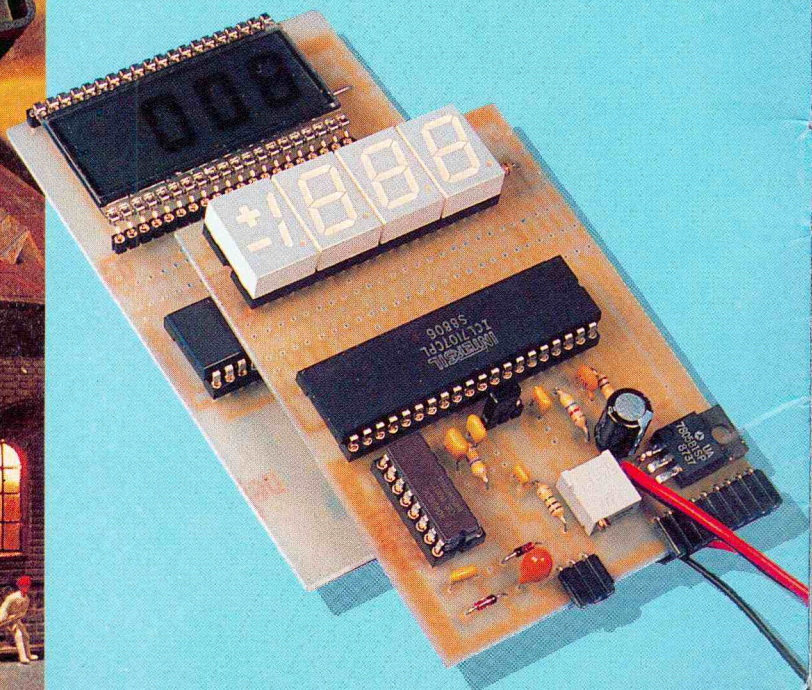
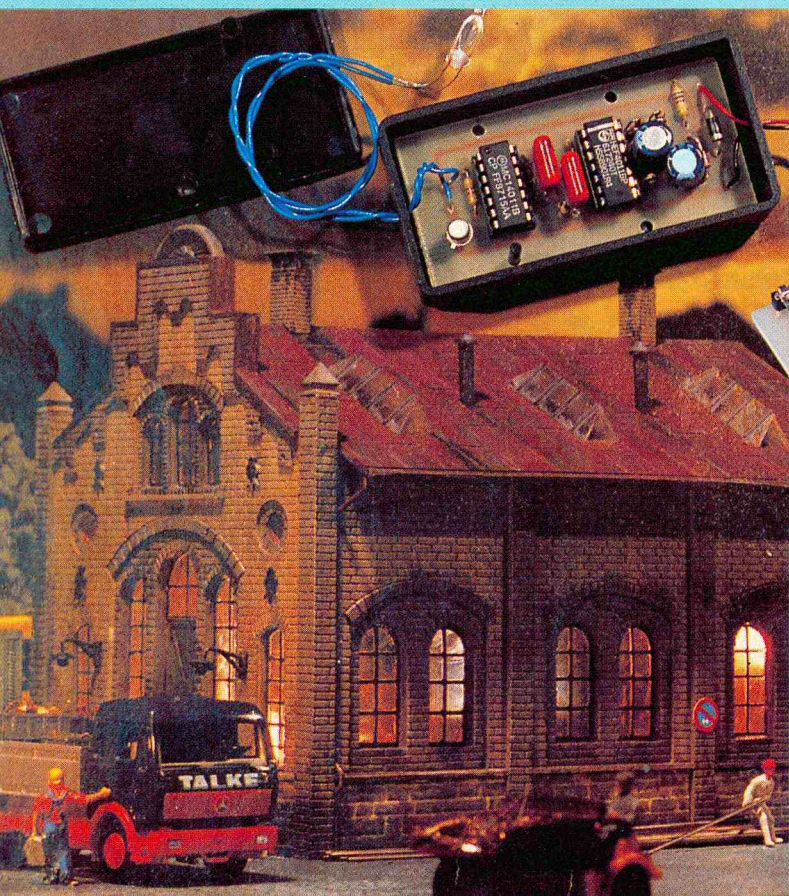
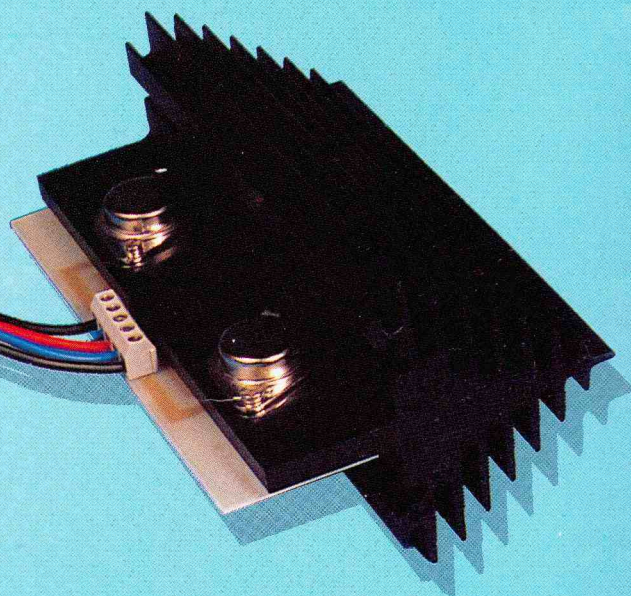
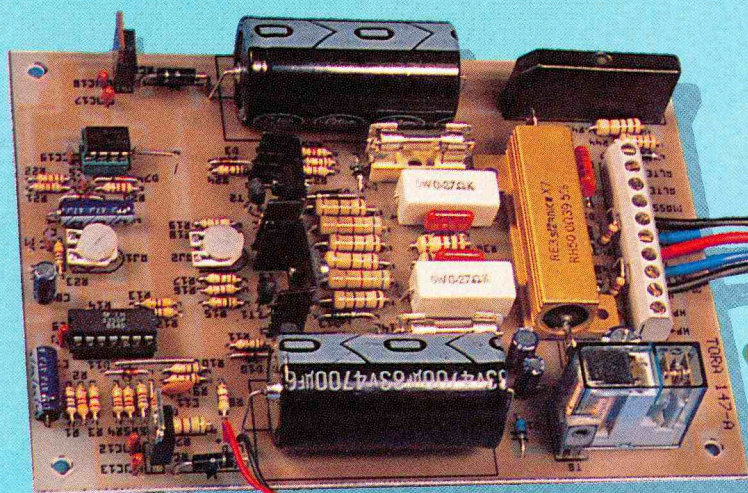
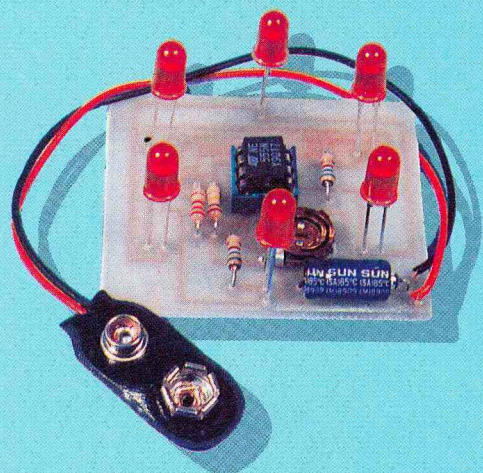
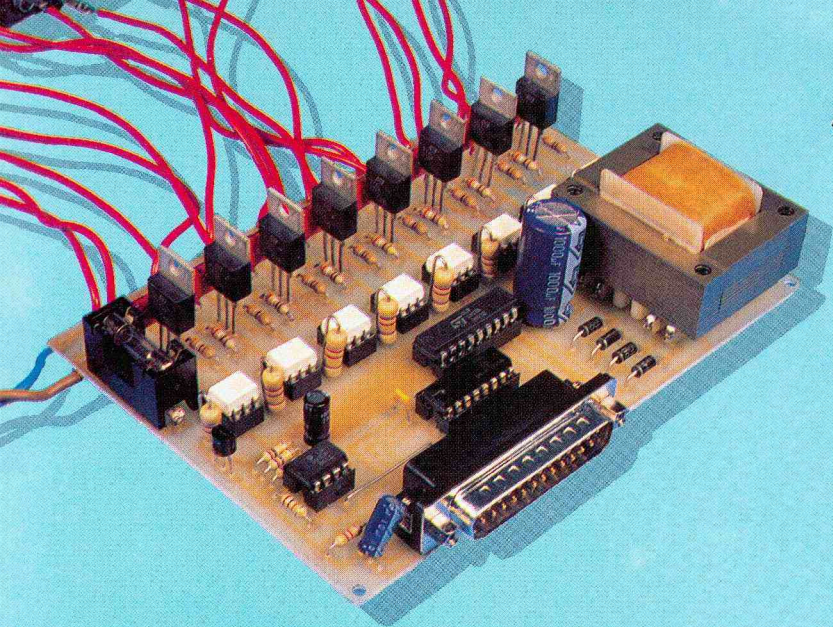


MESURE



SONORISATION







SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

ICL 7106/07

A propos d'une gestion facile d'affichage de tension

LE "555"

Un routard du circuit imprimé qui n'a pas dit son dernier mot



NOS REALISATIONS PRATIQUES

Quel que soit votre ordinateur, c'est un compatible jeux de lumière :

UNE INTERFACE DE PUISSANCE 8 VOIES PILOTEE PAR ORDINATEUR 8



Jouez "sécurité" et "fiabilité" dans la jungle des qualificatifs se rapportant à l'amplification :

UN AMPLIFICATEUR 100 Watts 8 Ohms protégé 24



Réseau ferroviaire STOP maquettes STOP manque de vie STOP envoyer solution d'urgence STOP

SIMULATEUR DE POSTE DE SOUDURE A L'ARC pour MAQUETTES FERROVIAIRES 32



Fabriquez votre 220 Volts autonome quand il n'y à plus rien dans le secteur... :

UN CONVERTISSEUR STATIQUE 12 V / 220 V 100 VA 35



UN CLIGNOTEUR à LED très simple pour maquettes, badges etc 41



Deux unités d'affichage universelles et extensibles **KITS EVALUATION ET MESURE à BASE 7106 et 7107 44**



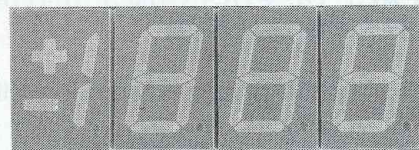
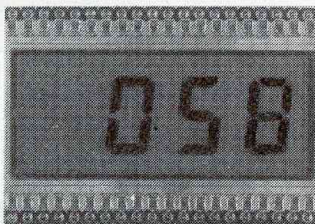
Réponses aux courriers des lecteurs
Pour vous abonner, rendez-vous en page 48

LES ICL7106 & ICL7107 de chez INTERSIL ou TSC7106 & TSC7107 de chez TELEDYNE

Des Convertisseurs A/D et DRIVERS 3 digits 1/2 LCD ou LED

L'acquisition et la visualisation de données font partie de la routine de notre vie quotidienne. Températures, Pressions, Niveaux, Vitesses,... autant de paramètres qui nous contraignent à les gérer. L'électronique permet aujourd'hui, grâce à des capteurs performants, de les ramener à une mesure de tension. L'affichage permanent de ces tensions, en visualisation numérique directe, c'est l'affaire des convertisseurs Analogiques / Digitaux.

L'ICL7106 et 7107 sont des convertisseurs en technologie CMOS de faible consommation. Ils intègrent la gestion totale de l'affichage sur 3 digits 1/2, une référence de tension et l'horloge nécessaire à leur fonctionnement. Le 7106 contrôle un affichage à cristaux liquides (LCD) tandis que le 7107 permet la commande directe d'afficheurs à LED (à anodes communes). Ils permettent tous deux la réalisation d'un système de mesure complet de -1999 à 1999 avec une précision de 1 digit et d'un prix de revient très abordable (inférieur à 150 frs à l'unité). Le plus contraignant reste la réalisation du circuit imprimé et nous allons développer avec vous des modules universels qui ne quitterons bientôt plus votre atelier.



RESUME DES CARACTERISTIQUES

- affichage à 000 garanti pour 0 volt quelque soit l'échelle
- exactitude de la Polarité même à 0 volt
- hautes impédances d'entrées (1 Tera Ω) et faible courant de fuite : 1 pico Amp maxi.
- faible consommation (hors LED) : inférieure à 10 mW
- gestion directe de l'affichage sans composants externes
- entrées et références flottantes (dans les limites de V- à V+) qui autorisent, par exemple, la mesure directe de rapport sur pont de wheatstone.
- très faible bruit : inférieur à 15 μ V pp
- dissipation en boîtier plastique : 800 mW
- température de fonctionnement : 0 à 70 C
- alimentations limites :

ICL7106 : V- à V+ :	15 volts
ICL7107 : V- à GND :	-9 volts et GND à V+ : 6 volts
- si horloge externe :

ICL7106 :	TEST à V+
ICL7107 :	GND à V+



FONCTIONNEMENT

Section analogique

Le principe de fonctionnement est celui d'une intégration à double pente.

Le signal à mesurer est intégré durant un temps déterminé (Tsi) par un compteur d'impulsion. Une tension de référence, en polarité inverse, est ensuite intégrée jusqu'au retour à zéro de la tension de sortie. Le temps d'intégration (Tri) de cette référence est directement proportionnel à la tension du signal à mesurer

$$T_{ri} = T_{si} \times V_{in} / V_{ref}$$

Les opérations de la section analogique, cadencées par l'horloge de la section digitale, se décomposent donc en 3 phases :

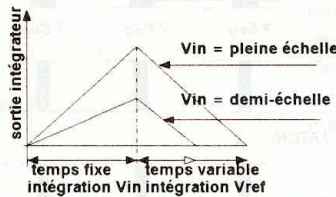
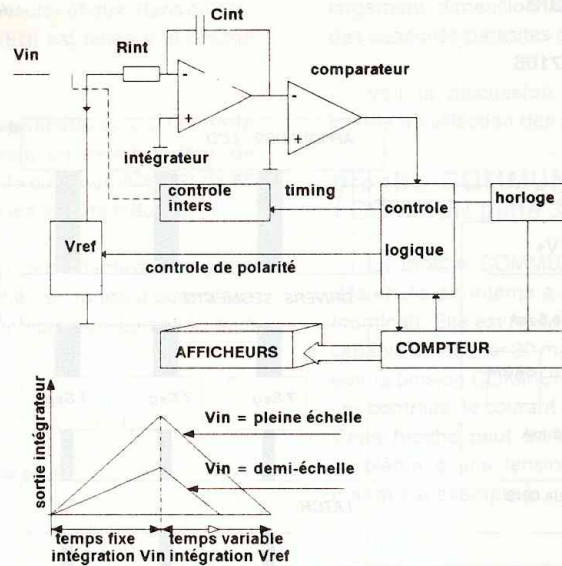
- Phase 1 auto-zéro et charge de Cref
- Phase 2 intégration du signal à mesurer
- Phase 3 intégration de la référence et mesure du temps de RAZ

Des interrupteurs logiques, commandés par la section digitale, dirigent ces opérations.

Phase 1 auto-zéro :

Cette phase exécute trois opérations :

- les entrées Haute (EH) et Basse (EB) sont déconnectées de leurs broches et reliées en interne à la broche COMMUN (broche 32)
- Le condensateur de référence (Cref) est chargé à la tension de référence.



- La boucle de contre-réaction de l'intégrateur est fermée pour permettre la charge du condensateur d'auto-zéro afin de compenser les tensions d'offset du buffer d'entrée, de l'intégrateur et du comparateur. Le comparateur étant inclus dans la boucle, la précision de cette phase est limitée au bruit de l'étage, soit moins de 10 µV.

Phase 2 d'intégration du signal :

Durant cette phase, les liaisons normales sont rétablies et le convertisseur intègre la différence de tension entre l'entrée Haute et l'entrée Basse durant un temps déterminé par l'horloge de la section digitale : $T_{si} = 1000$ coups d' horloge.

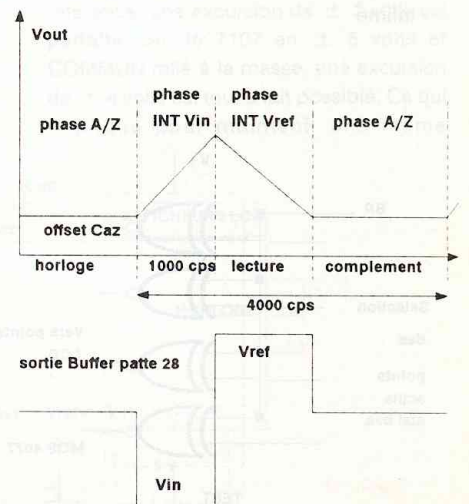
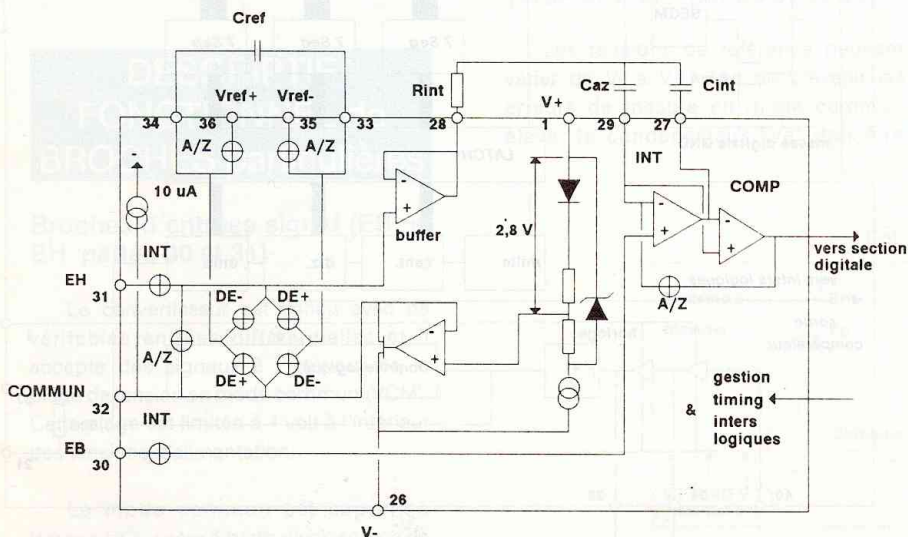
La tension d'entrée différentielle doit rester dans les limites des tensions d'alimentation moins 1 volt si le signal à mesurer et le convertisseur partagent un point commun au niveau des alimentations (par exemple la masse).

Si le convertisseur et le signal ne présentent aucun point commun, l'entrée Basse (EB) doit être reliée au COMMUN.

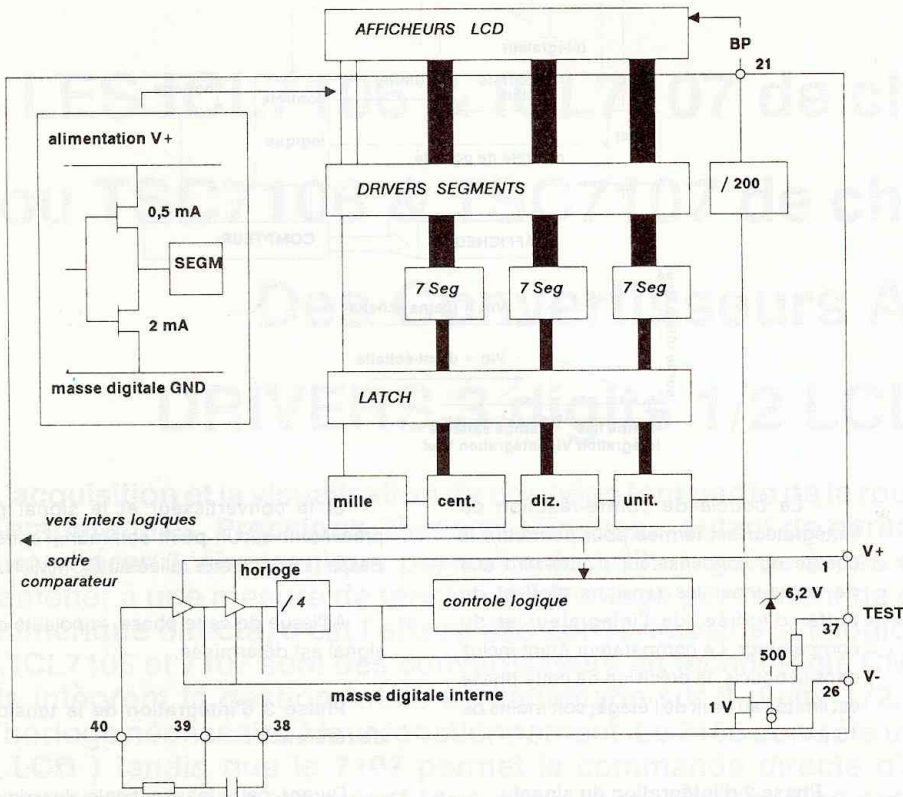
A l'issue de cette phase, la polarité du signal est déterminée.

Phase 3 d'intégration de la tension de référence :

Durant cette phase finale, les deux entrées sont de nouveau déconnectées de l'extérieur, l'entrée Basse est ensuite reliée au COMMUN analogique et les deux entrées Basse et Haute au condensateur de référence (Cref) précédemment chargé, et avec la bonne polarité, soit en inverse par rapport à celle du signal. L'intégration de la tension de référence peut alors avoir lieu jusqu'au retour à zéro mesuré par le comparateur, qui marque la fin de cette phase. Le temps de retour à zéro est proportionnel au signal d'entrée et ce sont les coups d'horloge de la phase 3 qui sont de ce fait affichés : en conséquence, la relation directe avec l'affichage est de $1000 \times (V_{in} / V_{ref})$



-Pour l'ICL7106



Sur ce produit, dont l'alimentation est unique (prévue pour pile), une tension de masse est générée dans la section digitale par une zéner 6,2 volts et un suiveur PNP largement dimensionné. Cette masse, de 5 volts sous V+, est réalisée de façon à absorber les à-coups de tensions provoqués par l'alimentation du panneau arrière (BP) des afficheurs à cristaux liquides (LCD). En effet, l'affichage LCD réclame, d'une part un signal cadencé sur son panneau arrière (BP), d'autre part le même signal en opposition de phase sur chaque segments à visualiser. Ici, la fréquence de l'horloge est divisée par 800 (en tout) et BP oscille entre cette masse et V+. Le courant traversant ces segments est infime

La broche TEST (37) est reliée à la masse générée par une résistance de 500 Ω. Elle peut ainsi assurer deux fonctions :

- Tester l'ensemble des segments et reliée à V+ d'afficher - 1888. Attention, dans cette fonction les afficheurs sont

alimentés en continu et ne doivent pas rester plus de quelques minutes sous peine de détérioration définitive.

- assurer la masse fictive des segments non gérés du LCD (Points et LOW BATT). Dans cette fonction un composant actif externe est requis pour assurer la génération du signal inversé de BP (transistor à effet de champ ou CI MOS). Pas plus de 1 mA de débit sur cette patte TEST dans cette utilisation !

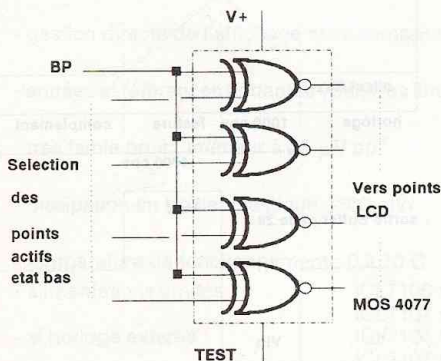
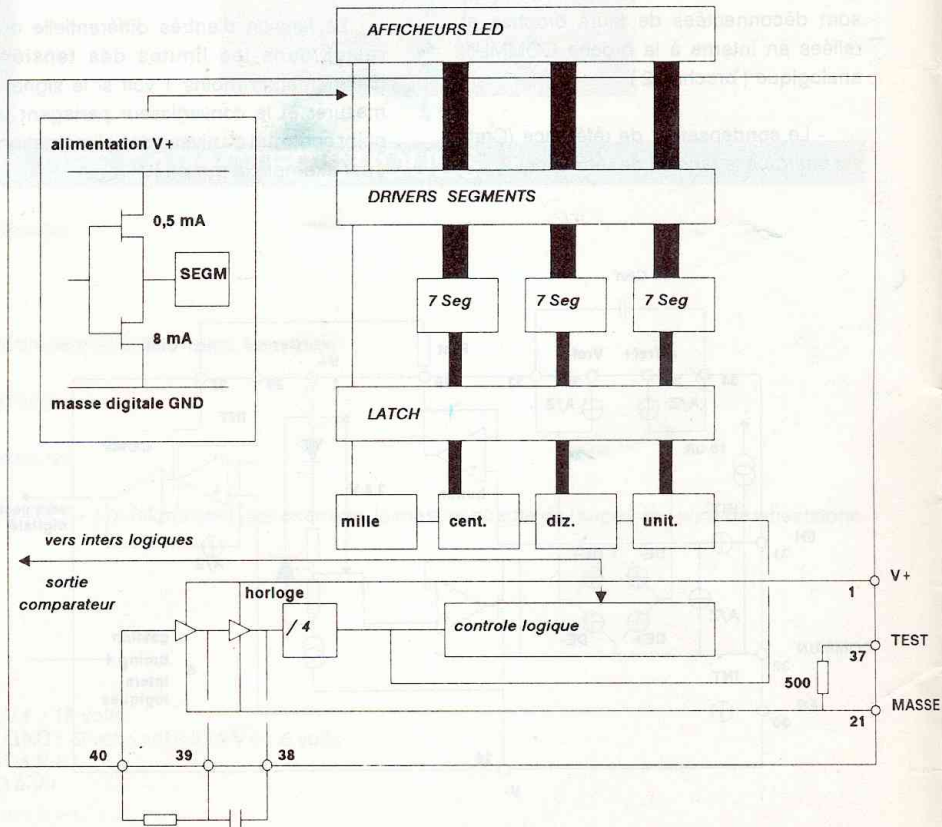
-Pour l'ICL7107

Sur ce produit, pas besoin de générer une masse qui doit exister par ailleurs en externe car l'alimentation des segments à LED requiert un courant beaucoup plus important et en continu. Ainsi le courant maximum est porté de 2 à 8 mA pour chaque segment (et sous 3 volts) et 16 mA pour le 1 initial qui regroupe 2 segments (broche 19)

La broche TEST (37) est reliée à la masse par une résistance de 500 Ω. Elle permet de tester l'ensemble des segments , et reliée à V+ d'afficher - 1888.

-Pour le reste, les deux sections sont quasi identiques :

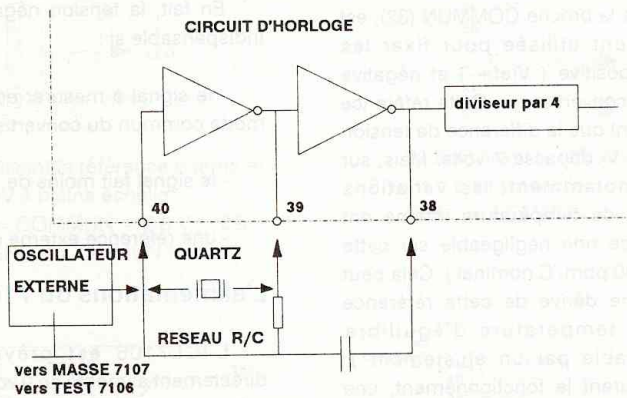
L'horloge est divisée par quatre avant de cadencer toutes les opérations internes du CI.



L'horloge

Trois possibilités sont offertes :

- un oscillateur externe en broche 40, en respectant l'excursion en tension (TEST à V+ sur ICL7106 et GND à V+ sur ICL7107)
- un quartz entre les broches 39 et 40
- un réseau RC utilisant les trois broches 38,39 et 40



La fréquence de l'oscillateur est divisée par 4 avant d'attaquer la section digitale. Elle est ensuite redivisée pour cadencer les trois phases de la mesure : 1000 coups d'horloge pour la phase 2 (intégration du signal), 0 à 2000 coups pour la phase 3 d'intégration de la référence (MESURE). Et le reste, soit 1000 à 3000 coups à la phase 1 d'auto-zéro. L'ensemble de l'opération réclame donc 4000 coups d'horloge (16000 avant division par 4). Aussi, si l'on veut obtenir 3 lectures par secondes, une fréquence initiale de 48 kHz est requise.

Pour peaufiner et obtenir une réjection maximum du 50 Hz, un multiple de cette fréquence est conseillé, soit 200 kHz, 100 kHz, 50 kHz, 40 kHz (et idem pour 60 Hz). A noter que 40 kHz satisfait aux 2 fréquences.

DESCRIPTIF FONCTIONNEL de BROCHES particulières

Broches d'entrées signal (EB et EH pattes 30 et 31)

Le convertisseur est conçu avec de véritables entrées différentielles et il accepte des signaux à l'intérieur de la plage de tension en mode commun (VCM). Cette plage est limitée à 1 volt à l'intérieur des tensions d'alimentation.

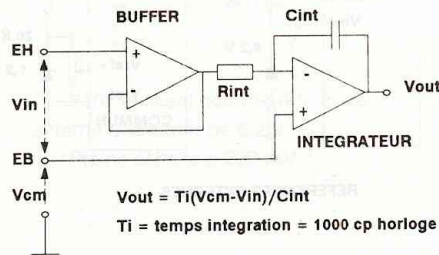
Le mode commun est supprimé lorsque l'ICL opère à partir d'une source de tension indépendante des alimentations

du système à mesurer et que, dans ce cas, l'entrée basse (EB) est reliée à la broche COMMUN.

Dans les applications où le mode commun est actif, un excellent taux de réjection en mode commun (CMRR) de 86 dB en minimise les erreurs induites.

Le mode commun affecte également la phase d'intégration en rendant possible la saturation de l'intégrateur. Le cas le plus

critique est celui d'un mode commun élevé (fort VCM) et d'un signal d'entrée différentiel fortement négatif. En effet l'intégrateur inverse ce différentiel et vient le rajouter à VCM. L'excursion de l'intégrateur doit être limitée à 0,3 volts à l'intérieur des tensions d'alimentation.



Broches d'entrées référence (Vref- et Vref+ pattes 39 et 36)

Les tensions de référence peuvent varier de V- à V+. Afin de prévenir les erreurs de mesure en mode commun élevé, le condensateur Cref doit être

largement dimensionné en comparaison des capacités parasites de liaison.

Voir la discussion sur la référence interne en sélection des composants.

broche COMMUN analogique (COMMUN patte 32)

La broche COMMUN analogique est référencée en interne à 2,8 volts sous V+ (nominal). Elle est reliée à un FET canal N capable de débiter 30 mA, si l'on essaie de tirer la tension COMMUN vers V+. Dans le cas contraire, le courant est limité à 10 µA. Cette broche peut donc être reliée sans problème à une tension plus faible (la masse par exemple).

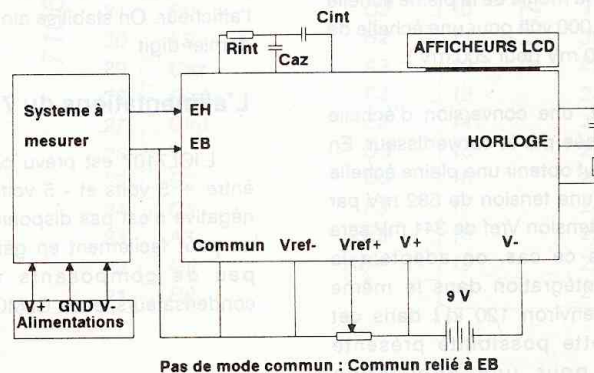
SELECTION DES COMPOSANTS EXTERNES

La résistance d'intégration

Le buffer d'entrée et l'intégrateur ont un étage de sortie en classe A avec un courant de repos de 100 µA. Ils peuvent débiter jusqu'à 20 µA tout en maintenant la linéarité dans des limites acceptables. La résistance d'intégration doit être assez importante pour rester dans cette limite de courant et assez faible pour contrebalancer les fuites des autres composants. En sélection d'échelle de mesure 2 volts, une valeur de 470 kΩ est optimum et par déduction, 47 kΩ en échelle 200 mV.

Le Condensateur d'intégration

Le condensateur d'intégration doit être sélectionné pour assurer le maximum d'excursion en tension (0,3 volts sous chaque alimentation), mais tout en limitant cette valeur afin d'assurer une pente suffisante, gage d'une bonne précision. Lorsque le COMMUN est utilisé comme référence, une excursion de ± 2 volts est parfaite. Sur le 7107 en ± 5 volts et COMMUN relié à la masse, une excursion de ± 4 volts est tout à fait possible. Ce qui implique pour maintenir une même



constante de temps (pente d'intégration) respectivement pour ces deux exemples, 0,22 μ F et 0,10 μ F. Bien sûr, ces valeurs doivent également évoluer en sens inverse de la fréquence d'échantillonnage pour maintenir la même excursion (ou le même rapport de constante de temps)

Ce condensateur, vu son rôle, doit être à faibles fuites pour éviter une erreur de mesure. En effet une fuite durant la charge et la décharge vient modifier le temps de retour à zéro et donc la juste appréciation de la mesure. Un modèle polypropylène ou multicouche est impératif et convient parfaitement.

Le Condensateur auto-zéro

Le choix de ce condensateur a de l'influence sur le niveau de bruit du convertisseur. En échelle 200 mV où le bruit est important, une valeur de 0,47 μ F est recommandée. En échelle 2 volts, une valeur de 0,047 μ F améliore la vitesse de recouvrement après dépassement d'échelle tout en maintenant le bruit à un niveau acceptable.

Le Condensateur de référence

Un condensateur de 0,1 μ F donne d'excellents résultats dans la plupart des applications. Néanmoins, lorsque qu'il existe un MODE COMMUN important (Quand la référence Basse n'est pas reliée à COMMUN) et en échelle 200 mV, une valeur de 1 μ F est recommandée pour maintenir l'erreur de mesure en dessous d'un digit.

Les composants de l'horloge

Dans le cas du choix du réseau RC (le plus courant), une résistance au alentour de 100 k Ω est recommandée. La valeur du condensateur en découle en application de la formule $F = 0,45/RC$ soit pour 45 kHz une valeur de 100 pF.

Choix de la tension de référence

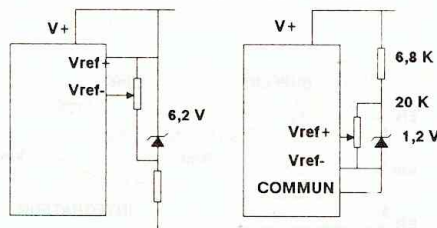
Compte-tenu de la technique de comptage (voir la phase 3 du fonctionnement), la tension de référence Vref doit être à la moitié de la pleine échelle choisie. Soit 1,000 volt pour une échelle de 2 volts (ou 100 mV pour 200 mV).

De ce fait, une conversion d'échelle peut être réalisée par le convertisseur. En effet, si l'on veut obtenir une pleine échelle de 1999 pour une tension de 682 mV par exemple, une tension Vref de 341 mV sera ajustée. Dans ce cas, on adaptera la résistance d'intégration dans le même rapport, soit environ 120 k Ω dans cet exemple. Cette possibilité présente l'avantage, pour une application

spécifique, d'éliminer l'éventuel pont diviseur d'entrée. Cette référence peut être ajustée jusqu'à 1 volt sous les tensions d'alimentation.

Un autre avantage est l'application possible d'un offset constant à la mesure. Cet offset peut être obtenu en reliant l'entrée signal entre EH (entrée Haute) et COMMUN, et l'offset entre COMMUN et EB (entrée Basse).

La tension de référence interne, disponible à la broche COMMUN (32), est généralement utilisée pour fixer les références positive (Vref+) et négative (Vref-) du convertisseur. Cette référence est stable tant que la différence de tension entre V+ et V- dépasse 7 volts. Mais, sur l'ICL7107 notamment, les variations importantes de température interne ont une influence non négligeable sur cette référence (80 ppm/C nominal). Cela peut entraîner une dérive de cette référence jusqu'à la température d'équilibre (compensable par un ajustement). Toutefois durant le fonctionnement, une instabilité du dernier digit peut être due aux écarts de consommation des segments LED. Une référence externe peut alors facilement être mise en place.

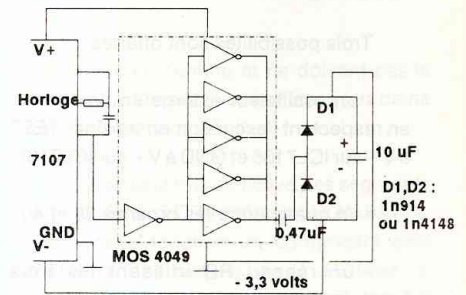


REFERENCES EXTERNES

Afin de diminuer de 50 % les effets de cette variation de température sur le 7107, on peut mettre en série sur l'alimentation de l'anode commune des LED une résistance de 5,1 Ω , ou mieux une diode. Ce qui aura pour effet de diminuer la tension de 0,7 volts et le courant d'environ 1 mA et donc l'échauffement de 40 %, sans pour autant nuire la luminosité de l'afficheur. On stabilise ainsi l'affichage du dernier digit.

L'alimentations du 7107

L'ICL7107 est prévu pour fonctionner entre + 5 volts et - 5 volts. Si la tension négative n'est pas disponible par ailleurs, on peut facilement en générer une avec peu de composants (2 diodes, 2 condensateurs, et un CI MOS, le 4049).



En fait, la tension négative n'est pas indispensable si :

- le signal à mesurer est centré sur le mode commun du convertisseur
- le signal fait moins de $\pm 1,5$ volts
- une référence externe est utilisée

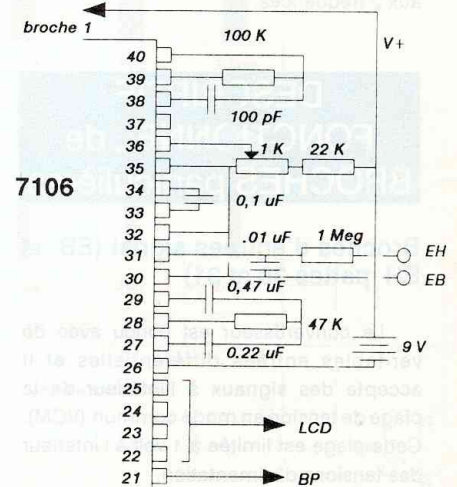
L'alimentations du 7106

L'ICL7106 est prévu pour être directement alimenté en 9 volts (jusqu'à 15 volts), en principe par une pile ou batterie. Nous avons vu qu'il générerait lui-même une masse fictive pour le fonctionnement correct de sa section digitale, étant donné le peu de consommation de cette section (faible consommation des LCD)

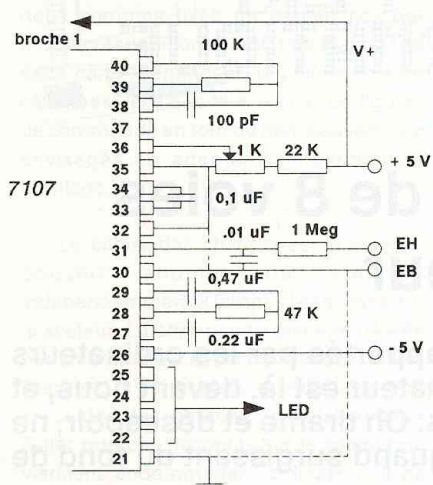
APPLICATIONS TYPES

Nous allons à présent voir ensemble quelques applications types sur ces deux circuits.

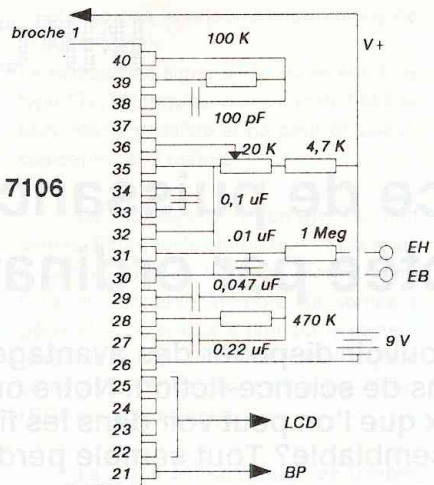
Je vous renvoie, dans ce même numéro, aux KITS D'EVALUATION que nous avons spécialement développés afin de poursuivre l'étude concrète des produits et de préparer les modules CAPTEURS à venir.



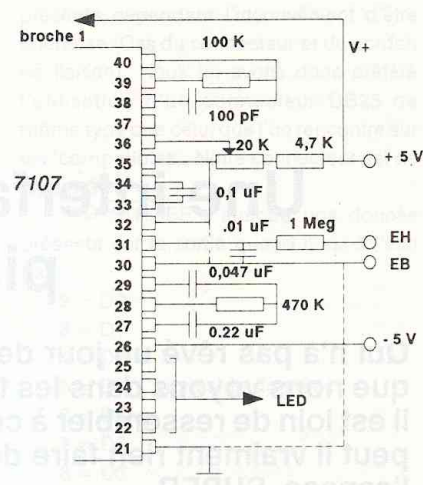
7106 utilisant la référence interne avec 200 mV à pleine échelle et 3 mesures/sec
Vref- = COMMUN = 2,8 V = EB



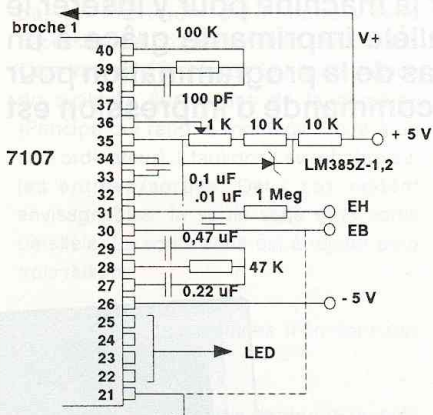
7107 utilisant la référence interne et avec 200 mV à pleine échelle.
 $V_{ref-} = COMMUN = 2,8 V = EB$
 $EB = GND = COMMUN (option)$



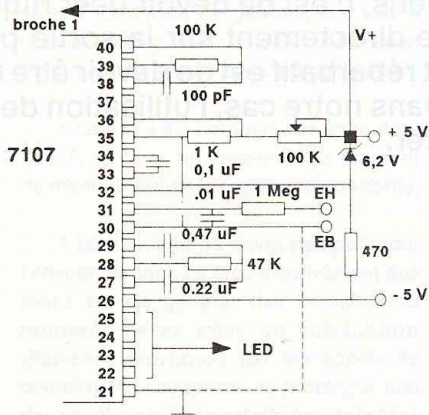
7106 utilisant la référence interne et 2 Volts à pleine échelle
 $V_{ref-} = COMMUN = 2,8 V = EB$



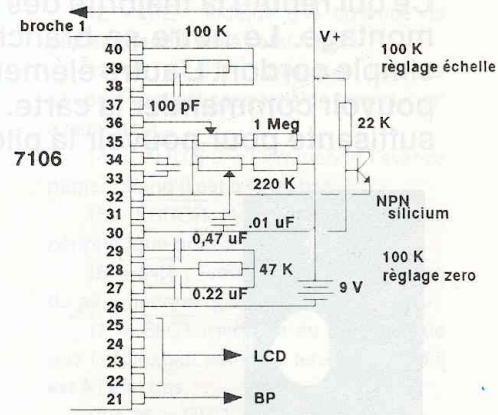
7107 utilisant la référence interne et 2 Volts à pleine échelle
 $V_{ref-} = COMMUN = 2,8 V = EB$



7107 utilisant une référence externe de 1,2 V (LM385Z-1,2)
 Pleine échelle à 200 mV



7107 utilisant comme référence externe une zener de 6,2 V
 Pleine échelle à 200 mV



Montage thermomètre avec un transistor NPN silicium ayant une variation de tension de 2 mV/°C
 La calibration sera effectuée sur le zéro (glace), puis sur l'échelle à T°C connue

CONCLUSIONS

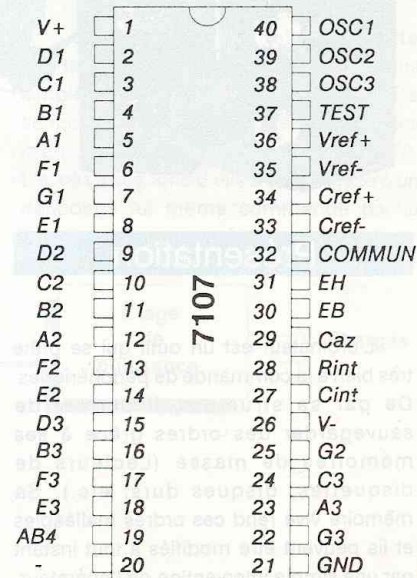
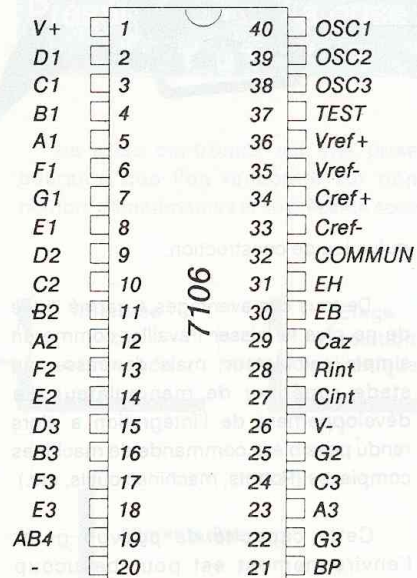
Nous en savons maintenant assez pour être capable d'utiliser avec bonheur ces fantastiques produits.

Vous pouvez vous lancer seul dans la réalisation de votre choix ou nous suivre encore un bout de chemin en page 44 pour la mise au point de nos KITS d'évaluation.

Ceux-ci vont nous permettre de mettre en pratique ce que nous venons d'apprendre et d'y connecter une foule d'applications pratiques à base de capteurs divers

A tout de suite

LE FUTE



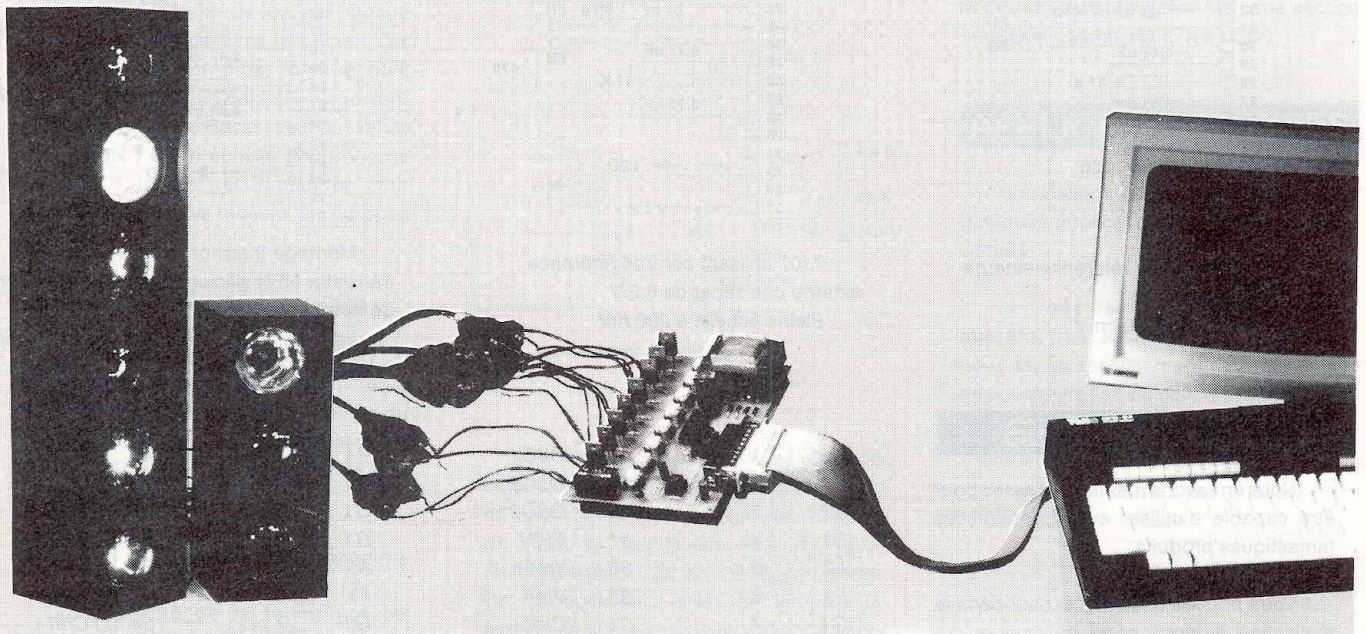
Une interface de puissance de 8 voies pilotée par ordinateur

Qui n'a pas rêvé un jour de pouvoir disposer des avantages apportés par les ordinateurs que nous voyons dans les films de science-fiction. Notre ordinateur est là, devant nous, et il est loin de ressembler à ceux que l'on peut voir dans les films. Oh drame et désespoir, ne peut-il vraiment rien faire de semblable? Tout semble perdu quand surgissant du fond de l'espace, SUPER

Non, ce n'est pas le dernier film de, ou une annonce publicitaire pour une nouvelle poudre à laver qui résout tous les problèmes.

L'article qui suit n'a pas la prétention de convertir votre ordinateur en KARL (Celui de 2001), mais il vous permettra de faire une première approche de commande d'éléments de la vie de tous les jours par votre "ordinateur".

Ce qui rebute la majorité des gens, c'est de devoir déconstruire la machine pour y insérer le montage. Le notre se branche directement sur la sortie parallèle imprimante grâce à un simple cordon. L'autre élément rébarbatif est de devoir être un as de la programmation pour pouvoir commander la carte. Dans notre cas, l'utilisation de la commande d'impression est suffisante pour pouvoir la piloter.



Présentation

L'ordinateur est un outil qui se prête très bien à la commande de périphériques. De par sa structure, il permet de sauvegarder des ordres grâce à ses mémoires de masse (Lecteurs de disquettes, disques durs, etc.). Sa mémoire vive rend ces ordres malléables et ils peuvent être modifiés à tout instant par une simple intervention de l'opérateur. La structure électronique fait que l'adjonction de périphériques devient un "jeu d'enfant" tout aussi simple à manipuler

qu'un jeu de construction.

De tous ces avantages à germé l'idée de ne plus le laisser travailler comme un simple calculateur, mais de passer au stade supérieur de manipulateur. Le développement de l'intégration a alors rendu possible la commande de machines complexes (Robots, machines outils, etc.).

Cette capacité de pouvoir gérer l'environnement est pour beaucoup "d'informat-électroniciens" une tentation à laquelle il est difficile de résister. C'est de cette tentation qu'est née l'idée de pouvoir

piloter des jeux de lumières depuis un ordinateur. Cette application bien particulière n'est en fait qu'un tout premier pas vers ce qui est pompeusement appelé "DOMOTIQUE".

Cette interface de puissance que nous vous proposons n'a certes pas la complexité que l'on pourrait attendre d'un ensemble de domotique, mais il permet de faire une première approche de ce qui est réalisable. C'est une porte ouverte vers un domaine qui ne présente pas de limites à l'utilisation.



Pour réaliser notre montage, nous nous sommes fixés un certain nombre d'objectifs qui orientent l'utilisation de cette carte. Cependant, la philosophie de celle-ci est telle que tous les cas de figures de commande en tout ou rien peuvent être envisagés en adaptant simplement le montage.

Le cahier des charges est le suivant: pouvoir allumer ou éteindre indépendamment 8 lampes branchées sur le secteur. La commande doit être passée par un ordinateur et cela quelle que soit sa marque. D'autre part, le montage doit présenter des garanties d'isolation pour éviter que des incidents sur le secteur ne viennent endommager l'ordinateur. Il ne doit pas parasiter. Et enfin, le montage doit être le plus simple possible.

Le problème est posé; essayons de le résoudre.

* Le montage doit pouvoir être utilisé par un maximum d'ordinateurs sans nécessiter de programmation particulière. Cela interdit d'entrée de jeu la connexion du système sur le bus de la machine (Principe qui rend le montage limité à un seul ordinateur). Il faut donc se rabattre sur les entrées/sorties. Deux cas restent envisageables: la sortie série et la sortie parallèle. La sortie série est à rejeter pour trois raisons:

- Toutes les machines n'en sont pas équipées.
- Cette entrée/sortie demande un côté programmation qui n'est pas toujours des plus simples.
- L'interface à mettre en place nécessite des composants spécifiques.

Reste donc la sortie parallèle (Sortie imprimante) dont la majorité des ordinateurs sont équipés. La programmation reste des plus simples car la majorité des langages gèrent cette sortie. Cette sortie présente cependant un certain nombre d'inconvénients

Cette sortie est unidirectionnelle et n'autorise pas le retour d'informations de manière simple.

Le niveau des signaux de sortie étant de type TTL, la longueur de liaison doit être la plus courte possible et ne peut en aucun cas dépasser 3 mètres.

* Le montage doit commander huit sorties. Pourquoi le chiffre huit? Cela nous a semblé être un bon compromis entre taille du montage, nombre de sorties à gérer et la puissance à tirer sur le secteur (8 sorties de 300 watts représentent déjà un courant de l'ordre de 11 ampères. C'est l'EDF qui est contente).

* La sortie est constituée de lampes branchées sur le secteur. Cela nous donne donc le type de composant à utiliser pour attaquer la charge. C'est un triac qui remplira la fonction.

* Le montage ne doit pas endommager l'ordinateur en cas d'incidents sur le secteur. Une isolation galvanique doit être réalisée pour garantir ce cas. L'utilisation d'opto-coupleurs est donc indispensable.

* La sortie est commandée en tout ou rien. C'est donc un opto-triac qui réalisera de manière simple la commande de sortie.

* Le montage ne devra pas perturber l'environnement. Le gros inconvénient des triacs est de générer des parasites au moment de sa mise en conduction (Parasites provoqués par les appels de courant). Pour supprimer ce problème, une des solutions utilisée est d'amorcer le triac quand la tension à ses bornes est nulle. L'opto-triac que nous retiendrons comportera un dispositif d'enclenchement de passage par zéro.

la forme d'un connecteur 36 broches. Elle présente cependant l'inconvénient d'être onéreuse (Cas du connecteur et du cordon de liaison). Nous lui avons donc préféré l'utilisation d'un connecteur DB25 de même type que celui que l'on rencontre sur les "compatibles". Notre connecteur est de type mâle.

1 = STROBE : Indique une donnée présente sur la sortie quand il est à l'état bas.

2 = D0

3 = D1

4 = D2

5 = D3

Lignes de données

6 = D4

7 = D5

8 = D6

9 = D7

10 = ACK : Confirme l'arrivée de la donnée sur le périphérique quand il est à l'état bas.

11 = BUSY : Indique que le périphérique ne peut recevoir de données quand il est à l'état haut.

12 = PE : Indique une absence de papier quand il est à l'état haut.

13 = SLCT : Indique que le périphérique est sous tension quand il est à l'état haut.

14 = AUTOFD : Commande l'avance papier quand il est à l'état bas.

15 = ERROR : Indique une erreur sur le périphérique quand il est à l'état bas.

16 = INIT : Provoque la réinitialisation du périphérique quand il est à l'état bas.

17 = SLCT : Indique au périphérique que l'ordinateur est sous tension quand il est à l'état bas.

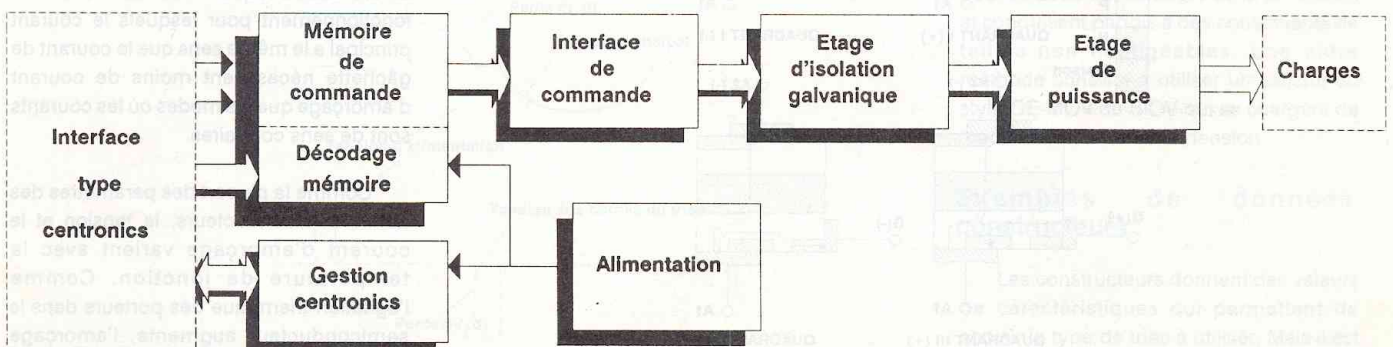
18 à 25 = GND

Les grandes lignes du schéma

Le schéma de principe de cette interface de puissance est on ne peut plus simple. Les signaux présents sur la prise centronics viennent attaquer des cellules mémoires (8 dans notre application). L'accès à chacune d'elle s'opère grâce à un décodage lui-même commandé par la

Présentation de la prise "centronics"

La prise centronics est une prise courante que l'on rencontre sur bon nombre d'imprimantes et se présente sous



Synoptique de l'interface de puissance



prise parallèle.

L'unité de gestion centronics permet de résoudre les conflits des lignes de contrôle de la sortie parallèle.

Chacune des sorties des cases mémoires attaque l'interface de commande qui pilote l'étage d'isolation galvanique.

Cet étage est synchronisé sur le secteur pour enclencher l'étage de puissance qui contrôle la charge.

Rappel sur les triacs

Dans le cas de commande de puissance en alternatif au moyen de systèmes à semiconducteurs, l'objectif a été de limiter la complexité des circuits utilisés, le coût du système et la taille des boîtiers. Avec le développement du thyristor bidirectionnel, plus communément appelé TRIAC, tous ces objectifs ont été atteints. Un triac peut réaliser les fonctions de deux SCR et peut être amorcé dans n'importe quel sens afin de simplifier les circuits de gâchette.

Diagramme de la caractéristique courant principal/tension

La figure 1 donne la caractéristique courant principal/tension d'un triac. La courbe nous donne la valeur du courant qui traverse le triac en fonction de la tension appliquée entre ses anodes. Dans le quadrant 1, la tension appliquée sur l'anode 2 est positive par rapport à la tension appliquée sur l'anode 1. Dans le quadrant 3, la tension de l'anode 2 est négative par rapport à celle de l'anode 1. Quand une tension positive est appliquée à l'anode 2 (Cas du quadrant 1), et qu'elle atteint la valeur d'amorçage $V(BO)$ (Break Over Voltage), le triac passe d'un état haute impédance (Bloqué) à un état basse impédance (Passant). Le courant qui traverse le triac peut alors devenir très important et varier dans de grandes proportions pour une faible variation de tension à ses bornes. Le triac reste à l'état passant tant que le courant principal ne descend pas en dessous d'une certaine valeur. Cette valeur minimale est appelée courant de maintien $I(H)$ (Hold Current). En dessous de cette valeur, le triac retourne à un état de haute impédance (Bloqué). Si la tension aux bornes du triac est inversée, les mêmes actions de commutations se produisent comme montré sur le quadrant

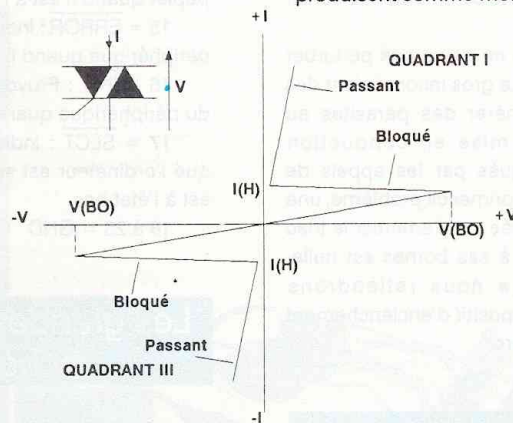


Fig. 1 : Caractéristique courant principal/tension

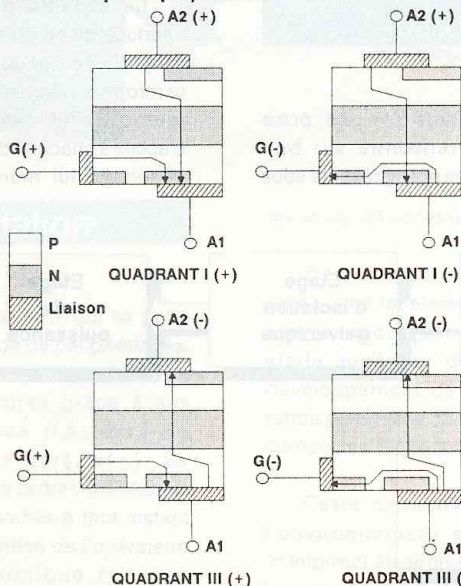


Fig. 2 : Courants dans le triac

3. Ainsi le triac est capable de passer d'un état bloqué à un état passant indépendamment du sens de la tension appliquée sur ses anodes.

Caractéristiques de la gâchette

Quand un courant de commande est appliqué sur la gâchette du triac, la valeur de la tension d'amorçage $V(BO)$ est fortement réduite. Après qu'un triac se soit amorcé, le courant qui circule au travers de celui-ci est indépendant du signal appliqué sur la gâchette. Le triac reste passant tant que le courant principal ne descend pas en dessous de la valeur du courant de maintien $I(H)$. De plus, le triac a la possibilité d'être amorcé aussi bien par un signal positif qu'un signal négatif appliqué sur sa gâchette indépendamment de la tension présente sur ses anodes.

La figure 2 illustre le mécanisme d'amorçage et le sens du courant dans le triac. La polarité de la gâchette est toujours référencée par rapport à l'anode 1. Il en va de même pour celle de l'anode 2. La structure du matériau entre les différentes jonctions est notée P ou N et spécifie la nature de la concentration des porteurs majoritaires.

Pour les différents modes de fonctionnement, la polarité de l'anode 2 est donnée par le quadrant (1 ou 3) dans lequel le triac travaille. La polarité de la gâchette est donnée directement (+ ou -). Pour le mode de fonctionnement 1+, l'anode 2 et la gâchette sont tous les deux positifs par rapport à l'anode 1. Le courant de gâchette pénètre dans le triac par la couche de type P, traverse la jonction vers la couche de type N et sort par l'anode 1. Dès que le courant de gâchette s'établit, l'action multiplicatrice apparaît et l'effet d'avalanche amorce le triac. En raison des polarités entre les anodes, le courant principal circule au travers de la jonction PNP. La même explication peut être donnée pour les trois autres modes de fonctionnement 1-, 3+ et 3-.

Comme le courant principal influence le courant de gâchette, la quantité de courant nécessaire pour amorcer le triac diffère dans chaque mode. Les modes de fonctionnement pour lesquels le courant principal a le même sens que le courant de gâchette nécessitent moins de courant d'amorçage que les modes où les courants sont de sens contraires.

Comme la plupart des paramètres des autres semiconducteurs, la tension et le courant d'amorçage varient avec la température de jonction. Comme l'agitation thermique des porteurs dans le semiconducteur augmente, l'amorçage par la gâchette devient plus facile. Par

conséquent la sensibilité de la gâchette augmente avec la température dans tous les modes de fonctionnement. Il faut donc veiller à pouvoir fournir un courant de gâchette identique à celui nécessaire pour l'amorçage dans le cas de la température la plus faible.

Un certain nombre de constructeurs préfèrent utiliser un autre type de tableau où la conduction du triac est définie pour 4 quadrants (Voir Figure 3).

Interférence sur les fréquences radio (RFI)

La commutation très rapide des triacs au moment de leur mise en conduction, sur des charges résistives, provoque une variation instantanée du courant. Cette

variation est déterminée par la valeur de la charge et la valeur de la tension au moment de la commutation. Ce "saut" de courant est le siège d'harmoniques très élevées en fréquence. Dans les applications de commande par contrôle de phase (Gradateurs), ce "saut" de courant se produit à chaque demi-alternance. L'amplitude des harmoniques est telle que cela provoque des interférences dans la gamme des fréquences AM. Pour les fréquences FM ou TV, l'amplitude des harmoniques est devenue suffisamment négligeable pour ne pas perturber.

Il existe deux types d'interférences radio associés à la commutation des triacs. La première est provoquée par rayonnement du dispositif. Dans la majorité des cas, il est sans effet à moins

que la radio ne soit placée très près du montage. Le deuxième type d'interférence, qui est de loin le plus émissif, est l'interférence de conduction. L'appel de courant se répercute sur l'ensemble du réseau électrique et perturbe tous les appareils branchés sur cette ligne.

En raison de la présence d'harmoniques élevées, une simple self de choc placée en série avec la charge permet de réduire le temps de montée du courant et ainsi atténuer l'amplitude de ces harmoniques. Pour être efficace, une telle self doit être de valeur élevée. Un dispositif plus efficace est le filtre passe bas LC (Voir figure 4). Un tel filtre fournit une atténuation importante des harmoniques élevée et ramène les bruits d'interférence à un faible niveau.

Problème des charges selfiques.

La commande de puissance par un triac est une chose aisée lorsqu'il s'agit de gérer des charges résistives. Le problème commence à se compliquer quand il faut commuter des charges selfiques. De telles charges provoquent un déphasage du courant par rapport à la tension. Or la commutation au niveau du triac ne peut se produire que lorsque le courant principal dans le triac devient inférieur au courant de maintien. A cet instant la tension aux bornes de la charge n'est pas nulle. La commutation va donc provoquer la disparition de la tension sur la charge et son transfert sur le triac. La variation de tension aux bornes du triac (dv/dt) est très importante (Voir figure 5). Au delà d'une certaine valeur, le triac se réamorçait tout seul (Apparition d'un courant de recouvrement). Un atténuateur de type R-C est nécessaire pour éliminer ce genre de problème. Le réseau R-C doit être adapté pour le type de charge et pour le triac. Son rôle est de limiter la variation de tension sur le triac. D'autre part, la disparition de la tension aux bornes de la charge entraînera un phénomène de surtension qui peut être préjudiciable pour le triac. La suppression de ce genre de problème peut être obtenue par l'utilisation d'un réseau RC qui limite la variation de tension aux bornes du triac. Ces composants doivent être calculés pour pouvoir absorber l'énergie de la surtension et conduisent parfois à des constituants de tailles non négligeables. Une autre méthode consiste à utiliser un varistor du style GE-MOV ou SIOV qui se chargera de "court-circuiter" cette surtension.

Exemples de données constructeurs

Les constructeurs donnent des valeurs de caractéristiques qui permettent de choisir le type de triac à utiliser. Mais il est parfois difficile de s'y retrouver car chacune

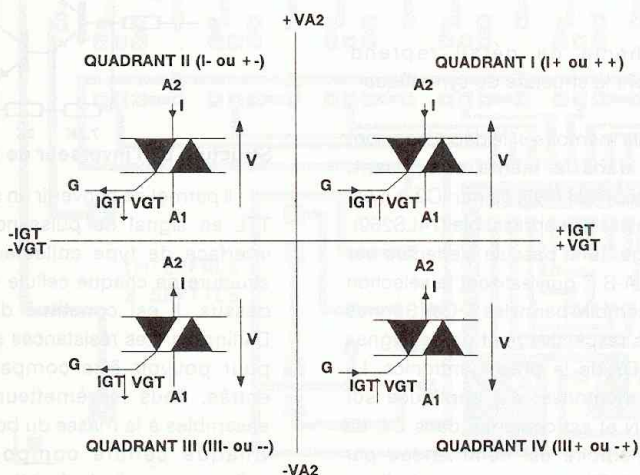


Fig. 3 : Définition des quadrants de conduction d'un triac

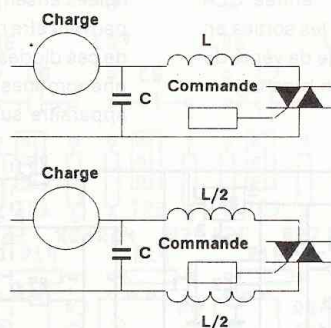


Fig. 4 : Type de filtre RFI

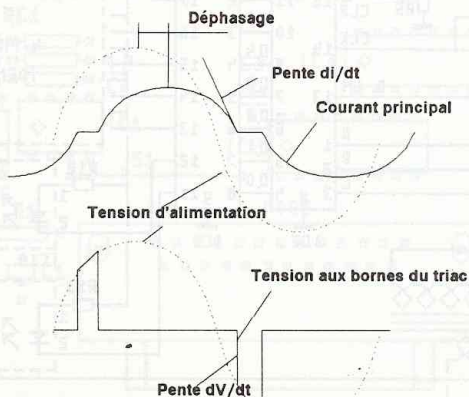


Fig. 5 : Tension aux bornes du triac avec une charge selfique

des données correspondent à des conditions particulières d'utilisation. Nous allons donner la signification de chacune de ces caractéristiques accompagnée d'un exemple précis (TYAL 228 ou BTB 08 400)

VDRM: Tension de pointe répétitive à l'état bloqué. C'est la tension d'amorçage sans courant de gâchette (VBO). Il est déconseillé de la dépasser car le courant d'avalanche qui apparaîtra au moment de la mise en conduction risque de détruire le composant.

Exemple: 400 V

IT(RMS): Valeur efficace du courant principal à l'état passant. Cette valeur est toujours donnée pour une température de boîtier à ne pas dépasser

Exemple: 8 A à $T_c = 85^\circ\text{C}$

ITSM: Courant de surcharge de pointe accidentelle à l'état passant.

Exemple: 80 A

I^2t : Courant de fusion. C'est l'énergie maximale que pourra supporter le composant en présence d'un courant de surcharge. Elle s'exprime en Ampère carré seconde.

Exemple: 32 A²S

IDRM: Courant de crête à l'état bloqué. C'est l'équivalent du courant de fuite. Il est donné pour une tension égale à VDRM et pour une température de jonction.

Exemple: 2 mA à 400V et 125°C

IGT: Courant d'amorçage de la gâchette. Ce sont les quatre valeurs d'amorçage respectives à chaque quadrant. L'absence de valeur indique que le triac ne peut pas s'amorcer dans ce quadrant. Attention, pour bon nombre de constructeurs, la définition de la sensibilité du triac est reportée dans le suffixe de la référence du composant. Les exemples donnés ci après portent toujours sur le BTB 08 400. Les valeurs correspondent respectivement aux quadrants 1(++)/2(+ -)/3(- -)/4(- +)

BTB 08 400 B : 50/50/50/100 mA

BTB 08 400 C : 25/25/25/50 mA

BTB 08 400 S : 10/10/10/10 mA

Ces valeurs sont les valeurs maximum qui garantissent l'amorçage. Il est fréquent qu'un triac annoncé pour 35mA s'amorce avec un IGT de 15mA. Concevoir un montage sur la base de 15mA risque de ne pas être reproductible et même dépannable avec le même type de triac. Il faut donc garantir un courant minimum de commande égal à ce courant maximum au niveau du montage. Cela évitera bien des surprises.

IH : Courant principal de maintien. C'est la valeur à laquelle le triac se désamorce. Il obéit aux mêmes règles que

le courant IGT. C'est une valeur de garantie.

BTB 08 400 B : 50 mA

BTB 08 400 C : 35 mA

BTB 08 400 S : 25 mA

VTM: Tension de crête du triac à l'état passant. C'est la tension de saturation du triac. Elle est toujours donnée pour un courant principal crête.

Exemple: 1,75V à $I_{TM} = 11A$

(dV/dt)_c: Vitesse critique de croissance de la tension à la commutation.

Exemple:

BTB 08 400 B : 10 V/ μS

BTB 08 400 C : 5V/ μS

BTB 08 400 S : 1V/ μS

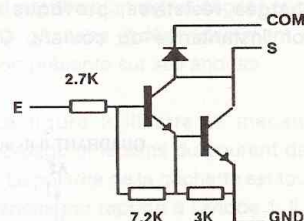
Schéma de détail

Le schéma de détail reprend intégralement la structure du synoptique.

La cellule mémoire et le décodage sont regroupés dans le même composant. Cette opération est réalisée par IC2 qui est une octuple bascule adressable (74LS259). Le décodage de la bascule s'effectue par les entrées A-B-C qui réalisent la sélection de 1 case mémoire parmi les 8. Ces 3 lignes sont gérées respectivement par les lignes D5, D6 et D7 de la prise Centronics. La donnée à mémoriser est appliquée sur l'entrée D IN et est contenue dans D4. La mise en mémoire est commandée par l'entrée CLK. Elle est pilotée par la ligne Strobe et la mémorisation s'opère quand cette ligne est à l'état bas. L'entrée CLR permet de réinitialiser toutes les sorties en les plaçant à l'état bas. La table de vérité de 74LS259 est donnée avec son brochage.

Le circuit IC1 assure la remise à zéro des sorties de la mémoire. C'est un double comparateur à collecteur ouvert (LM393). La tension de référence est fournie par le pont diviseur R4-R5 et est appliquée sur les 2 entrées moins. La première porte (1 2 3) reçoit le signal de commande de la ligne D3. Elle permet de commander la remise à zéro depuis l'ordinateur. La seconde porte (5 6 7) est pilotée par un circuit de délai constitué de R3 et C2. Cela assure une initialisation du circuit mémoire au moment de la mise sous tension du montage.

IC3 constitue l'interface de commande. C'est un octuple inverseur de puissance (ULN2803).



Structure de l'inverseur de puissance

Il permet de convertir un signal de type TTL en signal de puissance. C'est une interface de type collecteur ouvert. La structure de chaque cellule est donnée ci dessus. Il est constitué d'un montage Darlington. Les résistances sont adaptées pour pouvoir être compatible TTL en entrée. Tous les émetteurs sont reliés ensembles à la masse du boîtier (Patte 9). Chaque cellule comporte sur son collecteur une diode dont l'anode est reliée au collecteur. Toutes les cathodes sont reliées ensembles sur la patte COM (10) et peuvent être reliées à l'alimentation. Le rôle de ces diodes est de pouvoir supprimer les phénomènes de surtension qui peuvent apparaître sur une bobine au moment de

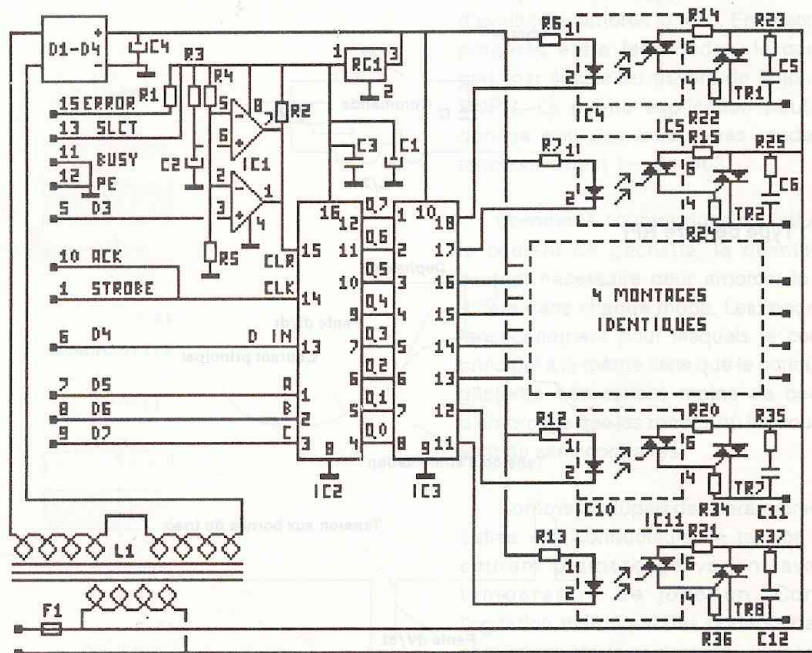


Schéma de l'interface de puissance

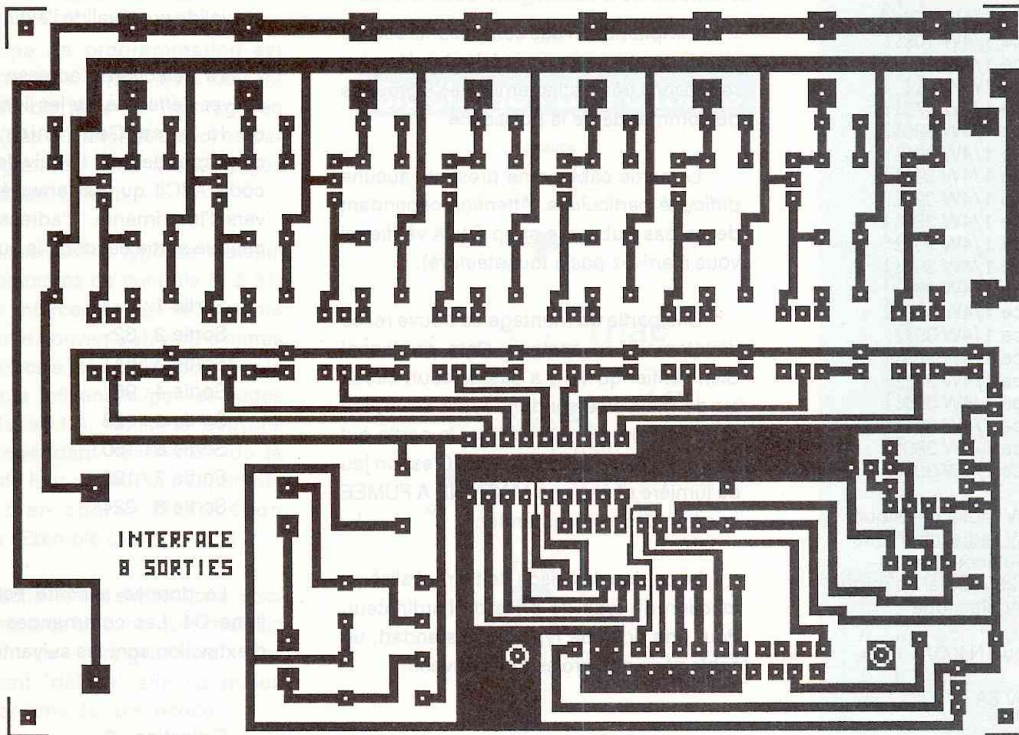
la commutation.

La suite du montage est constituée de 8 groupes identiques. L'étage d'isolation galvanique est assuré par IC4 qui est un opto-triac à déclenchement par passage par zéro (MOC3040). La résistance R6 limite le courant qui circule dans la LED de transmission. Sa valeur ne doit cependant pas être trop élevée afin de garantir le

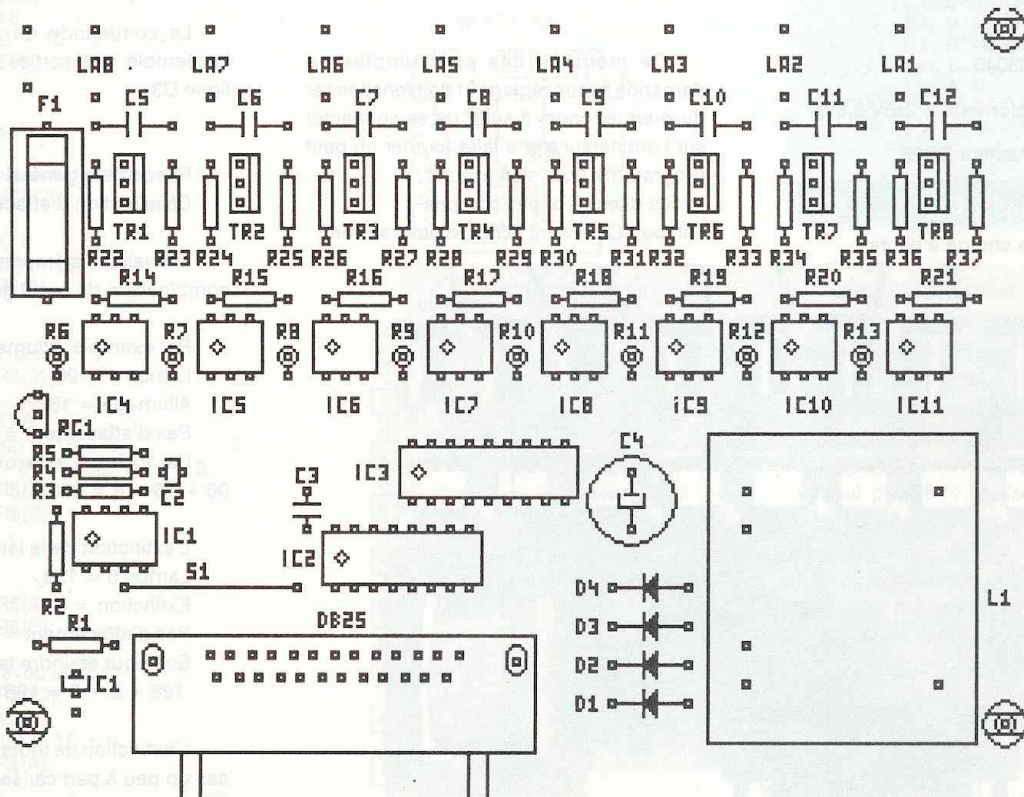
courant minimum d'enclenchement du triac de commande. La résistance R14 limite le courant qui passe dans ce triac et contrôle ainsi la puissance dissipée par ce composant. La résistance R22 garantit le courant de maintien du triac de commande indépendamment du type de triac de puissance TR1. Le réseau R23 C5 protège le triac TR1 contre des surcharges possibles. La valeur de ce réseau

d'anti-surtension doit être adaptée en fonction de la charge à piloter. C'est en particulier le cas pour des charges selfiques telles que des moteurs ou des transformateurs. La puissance de la résistance en particulier doit être revue en fonction de la puissance à absorber par le dispositif.

Le transformateur L1, le pont de diode



Circuit imprimé de l'interface de puissance



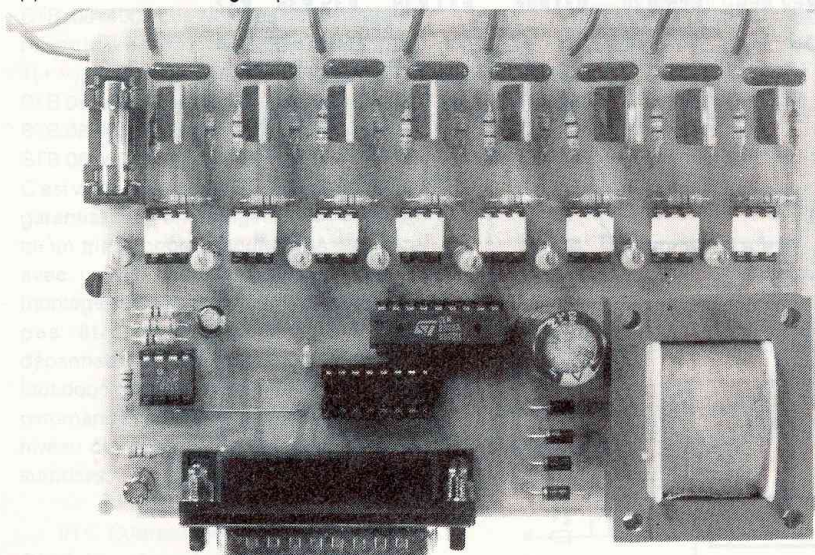
Implantation de l'interface de puissance

D1 à D4 et le condensateur C4 génèrent la tension continue qui viendra alimenter les diodes de transmission des opto-triacs. Le régulateur RG1 délivre une tension de 5 volts nécessaire pour l'alimentation de la partie TTL. Le fusible F1 assure une protection de l'ensemble. Sa valeur doit, là aussi, être adaptée en fonction des charges à piloter.

Liste du matériel

R1	Résistance 1/4W 4,7k Ω
R2	Résistance 1/4W 10k Ω
R3 à R5	Résistance 1/4W 100k Ω
R6 à R13	Résistance 1W 470 Ω
R14 à R21	Résistance 1/4W 470 Ω
R22	Résistance 1/4W 390 Ω
R23	Résistance 1/4W 39 Ω
R24	Résistance 1/4W 390 Ω
R25	Résistance 1/4W 39 Ω
R26	Résistance 1/4W 390 Ω
R27	Résistance 1/4W 39 Ω
R28	Résistance 1/4W 390 Ω
R29	Résistance 1/4W 39 Ω
R30	Résistance 1/4W 390 Ω
R31	Résistance 1/4W 39 Ω
R32	Résistance 1/4W 390 Ω
R33	Résistance 1/4W 39 Ω
R34	Résistance 1/4W 390 Ω
R35	Résistance 1/4W 39 Ω
R36	Résistance 1/4W 390 Ω
R37	Résistance 1/4W 39 Ω
C1	10 μ F 25V radial chimique
C2	10 μ F 25V radial chimique
C3	100 nF multicouche
C4	1000 μ F 25V radial chimique
C5 à C12	10nF 400V plastique
D1 à D4	1N4004 ou 1N4007
TR1 à TR8	Triac 400V 8A
RG1	78L05
IC1	LM393
IC2	74LS259
IC3	ULN2803
IC4 à IC11	MOC3040
L1	Transformateur 2x6V 3,5VA
X1	Connecteur DB25
F1	Fusible (*)

(*) Fonction de la charge à piloter



Vue d'ensemble de l'interface de puissance terminée

A vos fers...

Le circuit imprimé est donné sur la page précédente. Sa disposition a été étudiée afin de bien séparer la partie qui se trouve reliée avec l'ordinateur de celle qui se trouve reliée avec le secteur. La disposition des composants est suffisamment aérée pour éviter les risques de court-circuits lors du montage.

L'implantation des composants est elle aussi sur la page précédente. Nous y retrouvons très distinctement les 8 groupes de commande de la puissance.

La partie câblage ne présente aucune difficulté particulière. Attention cependant de ne pas oublier le strap S1 (A vérifier si vous n'arrivez pas à tout éteindre).

Une partie du montage se trouve reliée directement au secteur. Alors prudence! Bien vérifier qu'il n'y a pas de court-circuit ou de mauvaise soudure avant de mettre sous tension. De même pour la partie qui se trouve reliée à l'ordinateur. C'est un jeu de lumière et pas une MACHINE A FUMEE que l'on désire commander.

Le cordon de liaison doit être réalisé en fonction du type de prise de l'ordinateur. Pour une prise de type DB25 standard, un câble série non croisé doit convenir.

Ca marche

Ce montage des plus simples ne demande aucun réglage et doit fonctionner du premier coup. Il suffit de se connecter sur l'ordinateur et de faire tourner un petit programme pour s'en assurer. «Vous dites? "j'ai pas compris". «Ah oui! Comment écrire le programme?

Les ordres d'allumage ou d'extinction se passent grâce aux commandes d'impression du langage utilisé (LPRINT, WRITE, etc.).

Un ordre d'allumage ou d'extinction doit contenir trois informations qui sont la sélection d'adresse de la lampe à commander (1 à 8), la commande à exécuter (Allumage ou extinction) et un état qui valide ou dévalide l'extinction générale.

La sélection d'adresse de la sortie à activer s'effectue par les lignes D5 D6 et D7 de la prise Centronics. Ces lignes correspondent à l'équivalent binaire du code ASCII qui est envoyé normalement vers l'imprimante. L'adresse de base de chaque sortie est donc la suivante:

Sortie 1 : 0
Sortie 2 : 32
Sortie 3 : 64
Sortie 4 : 96
Sortie 5 : 128
Sortie 6 : 160
Sortie 7 : 192
Sortie 8 : 224

La donnée à écrire est située sur la ligne D4. Les commandes d'allumage et d'extinction sont les suivantes

Extinction : 0
Allumage : 16

La commande de remise à zéro de l'ensemble des sorties est pilotée par la ligne D3.

Effacement général : 0
Dévalidation d'effacement : 8

Les valeurs a "imprimer" sont donc une combinaison de ces 3 groupes de valeurs.

Par exemple: allumage de la lampe 4
Lampe 4 = 96
Allumage = 16
Pas d'effacement = 8
La valeur a produire est donc
96 + 16 + 8 = 120

L'extinction de la lampe 5 sera
Lampe 5 = 128
Extinction = 0
Pas d'effacement = 8
Soit pour éteindre la lampe 5:
128 + 0 + 8 = 136

L'extinction de toutes les lampes est un cas un peu à part car seul l'état de la ligne D3 placée au niveau bas est nécessaire. C'est pour cette raison qu'elle doit être

conservée à l'état haut dans les autres cas de commandes. L'extinction de toutes les lampes sera par exemple obtenue par $32 + 0 + 0 = 32$. De manière plus générale, l'extinction complète se produit avec $x + y + 0$.

Notons au passage que les lignes D2, D1 et D0 ne sont pas utilisées et n'ont aucune influence sur les sorties. Ainsi 121 aura le même effet que 122 ou que 120 et provoquera l'allumage de la lampe 4.

Le principe de programmation est donc extrêmement simple et il devient alors possible de tester le montage en mode direct (Cas du langage basic) ou par un petit programme (Cas des langages compilés : Pascal, C, etc.).

Attention: suivant le type de matériel utilisé, les caractères de contrôle (0 à 31) peuvent être interceptés par le système d'exploitation et convertis suivant d'autres codes. L'interface a été étudiée pour être le moins possible influencée par les codes CR et LF (13 et 10). Nous ne pouvons empêcher cependant l'extinction de la sortie 1 lors de leur envoi. Pour supprimer leur effet, bien choisir l'instruction d'impression (Exemple LPRINT val ;)

Pour parachever ces explications, voici un petit programme en basic qui simule un chenillard. Le programme est volontairement "décalé" afin de mieux saisir le mécanisme de commande.

```

1 ' Chenillard simple
5 LPRINT CHR$(32);
10 FOR I = 1 TO 8
15 A = ((I-1)*32) + 16 + 8
20 LPRINT CHR$(A);
25 PAUSE 10
30 A = A - 16
35 LPRINT CHR$(A);
40 NEXT I
100 ' Chenillard sans extinction
105 LPRINT CHR$(32);
110 PAUSE 100
115 FOR I = 1 TO 8
120 A = ((I-1)*32) + 16 + 8
125 LPRINT CHR$(A);
130 PAUSE 100
135 NEXT I
200 ' Chenillard croisé
205 LPRINT CHR$(32);
210 PAUSE 15
215 FOR I = 1 TO 8
220 A = ((I-1)*32) + 16 + 8
225 B = (((8-I)-(I-1))*32) + 16 + 8
230 LPRINT CHR$(A);
235 LPRINT CHR$(B);
240 PAUSE 15
245 A = A - 16
250 B = B - 16
255 LPRINT CHR$(A);
260 LPRINT CHR$(B);
265 NEXT I
300 ' Chenillard avec retour
305 LPRINT CHR$(32);
310 FOR I = 2 TO 8
315 A = ((I-1)*32) + 16 + 8
320 LPRINT CHR$(A);
325 PAUSE 10
330 A = A - 16
335 LPRINT CHR$(A);

```

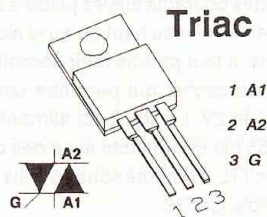
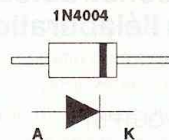
```

340 NEXT I
345 FOR I = 2 TO 8
350 B = (((8-I)-(I-1))*32) + 16 + 8
355 LPRINT CHR$(B);
360 PAUSE 15
365 B = B - 16
370 LPRINT CHR$(B);
375 NEXT I
380 GOTO 5

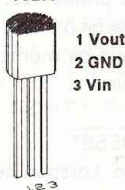
```

Ce programme très simple permet déjà d'obtenir des effets très intéressants. Libre à votre imagination d'en inventer de nouveaux.

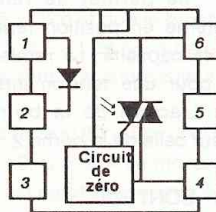
Brochages des circuits



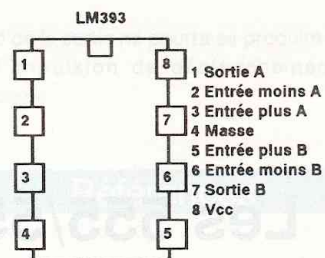
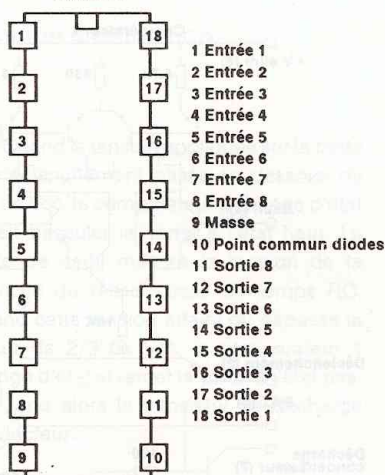
78L05



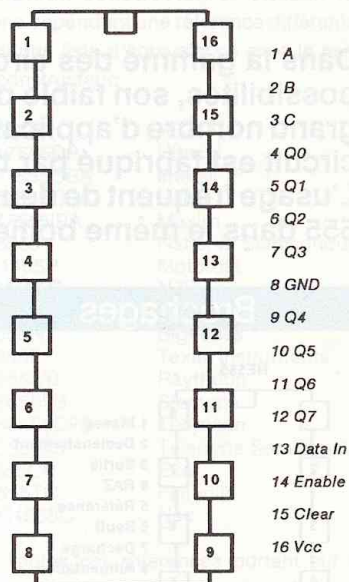
MOC3040



ULN2803



74LS259



Entrée	Sortie	Autres	Fonction
Clear G			
H	L	Q10	Ecriture
H	H	Q10	Mémoire
L	L	L	Démultiplexeur
L	H	L	Effacement

Sélection	Adresse
L L L	0
L L H	1
L H L	2
L H H	3
H L L	4
H L H	5
H H L	6
H H H	7

Conclusions

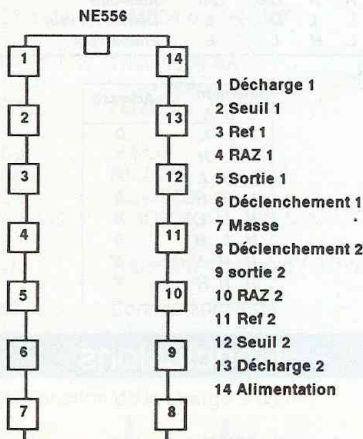
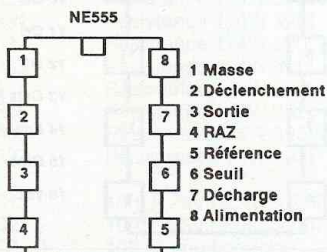
Jusqu'à 300W sur chaque sortie, ce montage ne nécessite pas de radiateurs sur les triacs. Au delà, le refroidissement est nécessaire. Songez à bien isoler les triacs entre eux. Cette application est un exemple d'interconnexion de périphériques sur un ordinateur. Elle donne une idée de base de ce qui peut être réalisé. Notre utilisation était spécialement orientée sur la commande de lampes (Charges résistives). Dans le cas de commande de charges selfiques (Moteurs, transformateurs), des précautions doivent être prises pour éviter les phénomènes de surtensions. L'ensemble de l'étage opto-coupleur, triac peut naturellement être remplacé par un relais, la philosophie restant la même.

E. DERET

Les 555/556 : Des circuits base de temps d'usage général

Dans la gamme des circuits intégrés spécifiques, le 555 est de loin le plus utilisé, car ses possibilités, son faible prix et sa facilité de mise en oeuvre font qu'on le rencontre dans un grand nombre d'applications aussi bien professionnelles que celles dites "grand public". Ce circuit est fabriqué par tous les grands constructeurs de semi-conducteurs. L'usage fréquent de deux 555 a conduit à l'élaboration de son grand frère qu'est le 556 (Deux 555 dans le même boîtier).

Brochages



Description du brochage

Patte 1 - Vss
Masse

Patte 2 - TRIGGER
Déclenchement. Le déclenchement s'effectue sur le front descendant d'une impulsion. Le seuil de déclenchement est égal à $1/2 V_{ref}$ soit $1/3$ de la tension d'alimentation lorsque la borne 5 n'est pas utilisée. Ce seuil varie donc avec V_{cc} . La tension de référence interne peut être modifiée en agissant sur la borne 5.

Patte 3 - OUTPUT
Sortie. La structure de l'étage de sortie permet des courants élevés jusqu'à 200mA aussi bien au niveau haut qu'au niveau bas. Toutefois, il faut parfois tenir compte de la tension de déchet qui peut être comprise entre 0,1 et 2V. Lorsqu'il est alimenté sous 5V, le 555 est compatible avec des circuits logiques TTL. Alimenté sous 15 volts, il sera compatible CMOS

La commande de charges inductives peut poser certains problèmes, il faut dans ce cas isoler la charge par un transistor ou une diode. Le temps de montée du signal est de 100 nS environ.

Patte 4 - RESET
Remise à zéro. Lorsque cette borne n'est pas utilisée, il est conseillé de la relier à V_{cc} afin d'éviter des enclenchements parasites. Elle permet de ramener le bistable interne en position repos et de décharger la capacité. La remise à zéro s'effectue pour une tension inférieure à 0,7 V typ. L'action de la borne 4 est prioritaire sur celle de la borne 2.

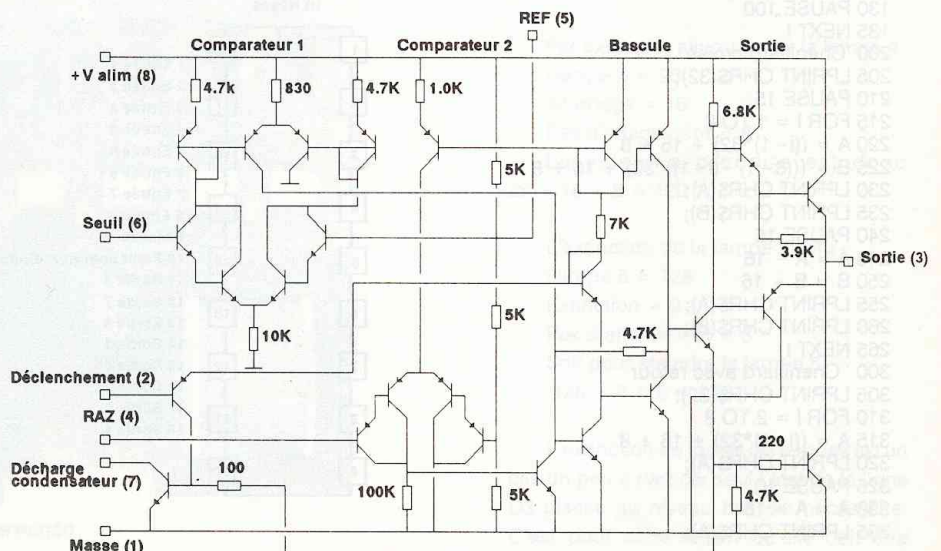
Patte 5 - CONTROL
Tension de référence. La tension de

référence est directement accessible par la borne 5. Un condensateur de faible valeur (10nF) élimine les impulsions parasites de l'alimentation. Si l'on applique une tension sur cette borne, le seuil de déclenchement du circuit sera égal à la moitié de cette tension. On peut ainsi faire varier la durée de temporisation sans modifier le réseau RC.

Patte 6 - THRESHOLD
Entrée du comparateur de temporisation. Pour de très fortes valeurs de R, le courant de fuite peut ne pas être négligeable devant le courant de charge ($R < 10M\Omega$).

Patte 7 - DISCHARGE
Décharge du condensateur.

Patte 8 - Vcc
Alimentation. Le fonctionnement du circuit est garanti de +5V à +15V. Il est conseillé de soigner l'alimentation pour obtenir les meilleurs résultats. Le courant d'alimentation pour une charge infinie est de 15 mA environ pour une tension de 15V.



zéro de la sortie ne pourra se produire que si l'impulsion de déclenchement à disparue.

Références

Ce produit est fabriqué par de nombreux constructeurs. Chacun lui donne cependant une référence différente. Voici une liste d'équivalence avec le nom du constructeur:

CA555E	RCA
HA17555DP	Hitachi
ICM7555CBA	Intersil
ICM7555CPA	Harris
ICM7555IPA	Maxim
LM555J	National Semiconductor
MC1455P	Motorola
MJM555D	NJR
NE555N	SGS
NE555N	Signetics
NE555P	Texas Instruments
RC555NB	Raytheon
TDB0555B	Siemens
TDB0555DP8	Thomson
TSC355AJ	Teledyne Semiconductor
XR555CP	Exar
μA555TC	Fairchild
μPC1558C	Nec

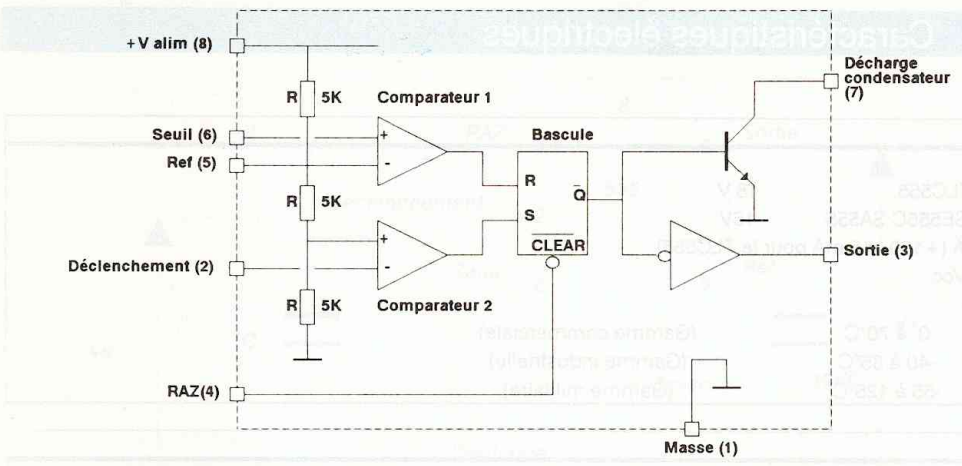
Toutes ces références portent sur le boîtier plastique DIL 8 broches. Il existe également une version DIL 14 broches ainsi qu'une version en boîtier métallique TO99

Applications

L'ensemble des applications utilisant le NE555 repose sur l'utilisation de 2 montages de base.

- Le monostable qui délivre une impulsion de largeur constante à chaque enclenchement.
- L'astable qui délivre un signal carré périodique.

Par l'utilisation d'un de ces montages ou par des combinaisons de ceux ci, il est possible de réaliser une multitude d'applications. Elles sont seulement limitées par l'imagination du concepteur.



Structure Fonctionnement

Dans le schéma interne représenté ci dessus, on distingue les parties suivantes:

- Deux comparateurs de tension et une bascule.
- Un pont diviseur R/R/R
- Un tampon amplificateur en sortie et un étage à collecteur ouvert.

La bascule

La bascule est de type classique R-S. Elle est pilotée par les entrées R (Reset = Mise à l'état bas de la bascule), S (Set = Mise à l'état haut) et la commande CLEAR (CLEAR = Initialisation à l'état bas). La sortie Q prend l'état inverse de la bascule. L'entrée CLEAR est prioritaire sur l'entrée S, elle même prioritaire sur l'entrée R. La commande RAZ est active à l'état bas. Les entrées R et S sont liées à l'état de la sortie des comparateurs.

Les comparateurs

La tension sur la broche 5 (Entrée moins du comparateur 1) vaut 2/3 de Vcc (A cause du pont diviseur). L'entrée R de la bascule sera active (R=1) si la tension appliquée à la broche 6 est supérieure à 2/3 de Vcc.

La tension appliquée à l'entrée plus du comparateur 2 est égale à la moitié de la tension appliquée à l'entrée moins du comparateur 1. Elle est donc égale à 1/3 de Vcc. L'entrée S de la bascule sera active (S=1) si la tension appliquée à la broche 2 est inférieure à 1/3 de Vcc

Comme S est prioritaire sur R, on peut dire que la broche 2 (Déclenchement) sera prioritaire sur la broche 6 (Seuil) quand ces 2 broches sont actives.

La tension de référence

L'entrée 5 (Ref) permet d'avoir accès au pont diviseur afin de modifier les seuils de tensions qui provoquerons les points de basculement de la bascule. Cela vient modifier les relations qui existent entre les éléments RC liés avec le temps T.

Les sorties

La sortie de la bascule est amplifiée pour fournir un courant de 200mA sur la broche 3 (Sortie). quelque soit son état (Haut ou bas). Ne jamais dépasser cette valeur.

La sortie 7 (Décharge) est une sortie à collecteur ouvert pouvant absorber un courant important afin de pouvoir décharger des capacités de forte valeur.

Remarques:

Il est important d'avoir présent à l'esprit que : si la tension appliquée à la broche 6 = Vcc et que la broche 2 = 0, on aura R=1 et S=1 ce qui aura pour effet de mettre la sortie de la bascule à 1.

Par contre si (6) = Vcc/2 et (2) = Vcc/2, on a R = 0, S = 0. A ce moment précis, la bascule est en phase mémoire, l'état de sa sortie dépend dans ce cas de son état précédent.

Principe d'utilisation

Quand la tension appliquée sur la patte de déclenchement passe en dessous de 1/3 de Vcc, le comparateur 2 change d'état et fait basculer la sortie à l'état haut. La patte de seuil mesure la tension de la capacité du réseau base de temps RC. Quand cette tension atteint ou dépasse la valeur de 2/3 de Vcc, le comparateur 1 change d'état et remet la sortie à l'état bas. Elle rend alors le transistor de décharge conducteur.

L'entrée déclenchement étant prioritaire sur l'entrée de seuil, la remise à



Caractéristiques électriques

Limites absolues			
Tension d'alimentation			
Vcc max	SE555 TLC555	18 V	
	NE555 SE555C SA555	16V	
Courant de sortie max	± 225mA (+ 150/-15 mA pour le TLC555)		
Tensions d'entrée	-0,3V à Vcc		
Dissipation max	600mW		
Température	NE555	0 à 70°C	(Gamme commerciale)
	SA555	-40 à 85°C	(Gamme industrielle)
	SE555	-65 à 125°C	(Gamme militaire)

Recommandations	
Tension d'alimentation	4,5V < Vcc < 16V
	2V < Vcc < 18V (TLC555 Version MOS)
Courant de sortie	< ± 200mA (Sauf TLC555)

Caractéristiques pour	Condition	NE555/SE555C/SA555			SE555			TLC555			Unité
		min	typ	max	min	typ	max	min	typ	max	
Seuil	Vcc = 15V	8,8	10	11,2	9,4	10	10,6	9,45	10	10,55	V
	Vcc = 5V	2,4	3,3	4,2	2,7	3,3	4	2,8	3,3	3,8	V
Déclenchement	Vcc = 15V	4,5	5	5,6	4,8	5	5,2	4,65	5	5,35	V
	Vcc = 5V	1,1	1,67	2,2	1,45	1,67	1,9	1,36	1,66	1,96	V
Courant de seuil			30	250		30	250		0,01		nA
Courant de déclenchement			500	2000		500	900		0,01		nA
Reset		0,3	0,7	1	0,3	0,7	1	0,4	1,1	1,5	V
Courant de Reset (Haut)			0,1	0,4		0,1	0,4		10pA		mA
Courant de Reset (Bas)			-0,4	-1,5		-0,4	-1		10pA		mA
Référence		9	10	11	9,6	10	10,4	2/3Vcc			V
		2,6	3,3	4	2,9	3,3	3,8	2/3Vcc			V
Consommation	Vcc = 15V		10	15		10	12	0,36	0,60		mA
	Vcc = 5V		3	6		3	5	0,17	0,35		mA
Courant de fuite décharge			20	100		20	100	0,1			nA
Sortie (Bas)	Vcc = 15V										
	Iol = 10mA		0,1	0,25		0,1	0,15		0,12	0,3	V
	Iol = 50mA		0,4	0,75		0,4	0,5		0,63	1	V
	Iol = 100mA		2	2,5		2	2,2		1,28	3,2	V
	Iol = 200mA		2,5			2,5					V
	Vcc = 5V										
	Iol = 5mA		0,1	0,35		0,1	0,2		0,13	0,3	V
	Iol = 8mA		0,15	0,4		0,15	0,25		0,21	0,4	V
	Vcc = 15V										
	Ioh = -100mA	12,75	13,3		13	13,3					V
Ioh = -200mA		12,5V			12,5					V	
Ioh = -10mA								12,5	14,2	V	
Ioh = -5mA								13,5	14,6	V	
Ioh = -1mA								14,2	14,9	V	
Vcc = 5V											
Ioh = -100mA	2,75	3,3		3	3,3					V	
Ioh = -1mA								4,1	4,8	V	
Temps de montée		100	300		100	200		20	75		nS
Temps de descente		100	300		100	200		15	60		nS

L'étude des caractéristiques montre que les seuils des comparateurs ne sont pas rigoureusement égaux à 2/3 de Vcc et 1/3 de Vcc mais compris dans une fourchette due aux tolérances des résistances et aux offsets des comparateurs.

Les courants de polarisation de l'entrée 6 (< 250 nA) et de l'entrée 2 (< 2µA) limiteront les valeurs maximum des résistances de charge du condensateur.

Si Vcc = 5V, on prendra Rmax = 3,4MΩ

Si Vcc = 15V, on prendra Rmax = 10MΩ

Les caractéristiques sont identiques pour les séries NE556, SE556 et TLC556



Le monostable

Son rôle est de délivrer une impulsion constante pour une impulsion de commande d'une durée quelconque.

Dans sa version la plus simple 2 composants extérieurs au NE555 suffisent. (R et C). La capacité de 10nF est facultative et sert uniquement au filtrage de la tension de référence.

V_e déclenche le circuit quand sa tension est inférieure à $1/3$ de V_{cc} (Sur le front descendant). La bascule est mise à "1" et comme $V_c = 0$, elle reste à "1" quand V_e redevient supérieure à $1/3$ de V_{cc} . Le transistor de décharge est bloqué et C se charge à travers R. Quand V_c atteint $2/3$ de V_{cc} , la bascule et la sortie du circuit sont mises à "0". Il en est de même de la sortie Décharge et C se décharge instantanément. Le circuit est prêt à redémarrer.

Le temps T de l'impulsion de sortie est donné par le temps de charge de C de 0 Volts à $2/3$ de V_{cc} d'où

$$T = RC \ln((V_{cc}-0)/(V_{cc}-(2/3)V_{cc}))$$

$$T = RC \ln 3 = 1,1 RC$$

On obtient un temps T indépendant de la tension d'alimentation (Car V_{cc} disparaît après développement)

La figure ci contre illustre l'évolution des tensions V_e (Tension de commande), V_c (Tension aux bornes du condensateur) et V_s (tension de sortie).

Le cas 1 donne l'enclenchement par une impulsion de commande de durée inférieure à la période T. L'impulsion de sortie à une durée égale à T.

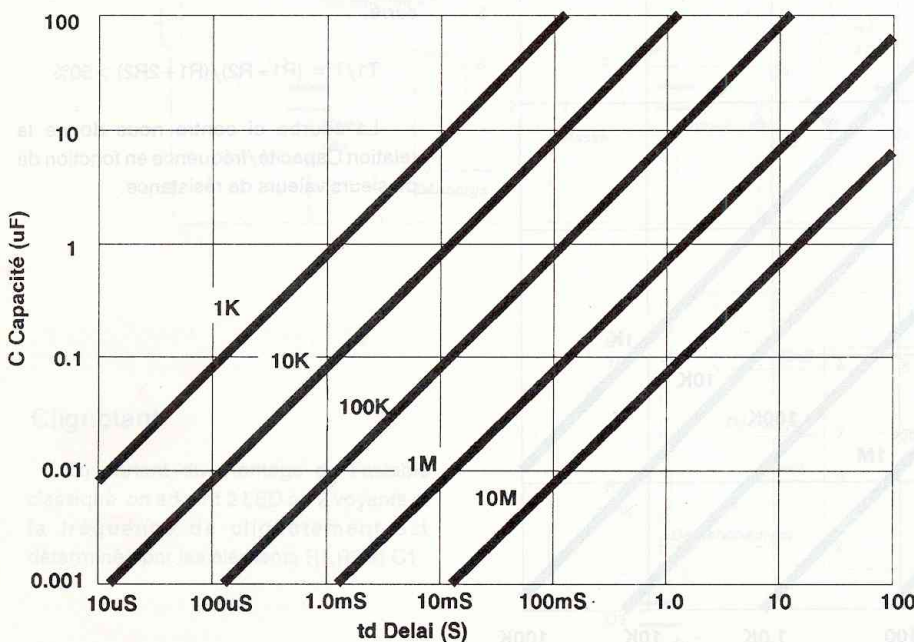
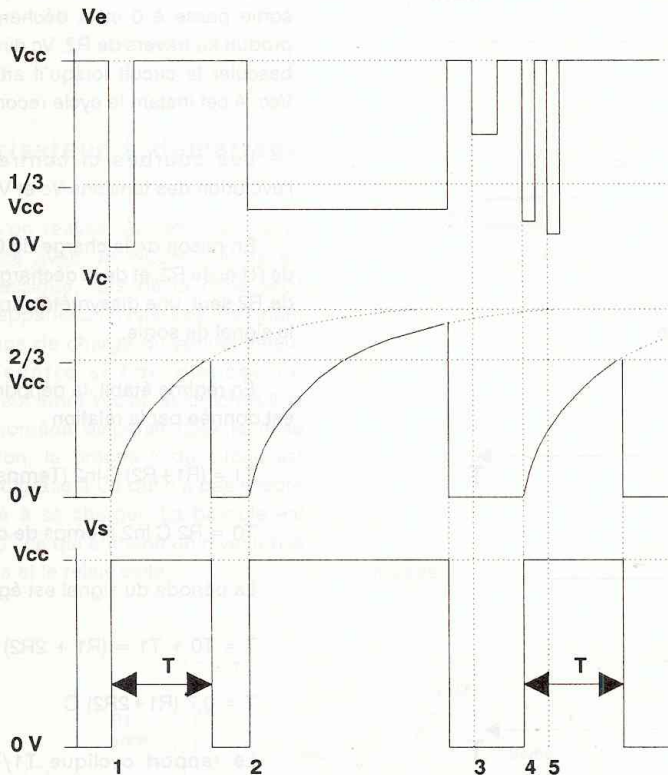
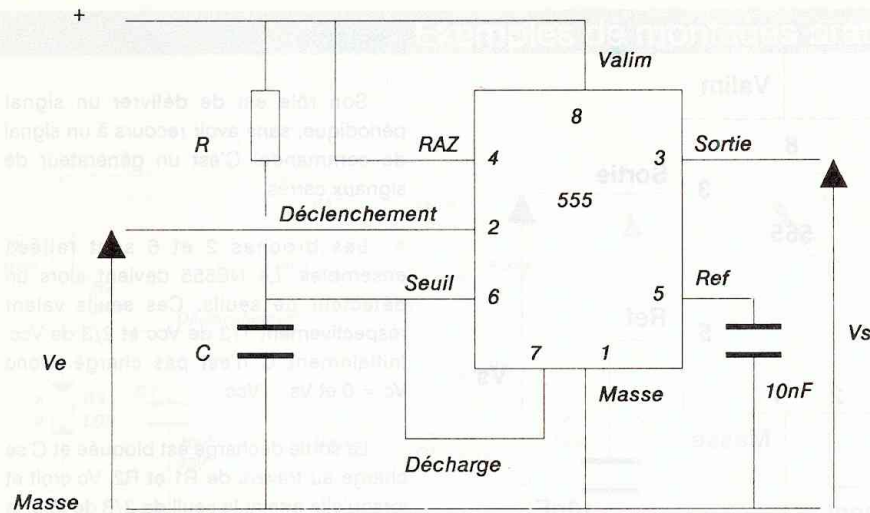
Le cas 2 donne l'enclenchement par une impulsion de commande de durée supérieure à la période T. L'impulsion de sortie est identique à celle d'entrée.

Le cas 3 représente une impulsion de commande qui n'atteint pas le seuil de déclenchement. La sortie ne change pas d'état.

Le cas 4 est une impulsion identique à celle du cas 1 qui enclenche la sortie.

Le cas 5 est le cas d'une impulsion qui intervient quand la sortie est déjà enclenchée. Elle n'a aucun effet.

Le tableau ci contre donne la relation Capacité/durée en fonction de plusieurs valeurs de résistances.



L'astable

Son rôle est de délivrer un signal périodique, sans avoir recours à un signal de commande. C'est un générateur de signaux carrés.

Les broches 2 et 6 sont reliées ensemble. Le NE555 devient alors un détecteur de seuils. Ces seuils valent respectivement $1/3$ de V_{cc} et $2/3$ de V_{cc} . Initialement C n'est pas chargé. Donc $V_c = 0$ et $V_s = V_{cc}$.

La sortie décharge est bloquée et C se charge au travers de R1 et R2. V_c croît et lorsqu'elle atteint le seuil de $2/3$ de V_{cc} , la sortie passe à 0 et la décharge de C se produit au travers de R2. V_c diminue et fait basculer le circuit lorsqu'il atteint $1/3$ de V_{cc} . A cet instant le cycle recommence.

Les courbes ci contre donnent l'évolution des tensions V_c et V_s .

En raison de la charge de C au travers de R1 et de R2, et de la décharge au travers de R2 seul, une dissymétrie apparaîtra sur le signal de sortie.

En régime établi, la période de charge est donnée par la relation

$$T_1 = (R_1 + R_2) C \ln 2 \text{ (Temps de charge)}$$

$$T_0 = R_2 C \ln 2 \text{ (Temps de décharge)}$$

La période du signal est égale à

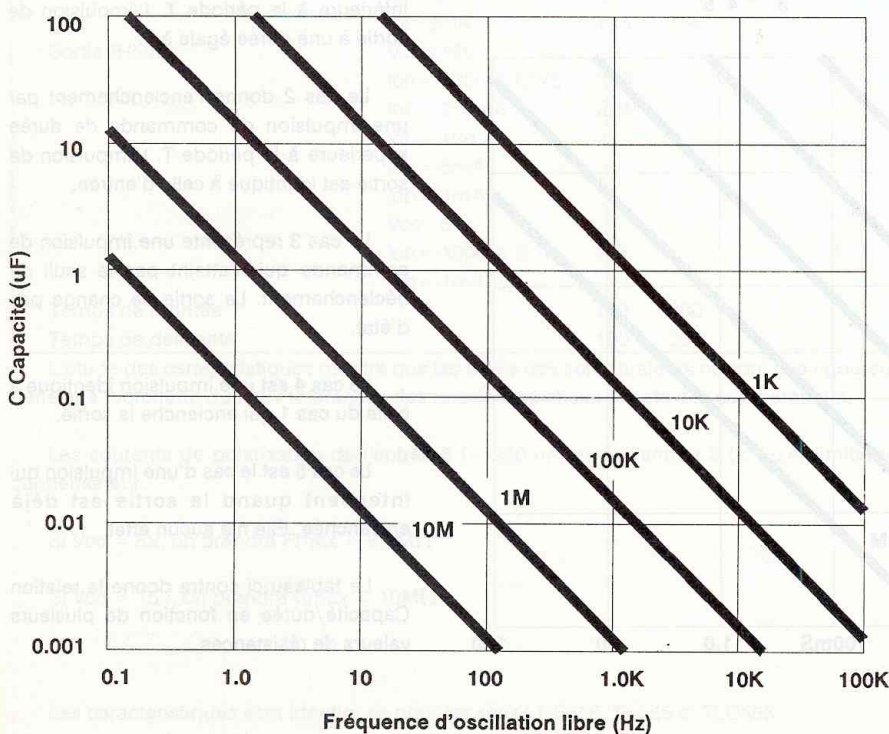
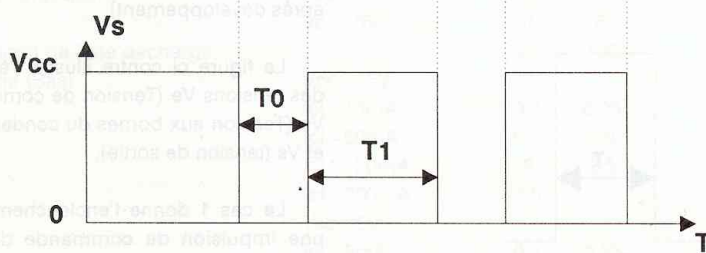
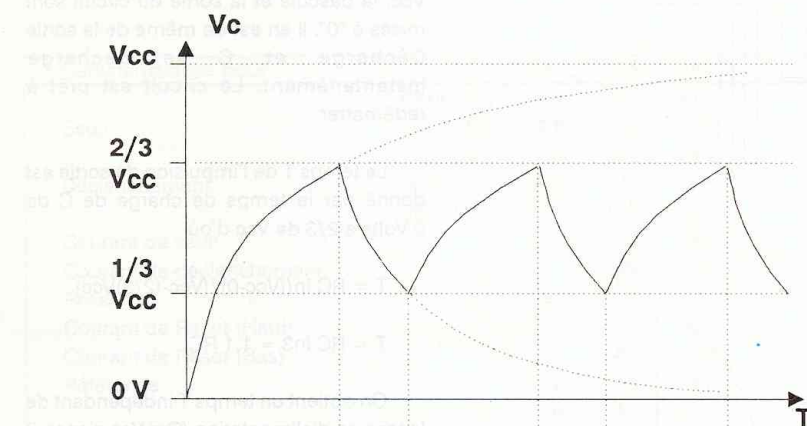
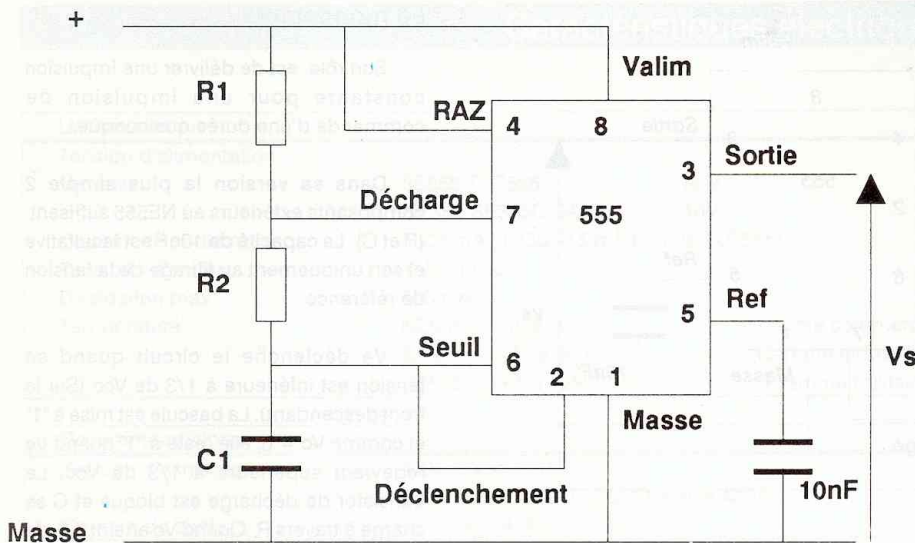
$$T = T_0 + T_1 = (R_1 + 2R_2) C \ln 2$$

$$T = 0,7 (R_1 + 2R_2) C$$

Le rapport cyclique T_1/T ne nous permet donc pas d'avoir un vrai signal carré.

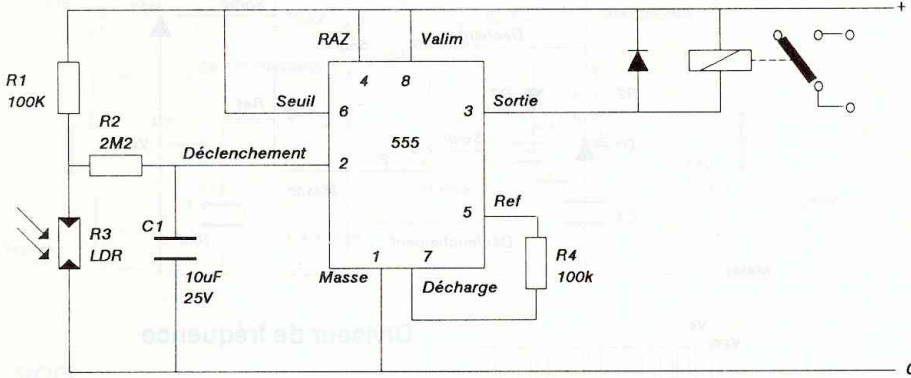
$$T_1/T = (R_1 + R_2)/(R_1 + 2R_2) > 50\%$$

La courbe ci contre nous donne la relation Capacité/fréquence en fonction de plusieurs valeurs de résistance.



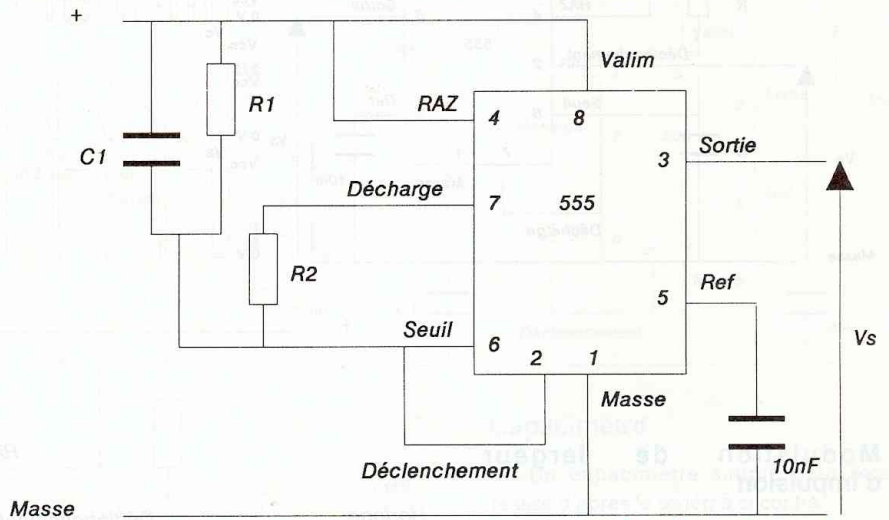
Déclencheur photo-électrique

Dans ce montage le NE555 est utilisé en comparateur. La variation de résistance d'une LDR permettra de faire varier les seuils de basculement du circuit et de mettre en fonctionnement d'une manière automatique un éclairage extérieur, par exemple. Il est évident qu'un autre type de capteur peut être utilisé (CTN, CTP, etc.).



Temporisateur à démarrage rapide

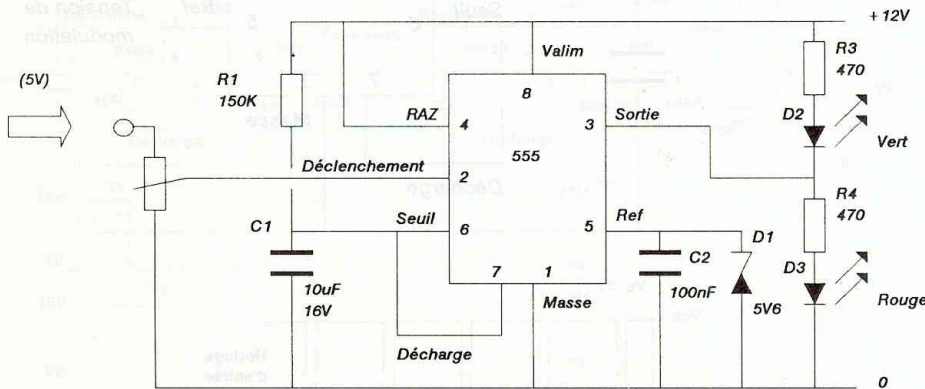
Lorsqu'on réalise un cadenceur pour essuie-glace avec un NE555 monté en astable classique, lors de la mise sous tension, il apparaît un hystérésis important du au temps de charge du condensateur C1. Par contre si l'on dispose ce condensateur entre Vcc et les broches 6 et 2, le phénomène disparaît. Dès la mise sous tension, la broche 6 du circuit est reliée à Vcc grâce à C1 qui n'a pas encore commencé à se charger. La bascule est remise à "0", ce qui entraîne un niveau bas sur la sortie et le relais colle.



Indicateur de chute de tension

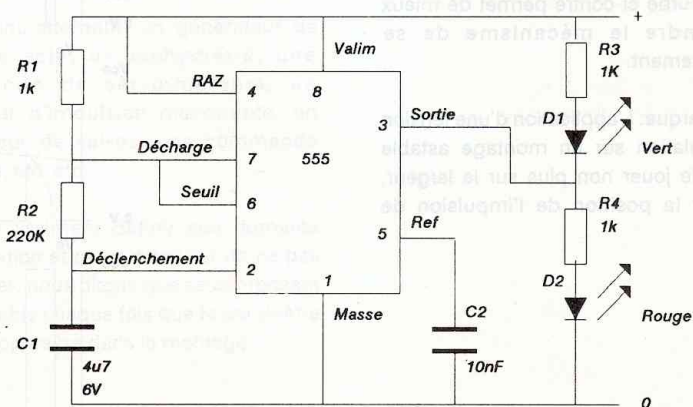
Ce schéma montre le NE555 en position de "surveillance". La temporisation est au repos tant que la tension d'entrée dépasse le seuil déterminé à l'aide du potentiomètre P. La sortie est à "0" et la LED verte est allumée.

Si la tension à l'entrée de P chute, le circuit va basculer et la LED rouge s'allumer. Ce circuit sera surtout utilisé pour surveiller des tensions, mais compte tenu de sa réponse rapide, il pourra être utilisé comme circuit disjoncteur dans les alimentations stabilisées.



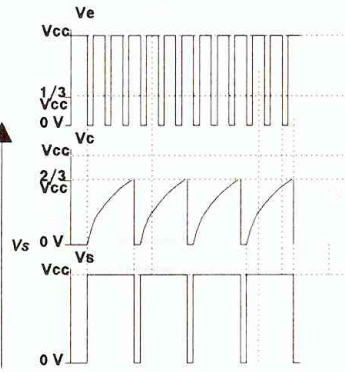
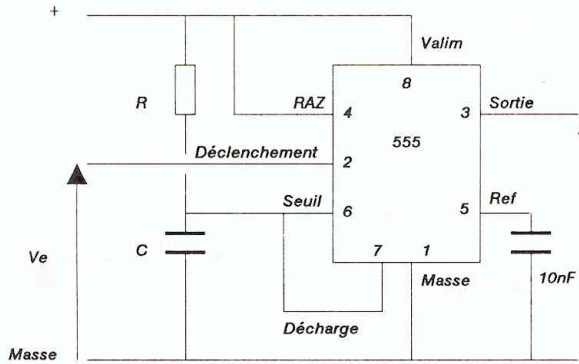
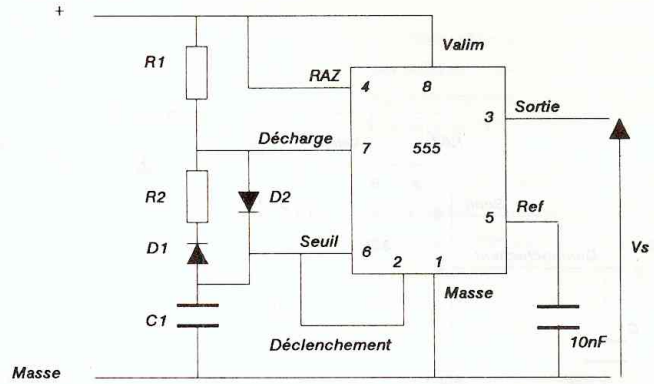
Clignotant

En partant du montage de l'astable classique, on adjoint 2 LED ou 2 voyants et la fréquence de clignotement est déterminée par les éléments R1, R2 et C1



Astable à rapport cyclique ajustable

Un des inconvénients du montage astable est d'avoir un rapport cyclique qui n'est pas ajustable car la résistance R2 intervient à la charge et la décharge du condensateur. Ce montage permet d'avoir l'ensemble R1-D2 qui pilote la charge et l'ensemble R2-D1 la décharge. En adaptant la valeur des résistances, il devient alors possible d'avoir les rapports cycliques désirés.



Diviseur de fréquence

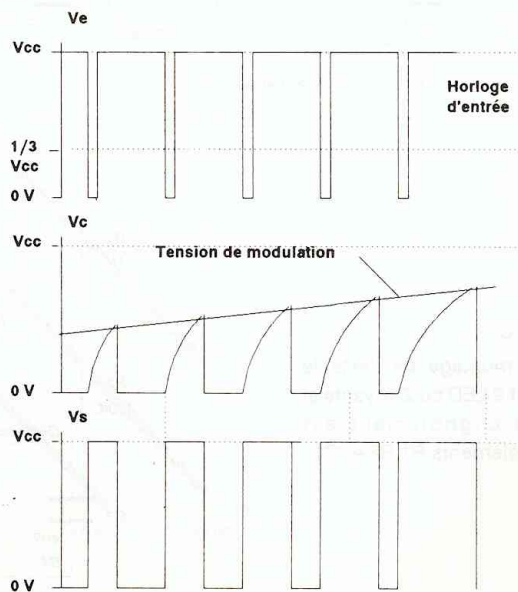
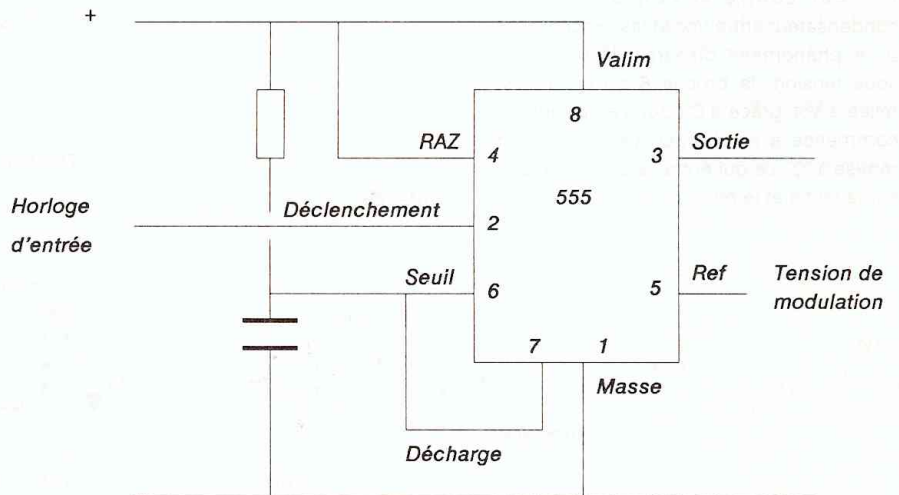
Un exemple d'utilisation du montage monostable est son application en diviseur de fréquence. Les courbes données si contre illustrent le cas d'une division de fréquence par 3.

Modulation de largeur d'impulsion

Ce montage est une illustration de l'utilisation de la patte Ref. En appliquant une tension de modulation sur cette patte dans le cas du montage monostable, il devient possible de moduler la largeur des impulsions de sortie. Le montage est déclenché par l'horloge appliquée sur la patte 2. Cette horloge est de fréquence et de rapport cyclique constants. Le condensateur se charge jusqu'à la valeur de la tension appliquée sur la patte Ref. La vitesse de charge étant définie par la constante RC (Constante de temps), il apparait donc que la durée de charge devient dépendante de la tension de modulation.

La courbe ci contre permet de mieux comprendre le mécanisme de se fonctionnement.

Remarque: L'application d'une tension de modulation sur un montage astable permet de jouer non plus sur la largeur, mais sur la position de l'impulsion de sortie.



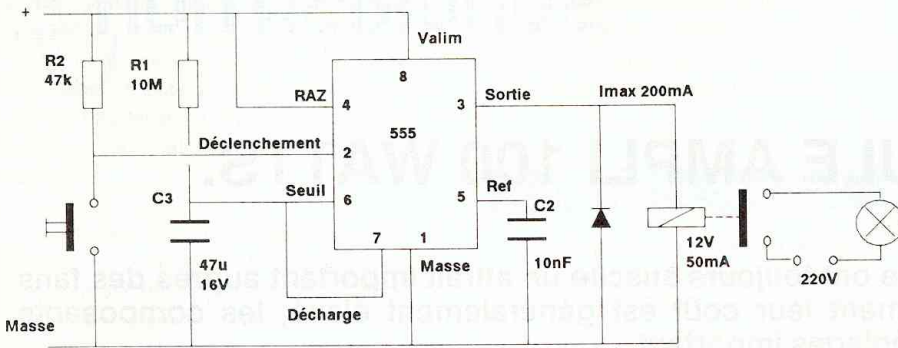
Minuterie

Le NE555 se prête facilement à ce type d'application, où il est utilisé en monostable, mais avec un fonctionnement immédiat dès que l'impulsion de commande est transmise.

Le temps de fonctionnement de la minuterie est bien entendu donné par:

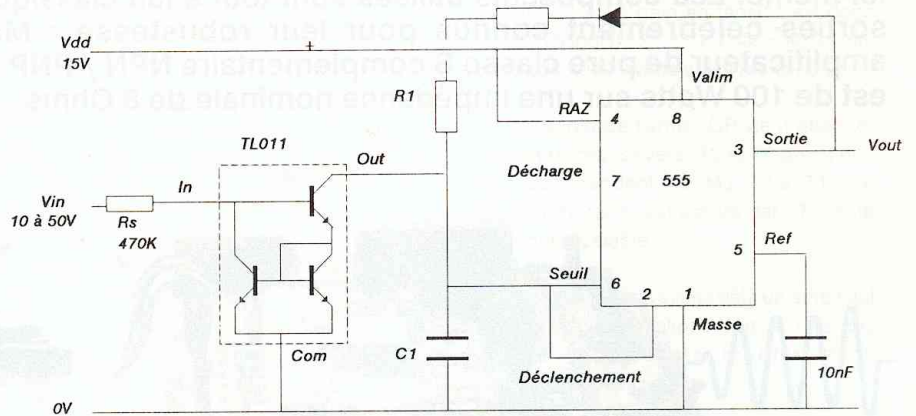
$$1,1 * R1 C3 = T \text{ en secondes.}$$

Note: Dans les formules utilisées T est exprimé en secondes, R en ohms et C en Farads. Pour mémoire la fréquence $F = 1/T$ est exprimée en Hertz (Hz).



VCO

En adjoignant quelques composants extérieurs, une infinité de réalisations peuvent être faites à partir de NE555. Par exemple un VCO (Oscillateur commandé en tension) peut être réalisé en incorporant un "miroir du courant" (Composant qui convertit très fidèlement toute variation de tension en variation de courant) qui servira à "limiter" la charge du condensateur C, donc à faire varier la fréquence du montage en fonction de la tension appliquée au miroir de courant.



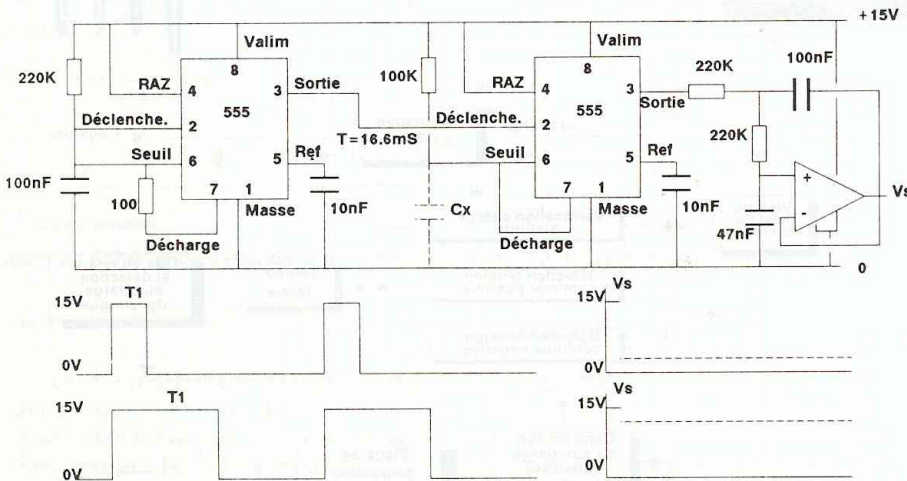
Capacimètre

Un capacimètre simple peut être réalisé d'après le schéma ci contre.

Le premier étage monté en astable délivre un signal périodique de période $T = 16,6 \text{ mS}$. Ces impulsions sont utilisées pour enclencher le second étage qui est monté en monostable. La durée de l'impulsion de sortie est fonction de la valeur de la capacité Cx à mesurer. L'étage de sortie est un intégrateur chargé de délivrer la valeur moyenne de la tension de sortie du monostable. Comme la période de l'impulsion de sortie est de la forme

$$T = K Cx$$

la tension de sortie est une fonction linéaire de la valeur du condensateur à mesurer



Conclusions

Le domaine d'application du NE555 est sans limite et les quelques exemples donnés dans le chapitre précédent ne sont qu'un faible aperçu de ses possibilités. Voici d'autres exemples d'utilisation:

Une commande de moteur à courant continu (Hacheur de tension), un convertisseur de tension continu-continu

ou continu-alternatif, un générateur de dent de scie, un tachymètre, une commande de servo-moteurs, un détecteur d'impulsion manquante, un générateur de salves, une commande d'alarme, etc.,etc.

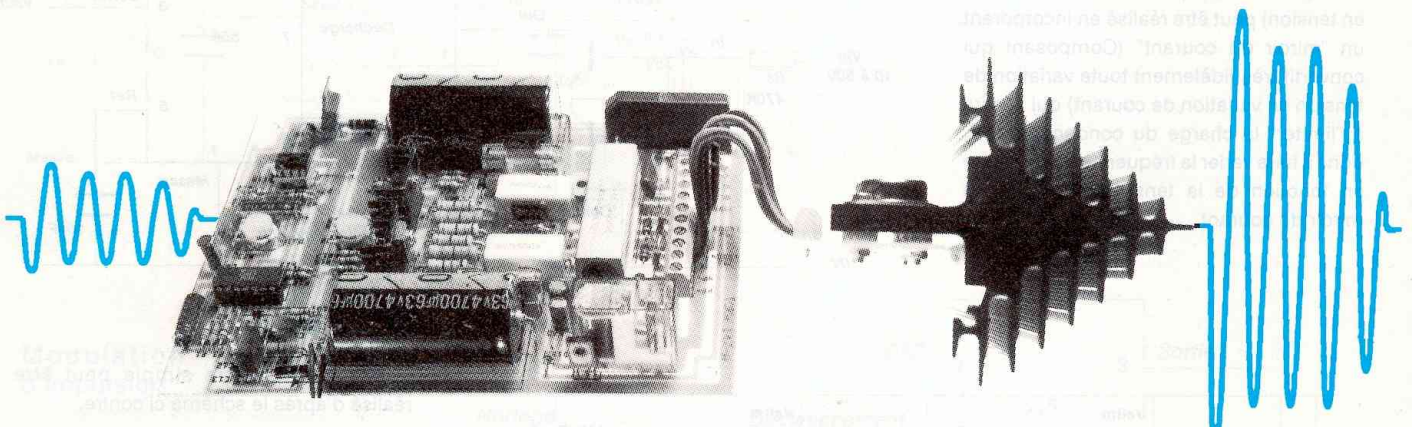
Pour vraiment définir son domaine d'application et ce en étant sûr de ne pas en oublier, nous dirons que ce composant est utilisable chaque fois que le paramètre temps apparaîtra dans le montage.



UN MODULE AMPLI 100 WATTS.

Les amplificateurs de puissance ont toujours suscité un attrait important auprès des fans de sonorisation. Malheureusement leur coût est généralement élevé, les composants introuvables ou le nombre de réglages important.

Voici un montage qui, pour un coût modéré, offre néanmoins des caractéristiques intéressantes et une protection complète aussi bien des haut-parleurs que de l'amplificateur lui-même. Les composants utilisés sont tout à fait classiques ainsi que les transistors de sorties célèbres connus pour leur robustesse : MJ15003 & MJ15004. C'est un amplificateur de pure classe B complémentaire NPN / PNP. La puissance totale disponible est de 100 Watts sur une impédance nominale de 8 Ohms.



SYNOPTIQUE DE LA CARTE

L'ensemble du montage pour un amplificateur est réparti sur deux cartes. Une des deux cartes contient l'ensemble de l'amplificateur et des sécurités, la seconde ne recevant que les transistors de puissance et un bornier de raccordement.

Le synoptique complet est visible en figure 1.

L'amplificateur par lui-même est composé des sous ensembles préampli, pilotage des étages de sortie et des deux étages de puissance. Tout le reste du synoptique représente la structure des sécurités et les alimentations.

Sécurités.

Le comportement des sécurités est le suivant :

A la mise sous tension de l'amplificateur, le relais de commutation du haut parleur est au repos : la cellule

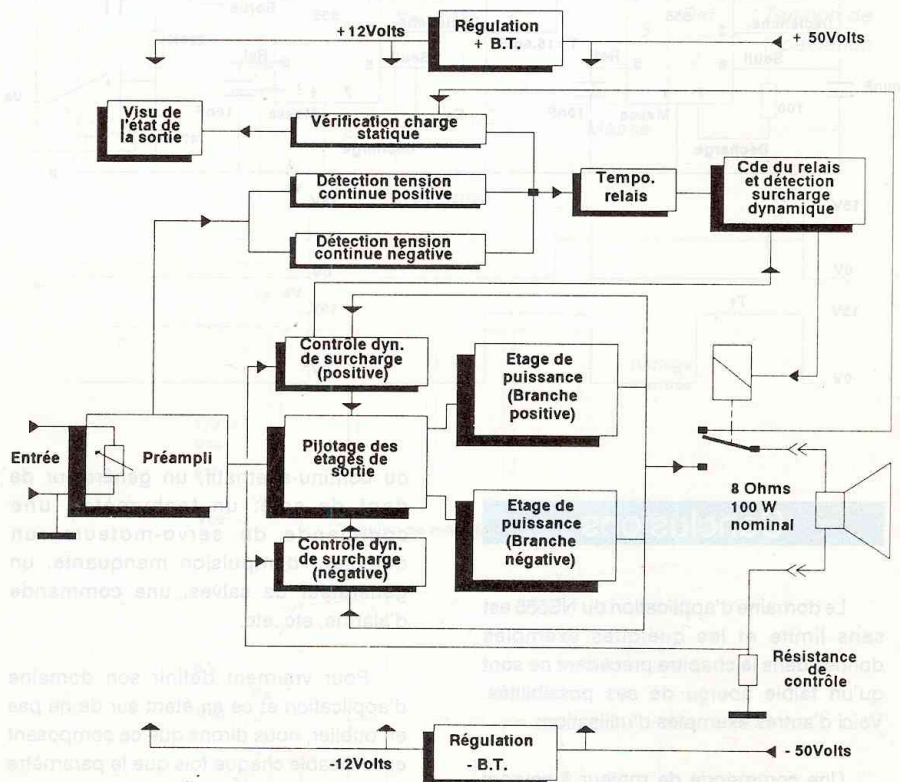


Figure 1 : Synoptique de l'ensemble amplification, alimentations et sécurités.



"vérification charge statique" contrôle l'impédance de la charge connectée en sortie. Si cette charge correspond aux spécification de fonctionnement, le relais "colle" après environ 3 à 5 secondes. Cette temporisation évite de transmettre au haut parleur des tensions anormales dues au temps de stabilisation de l'électronique de puissance.

Lorsque le relais est collé, les sécurités passent en mode de contrôle dynamique : 1 / contrôle de surcharge sur la sortie susceptible d'entraîner un échauffement anormal des étages de puissance, 2 / contrôle de la composante continue moyenne sur la sortie afin de parer à toute

L'utilisation d'une résistance de contrôle permanent de faible valeur placée en série avec le H. P. n'affecte le rendement global que très faiblement, par contre c'est grâce à elle que l'on peut savoir à tout moment ce qui se passe sur la sortie.

Le schéma de détail

Nous le décomposerons en deux parties pour plus de clarté. La figure 2 représente le schéma de l'amplificateur seul et des alimentations basse tension et la figure 4 la gestion des sécurités. Les sorties S1 et S2 correspondent aux liaisons avec la gestion des sécurités.

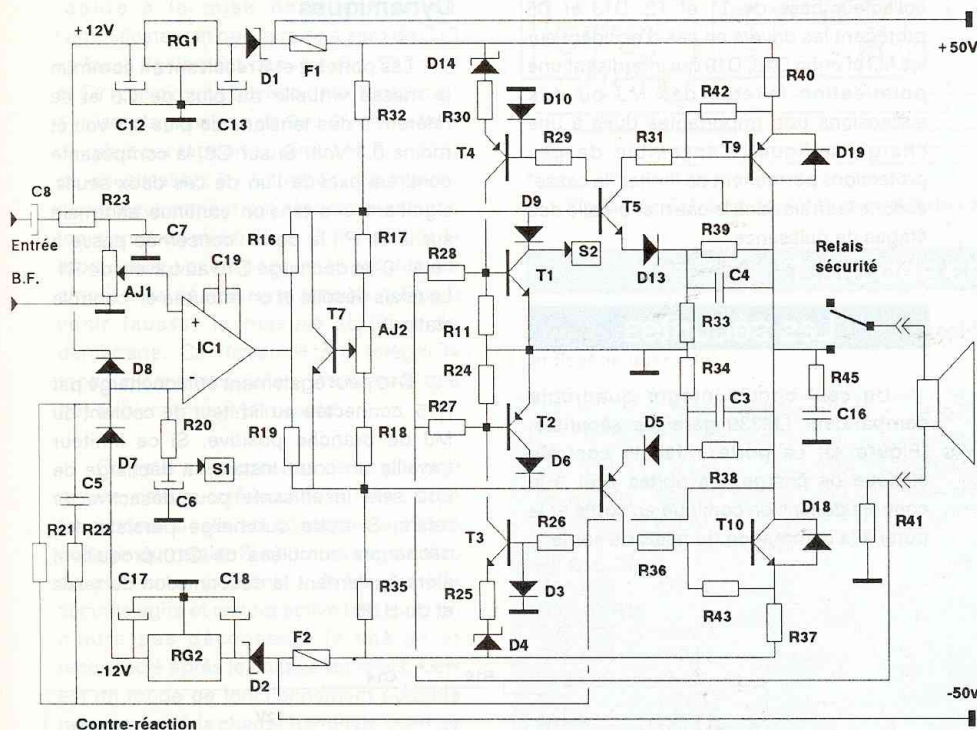


Figure 2 : Schéma de détail de la partie amplification, limiteurs et alimentation B.T.

destruction du ou des haut parleurs.

Le comportement des sécurités dynamiques est le suivant : en fonctionnement normal, si un court-circuit intervient sur la charge de sortie, les transistors sont protégés par un limiteur de courant progressif. Ce limiteur informe en même temps le module "commande du relais et détection de surcharge" qui met le relais hors service si la surcharge ne disparaît pas. La sécurité repasse alors en mesure statique et ne réenclenche le relais que lorsque cette surcharge aura disparu.

Rassurez-vous, tout ce fonctionnement qui peut paraître complexe ne met pas un microprocesseur en jeu pour être effectué : c'est un simple LM339 et quelques astuces qui garantissent ces fonctions.

L'amplificateur

Le signal d'entrée doit être d'un niveau égal ou supérieur à 0 dB (0.775 V) et est appliqué sur l'ajustable AJ1. Cet ajustable permet de compenser les niveaux trop élevés de certaines tables de mixage ou autres sources audio. Il est d'une valeur de 100 kΩ afin de pouvoir connecter en entrée de chaque amplificateur un potentiomètre principal (Master) de 100 kΩ également ce qui ramène l'impédance d'entrée à une valeur normalisée de 47 kΩ. Dans le cas d'une entrée directe sur l'amplificateur, AJ1 devra être de 47 kΩ.

C8 isole d'une composante continue extérieure éventuelle et l'ensemble R23 / C7 coupe les fréquences élevées hors du spectre audio. Ce signal attaque ensuite l'entrée plus d'un ampli OP dont la contre réaction est prélevée directement sur la

sortie H. P. Les diodes D7 et D8 protègent l'ampli OP de tensions anormalement élevées en cas de "pépín" sur les étages de puissance.

La contre réaction appliquée à l'entrée moins se compose de R20 à R22 et de C5 - C6. En fonctionnement normal, le plus de C6 est virtuellement une masse en dynamique et en statique : on y trouve zéro volt aussi bien en alternatif qu'en continu. Si un déséquilibre en continu survient et persiste au niveau de la puissance, on retrouvera ce déséquilibre aux bornes de C6 : ce point sera l'une des mesures permanente pour les sécurités. C'est cette boucle de contre réaction qui détermine le gain général de l'ampli égal à R21/R20 soit environ 37.3. Le gain en tension est donc de : $0.775 (0dB) * 37.3 * 1.4142 = 40.9$ Volts crête soit 104.7 Watts efficaces sur 8 Ω.

La sortie de l'ampli OP vient attaquer les bases des "drivers" T5 et T6 qui, à leur tour, commandent les "MJ" T9 et T10. Le courant de repos est assuré par T7 monté en zener ajustable.

A ce point nous avons déjà un ampli qui fonctionne. Nous allons voir le rôle des autres composants montés dans l'amplificateur.

Les limiteurs dynamiques

Les "MJ" sont des transistors qui supportent 140 Volts de Vce max et 20 Ampères de courant collecteur continu, ce qui ne veut pas dire qu'ils supportent les deux en même temps (Ce qui ferait quand même 2.8 kW !!! : peut être possible dans une dizaine d'années, qui sait ?). La puissance maxi de ce transistor est de 250 W. La courbe de ce produit courant tension maxi admissible est définie par la température maxi de jonction, la zone de "second claquage" propre à chaque transistor et les limites absolues courant / tension.

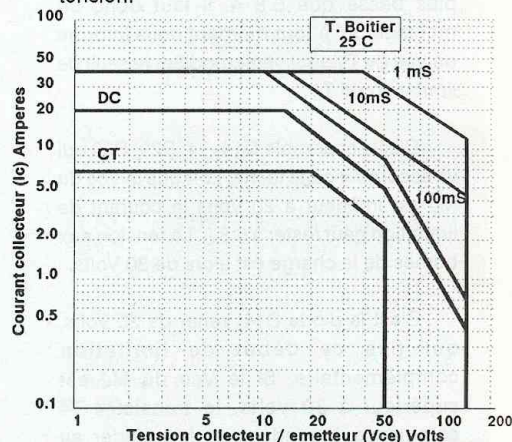


Figure 3 : Limites des MJ et zone de travail adoptée

La figure 3 donne la zone dans laquelle il faut travailler : en dessous des segments de droite marqués "DC" si on ne désire pas transformer le TO3 en porte-clefs !. Les zones supérieures sont déjà "à haut risque" et correspondent à des régimes impulsionnels dont la durée est indiquée.

Dans notre amplificateur, le courant collecteur maxi suivra la courbe indiquée "CT" afin d'obtenir le maximum de fiabilité en toutes conditions.

Nous analyserons la limitation de courant uniquement sur la branche positive de l'amplificateur, ici encore le montage étant totalement symétrique.

L'information du courant circulant au travers des transistors et également au travers du H. P. est prélevée aux bornes de R41 de 0.39 Ω .

On sait que pour une charge de 8 Ω , le courant crête qui pourra exister est de 5 Ampères. Afin de ne pas limiter trop tôt et gêner la dynamique de l'ampli le courant de limitation a été fixé à 6.8 A environ par R28, R11 et T1. A partir de ce courant limite, le transistor T1 commence à conduire bloquant la commande appliquée au "driver" T5.

La courbe de travail des MJ indique cependant que ce courant de 6.8 A ne peut pas être assuré pour toutes les tensions collecteur / émetteur. En effet le Vce max que verra T9 est au maximum de 100 Volts lorsque T10 est proche de la saturation : à ce moment aucun courant ne circule dans T9 sinon que le courant de repos.

A l'attaque de l'alternance positive, c'est T9 qui commence à fournir le courant dans la charge et à cet instant son Vce est de 50 Volts. Si une anomalie survient sur la charge à ce moment, le courant de limitation doit être d'une valeur beaucoup plus basse que 6.8 A. Il faut donc un montage qui à tout moment nous informe du Vce de T9 pour venir modifier le seuil de limitation de T1.

C'est l'ensemble D14, T4, R29, R30 qui va accomplir cette tâche. Lorsque le Vce du MJ est inférieur à 20 Volts le courant de limitation peut rester à 6.8 A. La tension aux bornes de la charge est alors de 30 Volts.

C'est la diode D14, zener de 20 Volts, qui fixe ce début de limitation complémentaire. Si le Vce du MJ est supérieur à 20 Volts, le transistor T4 commence à conduire et à apporter au limiteur T1 un courant supplémentaire égal à $(Vce MJ - 20 V) / R30$.

Ce courant sera maximum quand la tension aux bornes de la sortie H. P. sera

égale ou inférieure à 0 Volts. Ce courant complémentaire est alors d'environ 3.6 mA et le courant maxi dans la charge est alors limité à 2.41 A. La diode D10 vient bloquer cette consigne à ce maximum pendant l'alternance négative et empêche une polarisation directe de la jonction collecteur base de T4.

L'ensemble de ce circuit permet d'obtenir la courbe de travail de la figure 3 et le même schéma est utilisé pour la branche négative. La seule différence entre les deux limiteurs dynamiques réside dans la prise d'information sur le collecteur de T1 vers les sécurités. A noter enfin le rôle des autres diodes : D9, D10 empêchent une polarisation inverse des jonctions collecteur base de T1 et T2. D13 et D5 protègent les drivers en cas d'accident sur les MJ et enfin D18, D19 qui interdisent une polarisation inverse des MJ ou des surtensions trop importantes dues à une charge selfique. L'ensemble de ces protections permettent de limiter "la casse" et donc les frais dans le cas d'anomalie des étages de puissance.

Les sécurités

Un seul circuit intégré quadruple comparateur LM339 gère les sécurités. (Figure 4). La porte 1 fait le contrôle statique de charge, les portes 2 et 3 le contrôle de tension continue en sortie et la porte 4 la commande du relais de sortie.

Statiques

A la mise sous tension le relais H. P. est au repos. Si une charge est connectée, elle est parcourue par un courant de l'ordre de 20 mA par R7. L'entrée moins de la porte 1 est polarisée par R6 R12 à environ 0.1 Volt. Si la charge connectée est inférieure à 4.7 Ω la sortie de cette porte restera à l'état bas et interdira la charge du circuit de temporisation relais R2 R1 C10. Si cette charge est normale ($> 4.7 \Omega$), C10 se charge et arrive au bout d'environ 3 à 5 secondes à 6 Volts : seuil de basculement de la porte 4 de commande relais. La charge est alors déconnectée du circuit de mesure statique et la LED témoin s'allume.

Dynamiques

Les portes 2 et 3 reçoivent en commun la masse virtuelle du plus de C6 et se réfèrent à des tensions de plus 0.1 Volt et moins 0.1 Volt. Si sur C6, la composante continue excède l'un de ces deux seuils, signifiant une tension continue anormale sur le H. P., la porte concernée passe à l'état "0" et décharge C10 au travers de R1. Le relais décolle et on retourne en contrôle statique.

C10 peut également être déchargé par R15, connectée au limiteur de courant du MJ de branche positive. Si ce limiteur travaille un court instant, la décharge de C10 sera insuffisante pour désactiver le relais. Si cette surcharge persiste, les décharges cumulées de C10 produisent alors également la déconnexion du relais et du H. P.

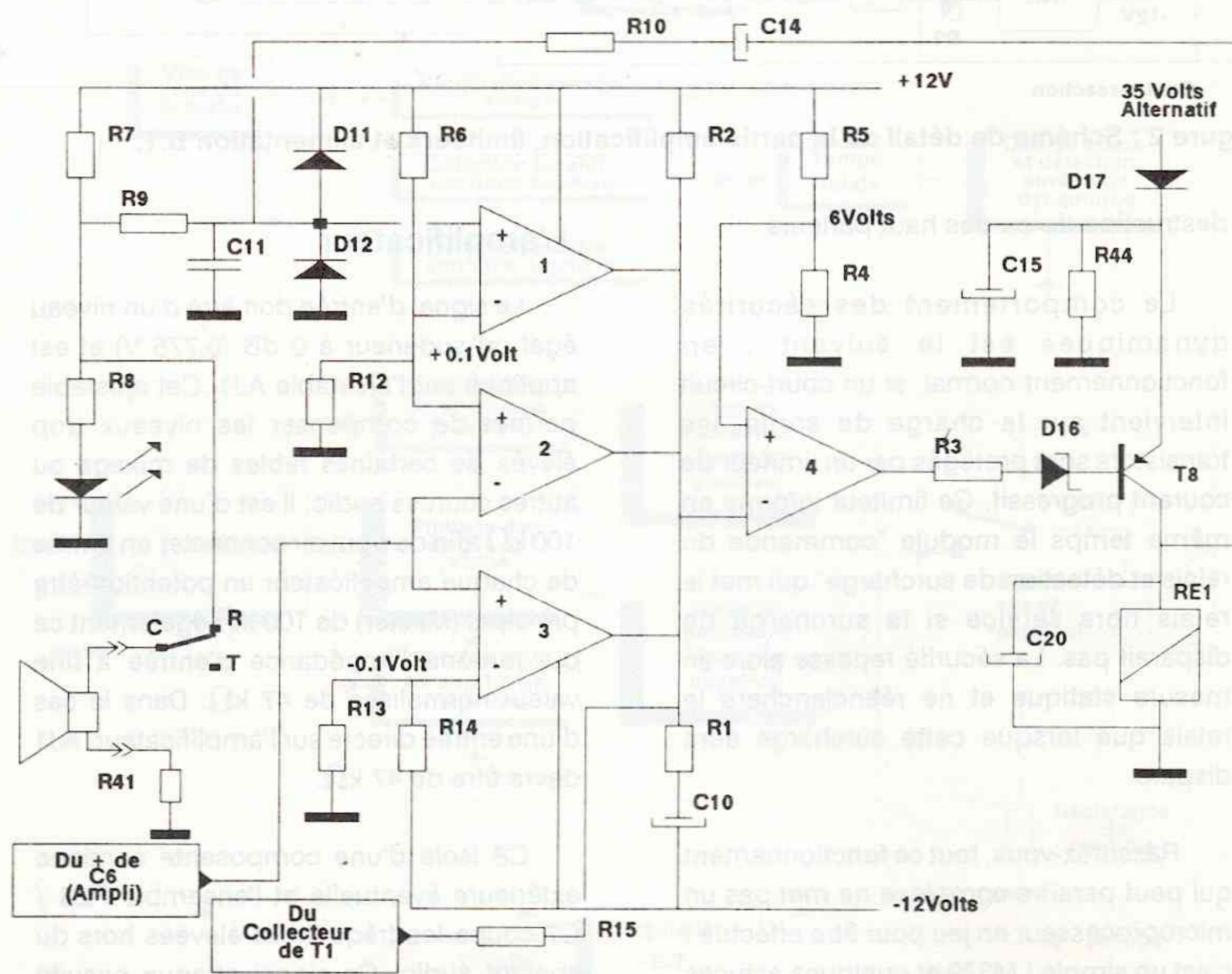


Figure 4 : Schéma de détail du traitement des sécurités et de la temporisation du H.P.

Comme vous pouvez le voir l'ensemble des conditions de sécurité sont remplies finalement simplement.

Reste le circuit C14 R10 : Ce circuit détecte le décollage du relais par le fait que la tension à ses bornes passe brutalement de 50 à 0 Volts. Cette transition est appliquée à la porte 1 afin de forcer un passage à "0" de sa sortie et assurer une remise à zéro de la tension de C10. D11 et D12 empêchent tout dépassement destructif de tension sur l'entrée plus de la porte 1.

Une alimentation séparée mono-alternance est créée spécialement pour le relais afin que sa disparition soit rapide à la mise hors tension de l'amplificateur et que la mise à zéro de C10 se fasse également dans ce cas. Enfin R9 et C11, ce circuit possède deux fonctions : 1 - il isole la transition de 50 à 0 Volts venant du relais par rapport au circuit H. P. et LED de visualisation. 2 - Astuce ! : Il faut savoir qu'un haut parleur est réversible et donc fonctionne en micro. Si ce H. P. reçoit de la modulation, venant par exemple d'un autre ampli, il va générer une tension qui peut venir fausser la mesure statique de démarrage. Ce réseau R / C intègre la modulation afin qu'elle n'intervienne que très faiblement sur la mesure...

On peut donc conclure de ce principe qu'une charge inférieure à 8 ohms peut fonctionner si elle est connectée **après le collage du relais**. Si on lui demande trop de puissance (courant > 8 Ampères) la sécurité agira et restera active tant que l'on n'aura pas déconnecté la charge et reconnecté après le collage du relais. Ceci est un mode de fonctionnement possible mais anormal, la charge nominale étant de 8 ohms.

Les alimentations

L'alimentation se fait par connexion directe du transfo à point milieu sur la carte. Un pont de diode et deux condensateurs de 4700 µF fournissent les 50 Volts symétriques. Les plus et moins 12 Volts sont créés par deux régulateurs précédés par des zeners de 30 Volts, le régulateur n'acceptant que 27 Volts maxi de V in.

Les fusibles protègent la partie puissance mais laissent présents les 12 Volts afin que les sécurités continuent de fonctionner.

Le schéma complet du module ampli est en figure 5 et doit vous paraître maintenant beaucoup moins "encombré" après avoir vu le rôle de chaque sous-ensemble.

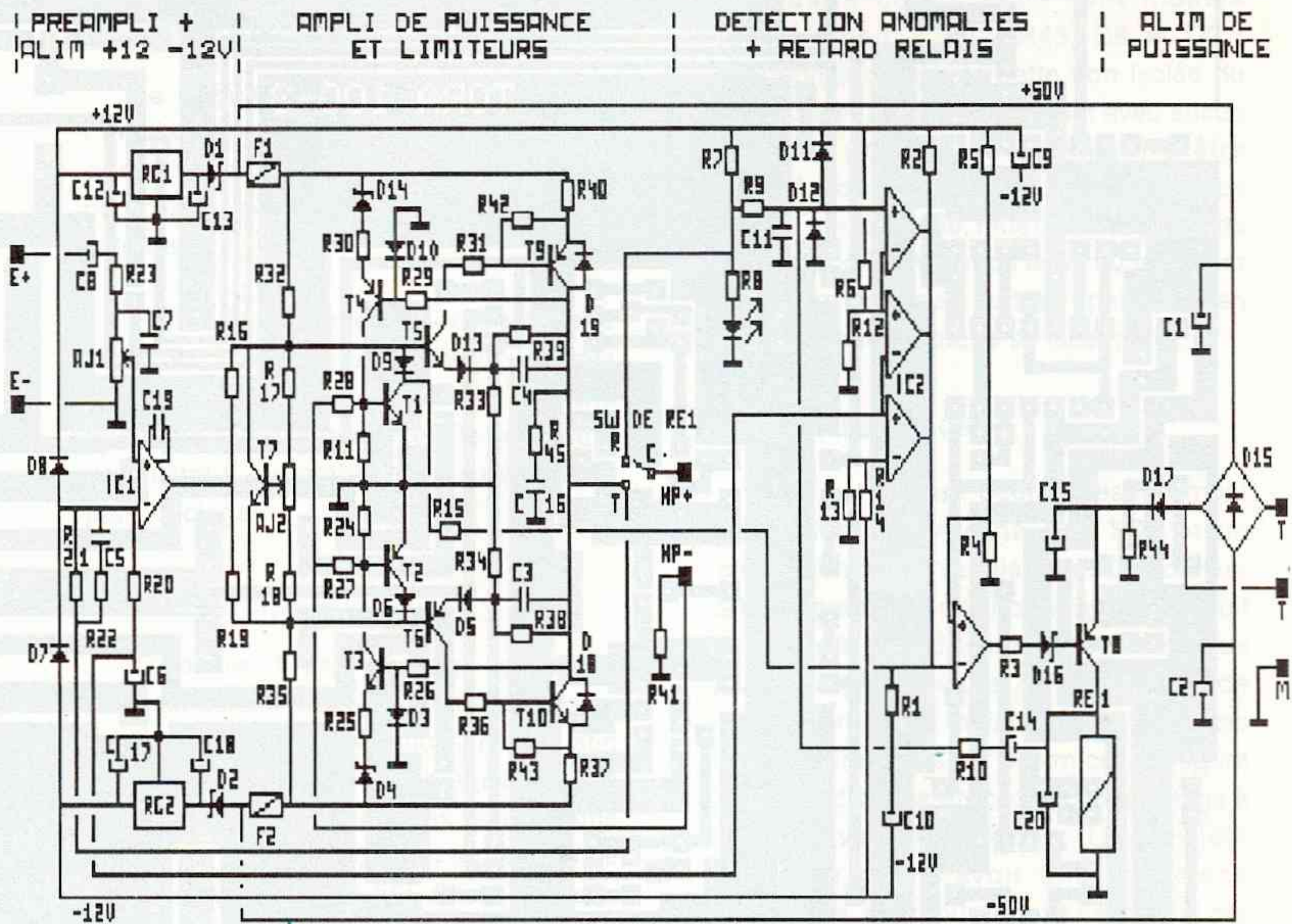


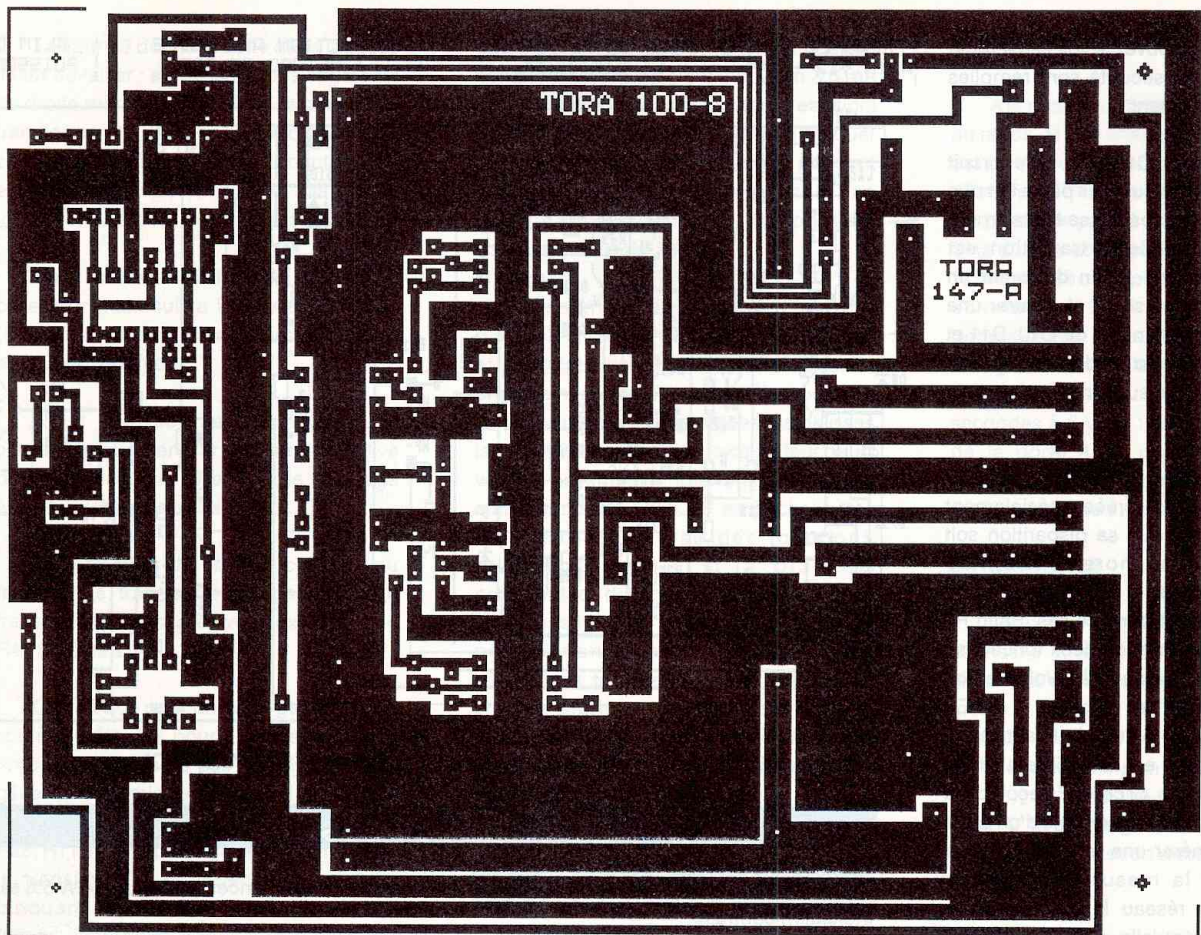
Figure 5 : Schéma de détail complet de l'amplificateur 100 Watts 8 Ohms.

Liste des composants

Cette liste correspondra à un module amplificateur. Les résistances sont des 1/4 W 5% sauf indication contraire.

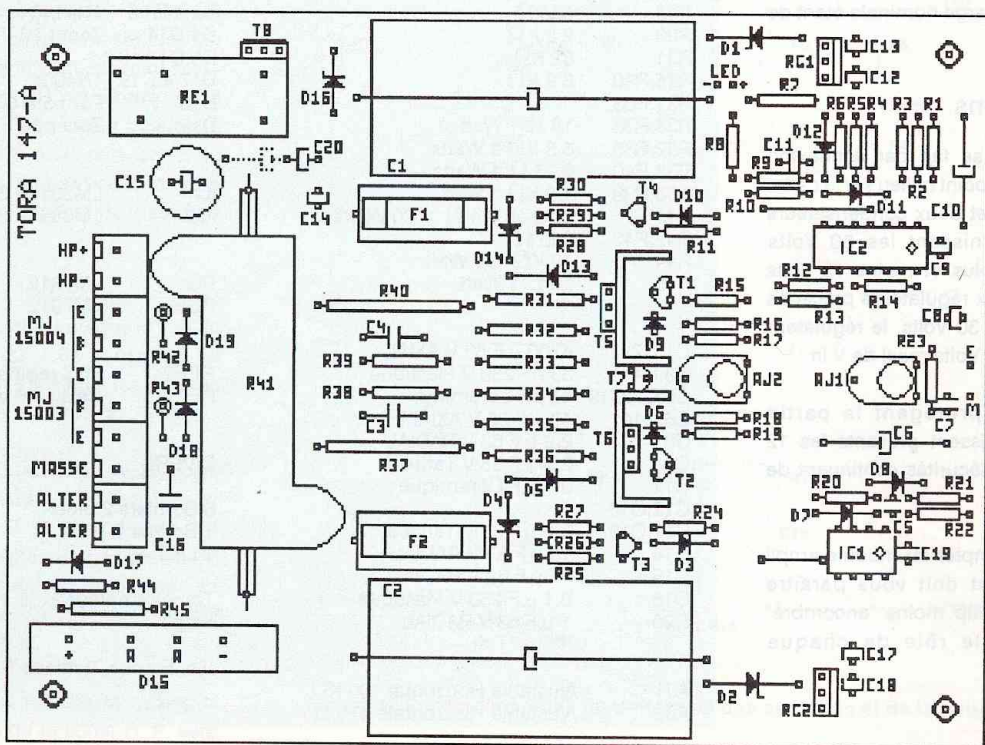
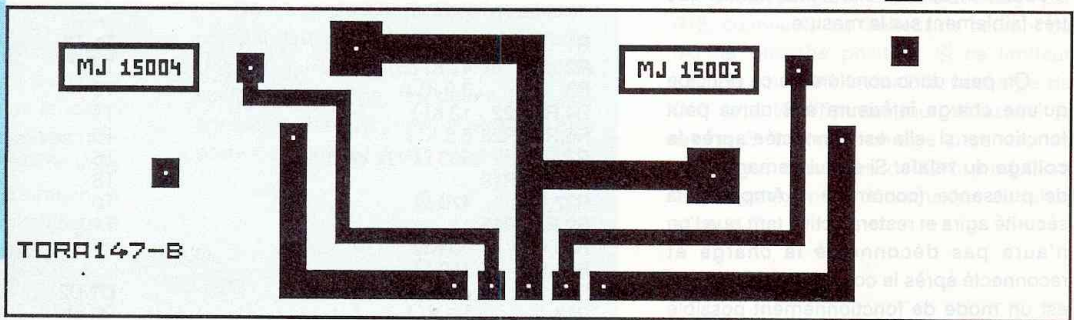
R1	680 Ω	T1, T7	BC547B
R2	47 KΩ	T2	BC557B
R3	3.9 KΩ	T3	BC546
R4, R5, R22	12 KΩ	T4	BC556
R6, R14, R23	5.6 KΩ	T5	BD237 + Refroidisseur
R7	560 Ω 1/2 Watt	T6	BD238 + Refroidisseur
R8, R16, R19		T8	BD140
R27, R28	470 Ω	T9	MJ15004
R9, R10, R15		T10	MJ15003
R26, R29	10 KΩ		
R11, R24	150 Ω	D1, D2	Zener 30 V 5 Watts
R12, R13	47 Ω	D3 et	
R17	1.5 KΩ	D6 à D12	1N4148
R18	330 Ω	D4, D14	Zener 20 V 1 Watt
R20	2.2 KΩ	D5, D13 et	
R21	82 KΩ	D17 à D19	1N4004
R25, R30	8.2 KΩ	D15	Pont 5 A 600 V
R31, R33		D16	Zener 39 V 1 Watt
R34, R36	18 Ω 1 Watt		
R32, R35	6.8 KΩ 2 Watts	IC1	LM301 + Support 8 b
R37, R40	0.27 Ω 4 Watts	IC2	LM339 + Support 14 b
R38, R39	1.8 KΩ 1 Watt		
R41	0.39 ou 0.4 Ω > 20 Watts	RG1	LM7812
R42, R43	220 Ω	RG2	LM7912
R44	10 KΩ 1/2 Watt		
R45	10 Ω 1 Watt		
C1, C2	4700 µF 63 V AXIAL		
C3, C4	33 nF 250 V Plastique	F1, F2	FUS rapide 5 A + support C. I.
C5, C7, C19	47 pF Céramique	RE1	Relais 48 V 1 RT
C6, C10	47 µF 25 V AXIAL		
C8	2.2 µF 63 V RADIAL	DIVERS	
C9	2.2 µF 35 V Tantale		
C11	0.1 µF Céramique		
C12, C13			
C17, C18	0.1 µF 35 V Tantale		
C14	10 µF 63 V RADIAL		
C15	47 µF 63 V RADIAL		
C16	0.1 µF 250 V Plastique		
C20	1 µF 63 V RADIAL		
AJ1	Ajustable Horizontal 100 KΩ		
AJ2	Ajustable Horizontale 470 Ω		

Vis, Ecrous, 2 micas TO3, 4 Canons TO3

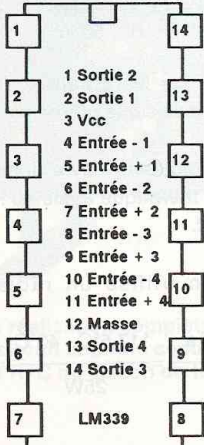
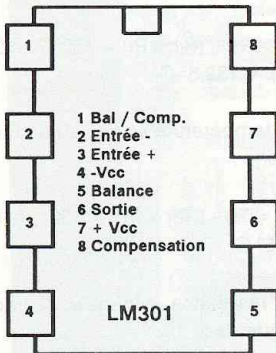
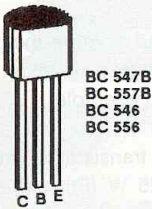
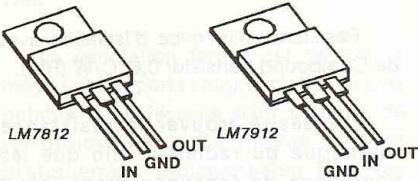
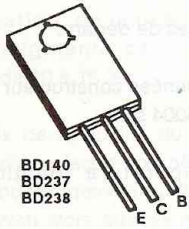
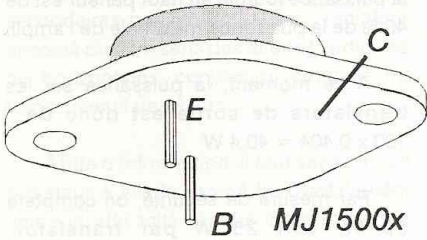


Circuit imprimé de la carte principale ci dessus et de la carte pour les transistors de puissance ci contre. (Echelle 1).

En dessous, l'implantation des composants et les indications de raccordement en bord de plaque.



Brochages



Réalisation

Le circuit imprimé à l'échelle 1 et l'implantation des composants vous permettent de réaliser un ensemble compact et avec un minimum de câblage externe.

Suivre dans la mesure du possible le schéma du circuit imprimé fourni. La triple masse en bas de ce circuit n'est pas une erreur mais une masse en étoile qui assure un minimum de problèmes de ronflement par bouclage.

Carte principale

Comme il est d'usage général, commencer par monter les composants au profil le plus bas : résistances, diodes afin de pouvoir retourner la plaque sur un support souple pour que les composants restent en place. Attention : en résistance seule la valeur de 10 kΩ existe en deux puissances différentes 1/2 Watt pour R44 et 1/4 W pour les autres.

Encore plus ici qu'ailleurs respecter le sens des chimiques, diodes et transistors ! Un 4700 μF 63 V polarisé à 50 Volts en inverse : mieux vaut ne pas assister à la mise sous tension !.

Le transistor T7 sera monté à environ 1 cm du circuit imprimé car il sera ensuite coincé par les deux radiateurs des drivers T5 et T6. On améliorera le contact thermique entre ces trois éléments par de la graisse silicone.

Quatre composants sont montés verticalement : R42, R43, D6 et D9 : attention à ce que la patte non isolée du composant ne soit en contact avec aucun élément proche. La LED pourra être éloignée du circuit pour un montage en façade par exemple. Plus de la LED = patte la plus longue. Attention enfin au transistor T8 contre le relais : le trait épais du plan d'implantation indique sa face métal.

Carte puissance

Elle est prévue pour un espacement déterminé de perçage des TO3 et un câblage minimum également. Le radiateur 947 est percé pour coïncider avec ce circuit et assure le refroidissement nécessaire aux MJ. (voir photo figure 7). Dans le cas de l'utilisation de ce radiateur, les transistors doivent être isolés par des micas. La figure 6 vous indique la procédure de montage à utiliser avec ce radiateur. Le radiateur commun devra avoir une résistance thermique maximum de 1.55 degré par Watt.

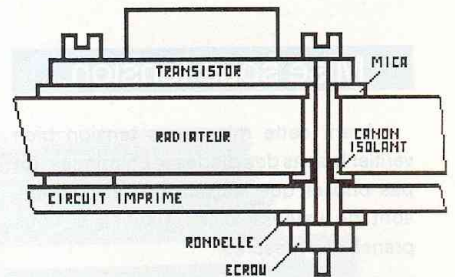


Figure 6 : Montage et isolation des MJ sur un radiateur commun.

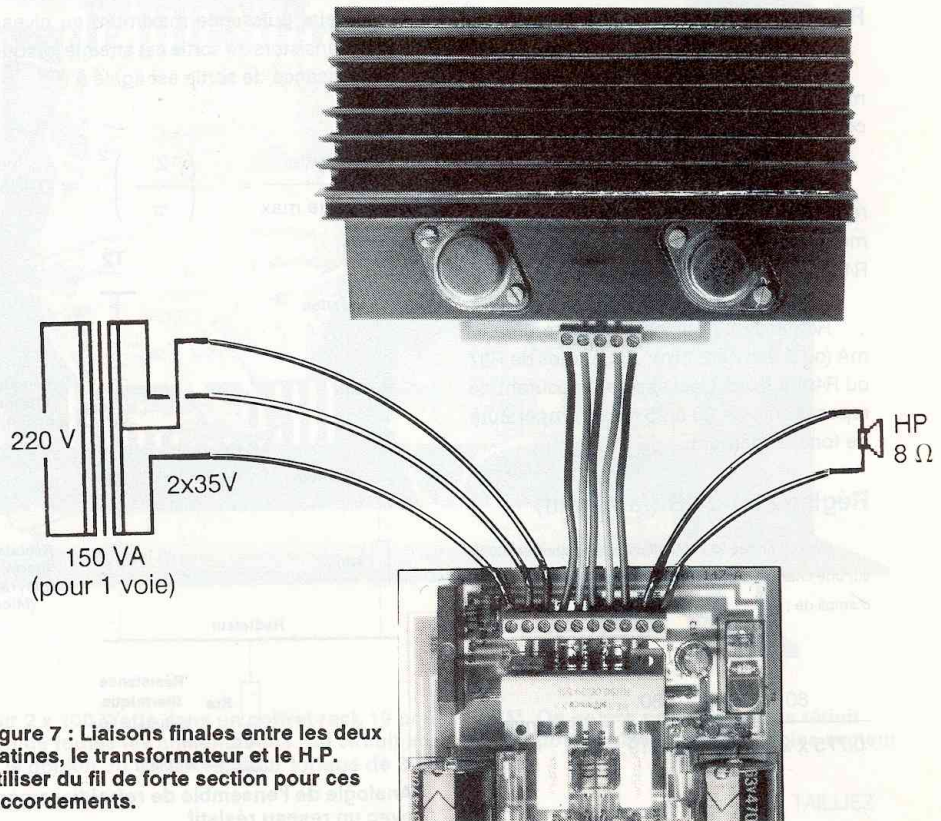


Figure 7 : Liaisons finales entre les deux platines, le transformateur et le H.P. Utiliser du fil de forte section pour ces raccordements.

Vous pouvez également utiliser 2 radiateurs séparés avec montage de mica sur les TO3 ou sans mica mais c'est le radiateur qui devra alors être isolé de tout contact externe, ce qui est bien souvent plus difficile. Les collecteurs des transistors sont connectés à la sortie H. P. et donc ont des potentiels de ± 50 Volts par rapport à la masse. Chaque radiateur devra avoir une résistance thermique de 3.1 degré par Watt maximum dans ce cas.

Raccordements

La figure 7 vous donne le câblage final entre les platines et les éléments extérieurs. On utilisera du câble de forte section (1.5 carré), pour toutes ces connexions, les intensités étant élevées. Le point milieu du transformateur sera relié au bornier marqué "masse". L'entrée sera connectée aux point "M" et "E" en dessous de AJ1 et avec du câble blindé si possible. Cette entrée pourra être le curseur d'un potentiomètre de volume général de 100 k Ω si on le désire.

Mise sous tension.

Avant cette mise sous tension bien vérifier le sens des diodes et chimiques. Ne pas oublier que les tensions et courants sont de valeurs assez élevées si vous prenez des mesures.

Positionner AJ1 et AJ2 à fond dans le sens des aiguilles d'une montre.

Réglage du courant de repos

Mettre le réglage de volume général au minimum s'il est monté. Dans le cas contraire remettre AJ1 au minimum.

Mesure : soit en ampèremètre en retirant F1 ou F2, soit en voltmètre en mesurant la tension aux bornes de R37 ou R40 (moins précis).

Régler AJ2 pour obtenir entre 8 et 10 mA (ou 2,2 mV à 2,7 mV aux bornes de R37 ou R40) à froid. Ceci assure un courant de repos d'environ 20 à 25 mA à température de fonctionnement.

Réglage du 0 dB (facultatif)

0 dB en entrée (0,775V efficace) doit donner 100 W sur une charge de 8 ohms (80 V crête crête) soit un gain d'ampli de :

$$\frac{80}{0,775 \times 2 \times \sqrt{2}} = \frac{80}{2,19} = 36,5 \text{ environ}$$

Le gain initial étant de 37,3 environ, il est donc possible de réduire légèrement AJ1 pour obtenir un gain correct. Procéder alors à 1000 Hz avec un générateur sinus pour obtenir sur l'entrée 0,775 V efficace.

Positionner le volume à fond et régler AJ1 pour obtenir 28,25 V efficaces (80 Vcc) sur la sortie (plot marqué C du bornier de sortie par rapport à la masse).

Si votre source BF (table de mixage par exemple) est d'un niveau très différent de 0dB, cet ajustable AJ1 peut vous permettre également d'ajuster au mieux ou de calibrer les potentiomètres de façade de votre amplificateur par rapport à votre source.

ANNEXE

Calcul des radiateurs

Comme nous l'avons vu plus haut, vous avez la possibilité d'utiliser deux solutions différentes pour le refroidissement :

- 1 Refroidisseur commun pour les 2 transistors

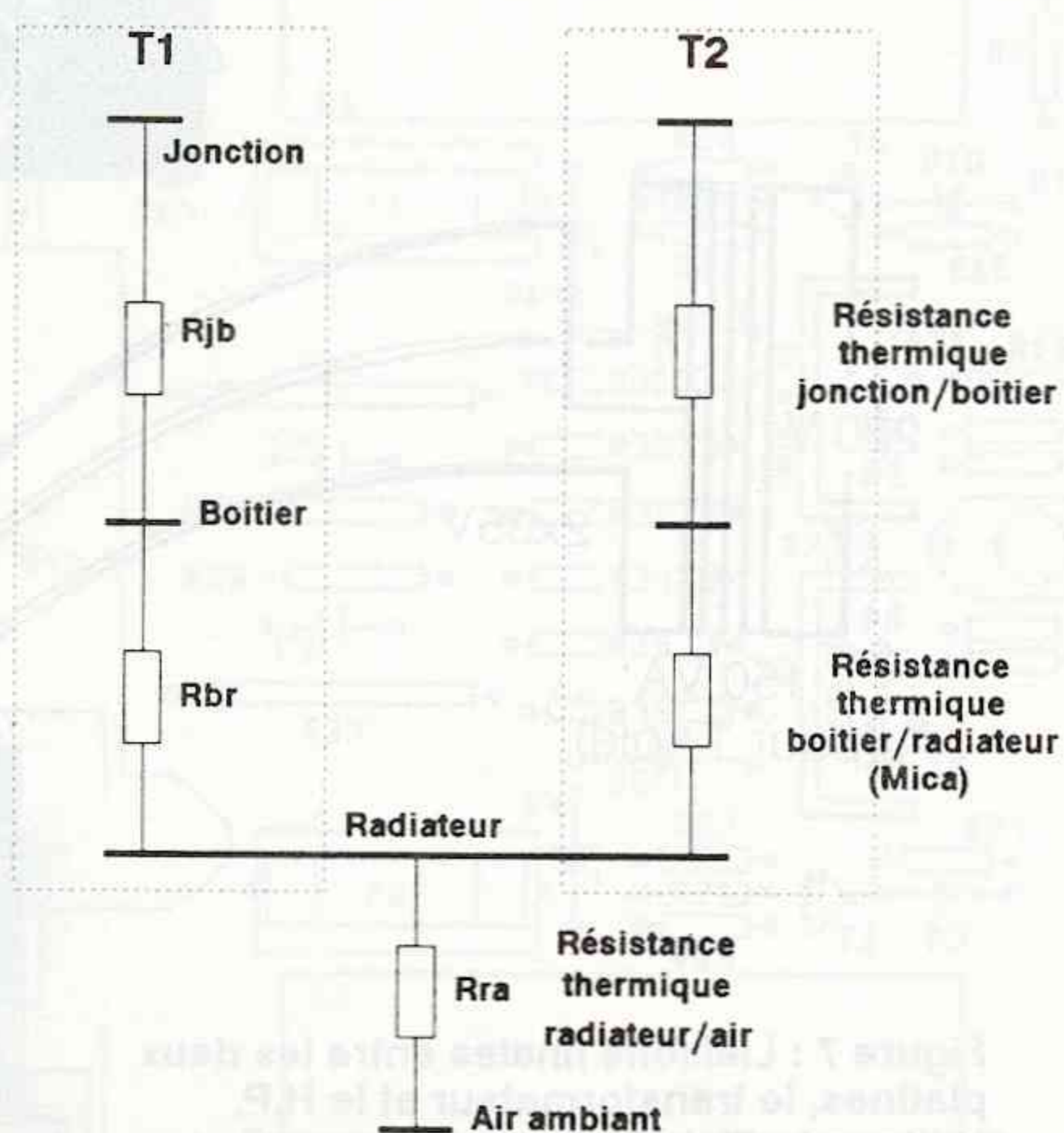
- 2 Refroidisseurs séparés :

La puissance maximale dissipée par les transistors de sortie est égale à :

$$P_{tr} \approx 0,404 P \text{ sortie max.}$$

Cette puissance maximum au niveau des transistors de sortie est atteinte lorsque la puissance de sortie est égale à :

$$\frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{sortie max}}} = \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 \approx 0,405$$



Analogie de l'ensemble de refroidissement avec un réseau résistif

Cela signifie que l'étage de sortie dissipe le maximum de puissance lorsque la puissance fournie au haut parleur est de 40 % de la puissance maximale de l'ampli.

A ce moment, la puissance sur les transistors de sortie est donc de :
 $100 \times 0,404 = 40,4 \text{ W}$

Par mesure de sécurité, on comptera 50 W, soit 25 W par transistor.

Données de départ :

Les données constructeur pour les MJ 15003 / 15004 sont :

- température jonction maxi : 200 °C (Tj)

- résistance th. jonction boîtier : 0,7 °C/W (Rjb)

Résistance d'un mica d'isolation avec du Compound transistor 0,6 °C/W (Rbr).

On désire trouver la résistance thermique du radiateur afin que les conditions de fonctionnement soient correctes jusqu'à une température ambiante maximum de 40 °C (Ta).

On prend comme marge de sécurité une température de jonction maximum (Tj) de 150°C par exemple.

Chaque transistor ayant à dissiper au maximum 25 W (Pt), sa température de boîtier (Tb) sera donc :

$$T_b = T_j - (R_{jb} \times P_t) = 150^\circ\text{C} - (0,7^\circ\text{C/W} \times 25 \text{ W}) = 132,5^\circ\text{C}$$

La température au niveau du radiateur sera donc :

$$T_r = T_b - (R_{br} \times P_t) = 132,5 - (0,6 \times 25) = 117,5^\circ\text{C}$$

La résistance minimale du radiateur devra être de :

$$R_{ra} = \frac{T_r - T_a}{2 \times P_t^*} = \frac{117,5^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{50 \text{ W}} = 1,55^\circ\text{C/W}$$

* $2 \times P_t$ car les 2 transistors dissipent leur puissance sur le même radiateur.

Le refroidisseur devra donc avoir une résistance thermique égale ou inférieure à 1,5°C/Watt.

Si l'on utilise un radiateur par transistor :

$$R_{ra} = \frac{T_r - T_a}{P_t} = \frac{117,5^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{25 \text{ W}} = 3,1^\circ\text{C/W}$$

La résistance thermique d'un refroidisseur est toutefois une indication relative car beaucoup de paramètres secondaires peuvent intervenir : radiateur anodisé ou non, sens des ailettes verticales ou horizontales, convection naturelle ou forcée (ventilateur), etc . . .

A titre d'information, il faut savoir qu'un radiateur à ailette monté horizontalement voit son efficacité réduite d'environ 20 % par rapport au montage vertical.

L'oxydation ou anodisation du radiateur augmente par contre son rendement de 10 à 15 %.

Le choix de la qualité du MICA joue également d'une façon non négligeable : le mica standard intervient pour 0.5 à 0.6 degré par Watt alors que les intercalaires métallisés souples réduisent cette résistance thermique à 0.25 degré par Watt.

La ventilation forcée est de loin le moyen qui apporte l'augmentation la plus notable de l'efficacité d'un système de refroidissement. Ce moyen devient pratiquement indispensable pour les

puissances à dissiper supérieures à 100 Watts. De plus il permet de réduire la taille et donc le coût des éléments en aluminium.

Enfin l'analogie avec un circuit électrique (résistance) ne s'arrête pas là : Un transistor ayant à dissiper instantanément de 0 à 100 Watts par exemple, ne transmet pas tout de suite son énergie calorifique au radiateur. Une constante de temps, qui fait tout à fait penser à un condensateur, et peut entraîner une élévation au dessus de la normale de la température de jonction. Il faut donc toujours avoir conscience de ces pointes de puissance qui peuvent exister lorsqu'on calcule le radiateur par rapport à un régime établi ou des valeurs moyennes.

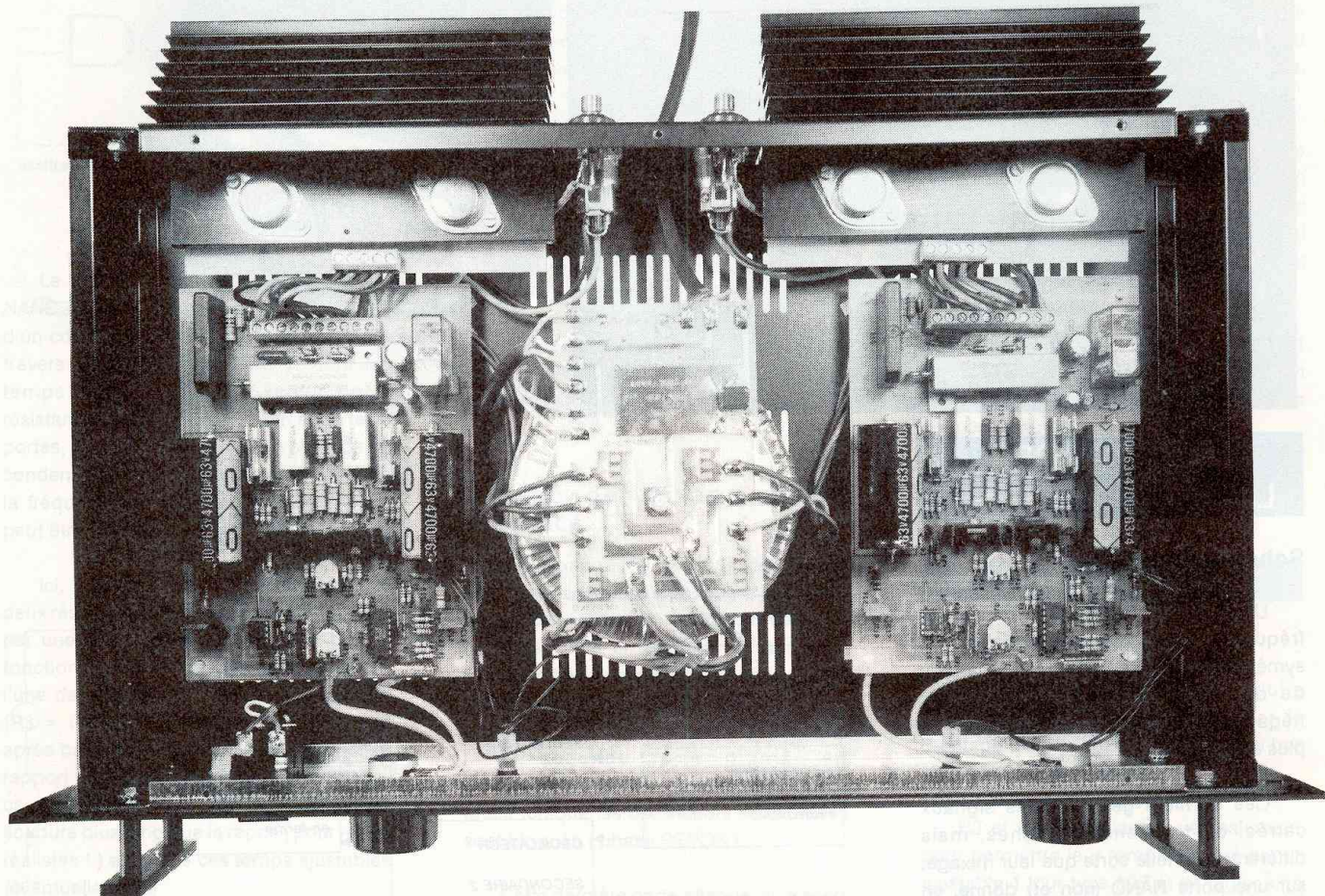
La fiabilité, en tous cas, est d'autant plus grande pour un montage que la température de jonction des éléments de sortie reste basse.

Le refroidissement est donc pour un amplificateur un élément déterminant, sinon essentiel, de sa qualité de fonctionnement.

A vous les décibels et en toute sécurité. Quoi de plus frustrant en effet qu'une sono interrompue par un ampli à bout de souffle et susceptible de s'en prendre à tout moment à vos enceintes !

La puissance de 100 Watts, que certains trouverons trop limitée, est toutefois un bon compromis entre la puissance minimum utile pour commencer à se faire entendre et les pertes excessives dans les liaisons, dues à des impédances de H. P. plus faibles.

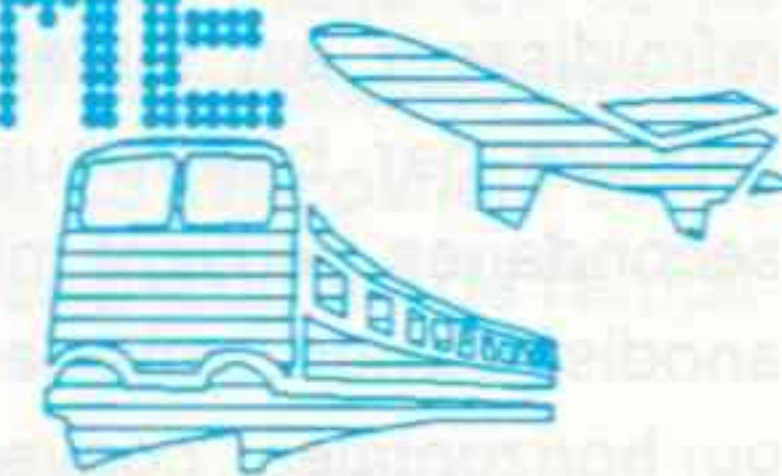
Ce genre d'amplificateur peut être installé par exemple, directement dans une enceinte et pourquoi pas avec un signal B. F. issu d'un récepteur F. M.? (Voir HOBBYTRONIC No 2). C'est un moyen pour obtenir une sono totalement autonome et "sans fil" sinon qu'une prise 220 Volts et d'augmenter la puissance par ajout de point de diffusion supplémentaire : Affaire à suivre....



Exemple de réalisation complète d'un amplificateur 2 x 100 Watts dans un coffret rack 19 pouces ESM. On notera un câblage très réduit grâce à un circuit imprimé central de raccordement de toutes les alimentations. Ce circuit imprimé comporte également les fusibles secteur et le réseau R/C de liaison de terre. Il est fixé par le goujon du transformateur torique de 300 VA.

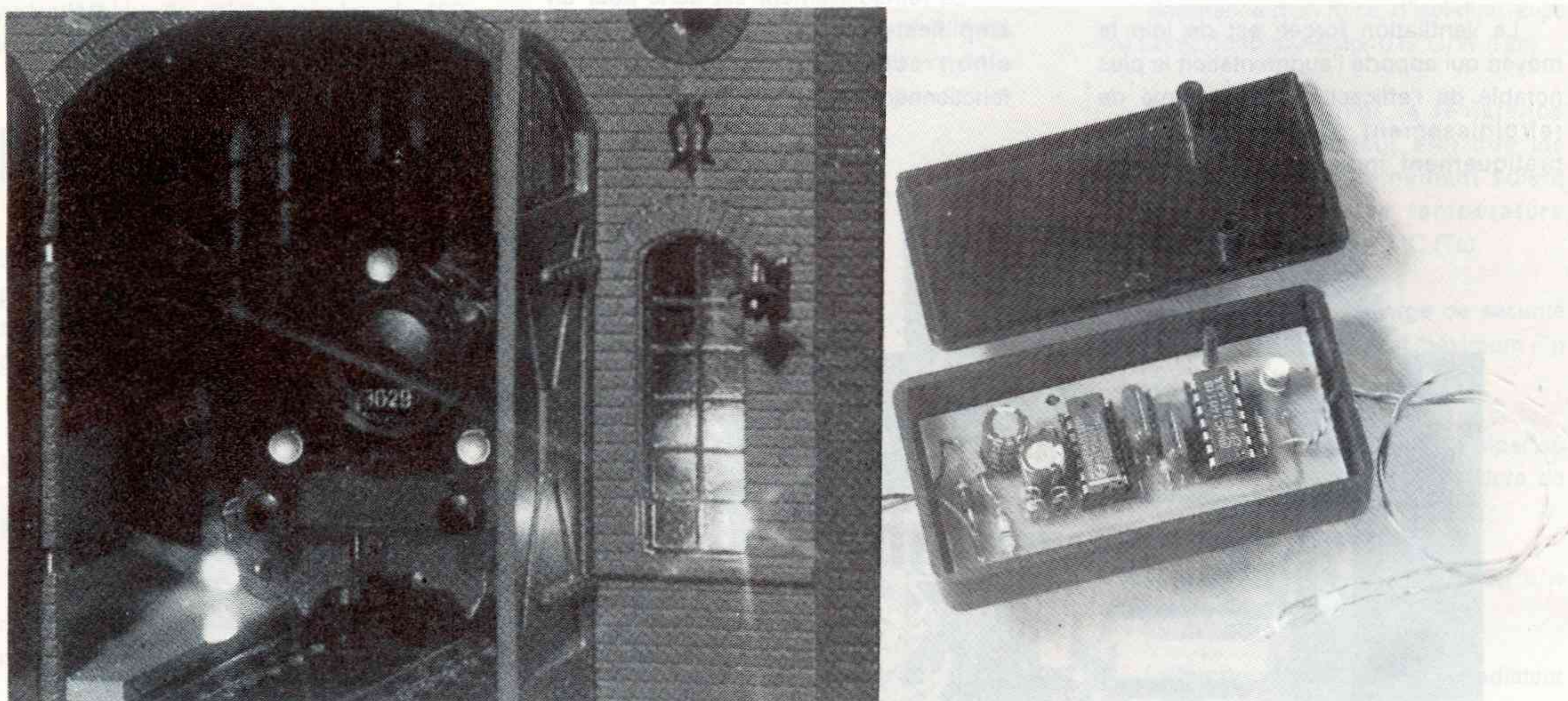
J. TAILLIEZ





SIMULATEUR DE POSTE DE SOUDURE à L'ARC pour MAQUETTES FERROVIAIRES

L'animation d'un circuit ferroviaire fait partie intégrante de cette passion. L'éclairage interne des maquettes donne des effets lumineux superbes et vie au paysage, tout en accentuant la splendeur de la réalisation. A l'intérieur des ateliers de réparation de locomotives et de wagons, comme sous les fosses et dans les usines, le scintillement des postes de soudures à l'arc, au rythme du travail d'infatigables équipes d'ouvriers, ajoute encore au réalisme du paysage. De nombreuses maisons proposent ce genre de modules de simulation, mais à des tarifs souvent prohibitifs. Nous vous proposons ici l'étude et la réalisation d'un simulateur à faible coût et offrant toutes garanties de fonctionnement, quelque soit votre type d'alimentation, alternative ou continue.



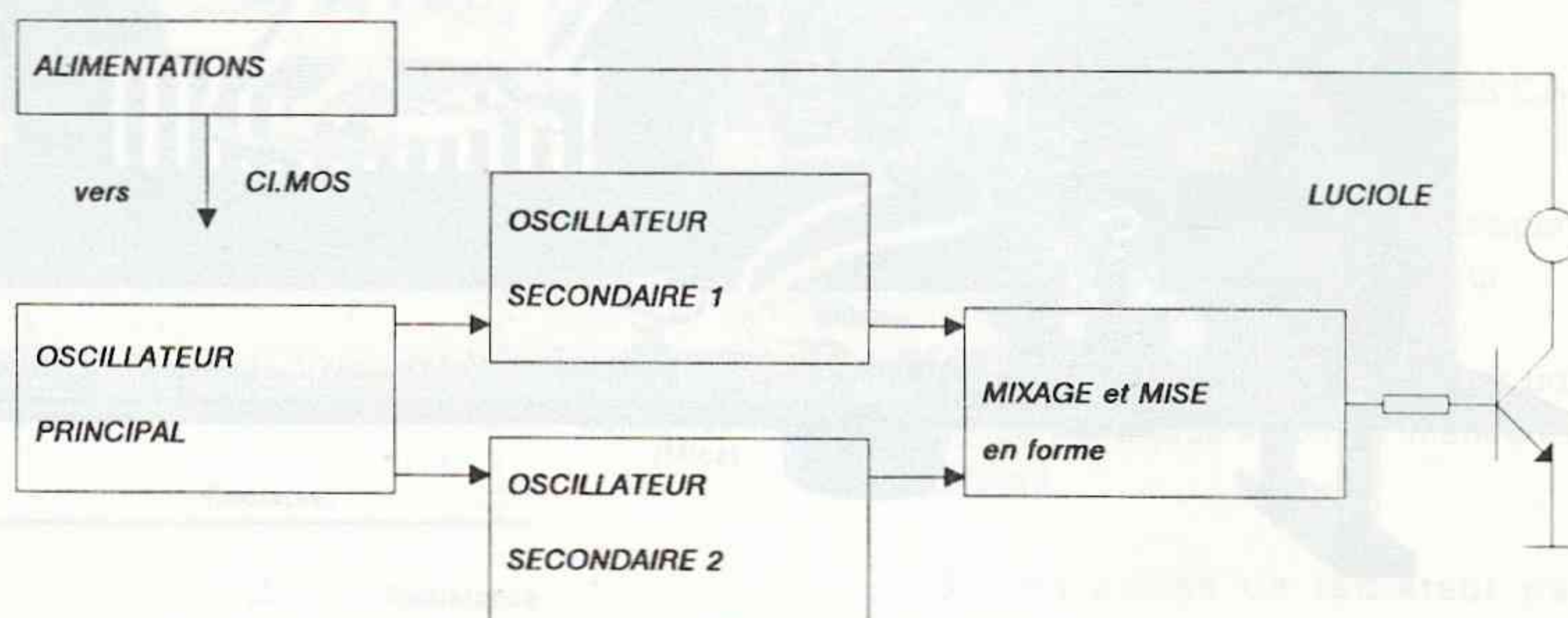
LES GRANDES LIGNES DU PROJET

Schéma de principe

Un oscillateur principal, à très basse fréquence et au rapport cyclique non symétrique, autorise ou non le démarrage de deux autres oscillateurs à des fréquences différentes (asynchrones) et plus élevées.

Ces derniers génèrent des signaux carrés, de fréquences proches, mais différentes de telle sorte que leur mixage, sur une porte NAND (non et) donne, en résultante, un signal de fréquence et de rapport cyclique variables autour de la moyenne des 2 fréquences d'origine.

Ce signal attaque l'étage final de puissance et la luciole, qui scintille alors au



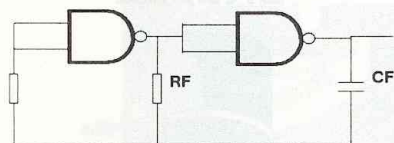
rythme aléatoire ainsi généré, simulant parfaitement un poste de soudure à l'arc. Les temps de soudure et de repos sont astucieusement gérés par l'oscillateur principal qui autorise et interdit successivement l'oscillation des secondaires.

L'étage d'alimentation est étudié pour permettre le câblage du montage sur n'importe quelle alimentation ferroviaire classique, continue ou alternative, de 8 à 20 volts, rendant ce module polyvalent.

Voyons à présent les détails du schéma

L'oscillateur principal

Le principe utilisé est celui de 2 portes montées en oscillateur. Nous avons opté pour des portes NAND, car le mixage en réclame une et que le MOS 4011 est un des produits les plus répandus du marché (et par la même l'un des moins chers). Il en contient d'ailleurs 4. La réalisation de 3 oscillateurs réclamera donc de ce fait 2 circuits intégrés de ce type.

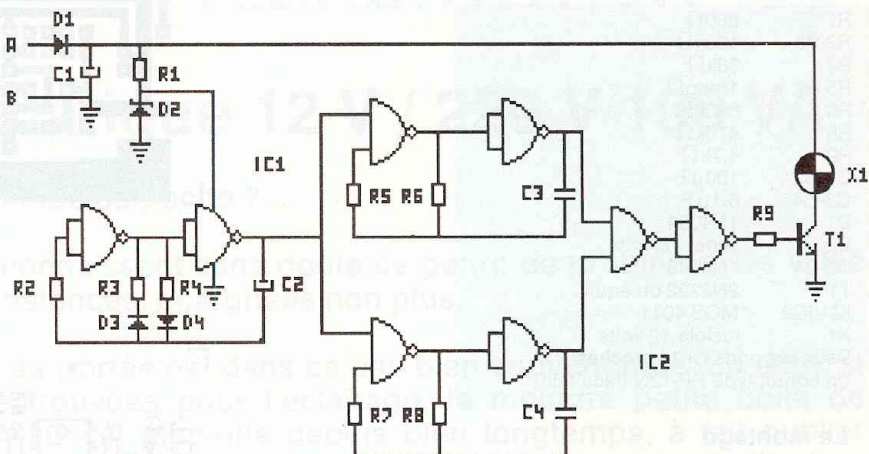


oscillateur CMOS à portes NAND

Le principe de l'oscillateur à portes NAND est celui de la charge et décharge d'un condensateur, câblé sur sa sortie, au travers de la dernière porte et dont les temps dépendent de la valeur de la résistance RF câblée, d'une part entre les 2 portes, et d'autre part, à l'autre patte de ce condensateur. La formule qui nous donne la fréquence obtenue est complexe mais peut être assimilée à $F = 0,5/RC$

Ici, nous avons astucieusement placé deux résistances, dont le rôle est déterminé par une diode placée en série, et qui en fonction du sens de câblage, consacre l'une des résistances à la charge positive (R3 = travail), l'autre à la charge inverse après basculement (R4 = repos). Ainsi, le rapport cyclique n'est-il pas symétrique, car nous avons voulu donner un temps de soudure plus long que le repos (pour rester réalistes !) et rendre ces temps ajustables (éventuellement)

L'autre résistance, ici R2, n'a pour rôle que de créer une chute de tension et d'isoler ainsi le condensateur de l'entrée de



l'oscillateur. Sa valeur doit être égale ou supérieure à celle(s) de charge.

Les oscillateurs secondaires

Ces oscillateurs sont du type commandé et un état 0 sur une des broches d'entrées, en interdisant le changement d'état, bloque l'oscillateur. De plus, celui-ci est bloqué avec un état 0 en sortie, ce qui, au travers de l'étage de mixage et d'inverseur final, interdit l'allumage de la luciole et assure donc une extinction totale durant les phases de repos.

Le choix de composants de ces oscillateurs secondaires leur confère une fréquence de l'ordre de 10 Hz et les résistances de valeurs différentes leur donnent l'écart minime de fréquence pour assurer l'allumage quasi-aléatoire de la luciole.

L'étage de mixage et de puissance

Les signaux carrés issus de chaque oscillateur secondaire attaquent une porte NAND qui en assure le mixage selon sa table de vérité en donnant en sortie un signal de fréquence et de rapport cyclique variables comme souhaité.

La seconde porte, montée en inverseur, assure la phase d'extinction totale lorsque les oscillateurs secondaires sont bloqués (phase REPOS).

Cette dernière porte attaque, au travers d'une résistance de limitation de courant, la base d'un transistor NPN, dont l'émetteur est à la masse et avec la luciole sur son collecteur. Ce transistor travaille en

tout ou rien, assurant l'allumage de la luciole lorsqu'il est saturé.

L'alimentation

Simple, mais subtil ! Une diode D1 assure le redressement mono-alternance en cas d'alimentation alternative (et ne gêne pas le métier en continu, si ce n'est les 0,7 volts de chute de tension tout en assurant le respect de la polarité).

Le condensateur C1 assure le filtrage dans tous les cas et la luciole et son transistor de commande sont directement alimentés par cette tension continue dont la valeur ne leur est pas critique, jouant tout au plus sur l'intensité lumineuse.

La diode ZENER D2 et la résistance R1 garantissent aux CI MOS une alimentation de 15 volts maximum (ils n'aiment pas beaucoup au-dessus...)

Et c'est tout !

LA REALISATION

Le circuit imprimé

Le tracé est réalisé pour réduire l'encombrement et afin de loger le montage à l'intérieur d'un petit coffret bon marché. Rien de critique !

R3 et R4 sont placées verticalement, pour permettre leur remplacement par un ajustable 1 tour type 89P et de régler ainsi le rapport cyclique REPOS-TRAVAIL de l'oscillateur principal. La valeur totale peut varier de 100 kΩ à 470 kΩ, cette valeur détermine la période totale. Le curseur, relié entre les deux portes, ajuste le rapport cyclique entre les deux phases.



La liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 W 5%

R1	680Ω
R2-R3	100kΩ
R4	33kΩ
R5-R7	1megΩ
R6	680kΩ
R8	470kΩ
R9	4,7kΩ
C1-C2	100μF
C3-C4	0,1μF
D1	1N4004
D2	zener 15 volts
D3-D4	1N4148
T1	2N2222 ou équiv.
IC1-IC2	MOS 4011
X1	luciole 12 volts
Deux supports CI 14 broches	
Un coffret type PP-12N (facultatif)	

Le montage

Il ne pose aucun problème particulier. Les supports de CI, bien que rendus facultatifs par les MOS d'aujourd'hui sont toujours conseillés. Leur faible coût justifie par ailleurs leur implantation en regard des facilités de dépannage ultérieur.

On commencera, comme d'habitude par les composants horizontaux les plus bas pour finir par les composants verticaux.

La luciole peut (et doit certainement) être câblée à l'extérieur du boîtier. La longueur des fils n'est pas critique (seulement résistive !)

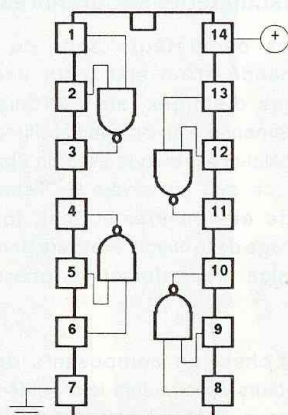
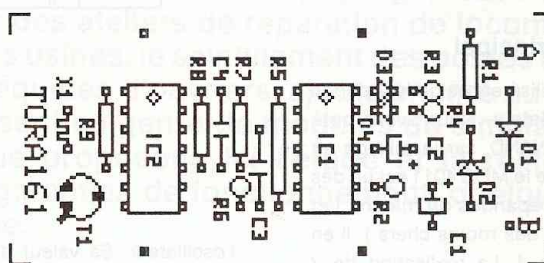
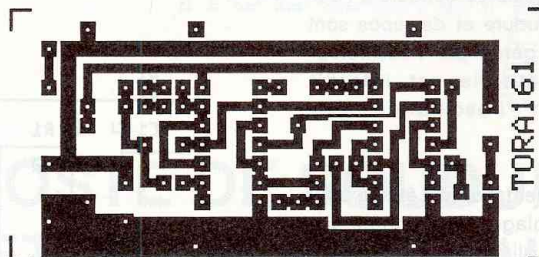
La mise en route

Après branchement du montage sur une source de tension (attention, en cas de source continue, le + en A, sinon on ne casse rien, mais le montage ne fonctionne pas), le cycle démarre directement par la phase de travail : le spectacle commence ! Il ne vous reste plus qu'à placer la luciole sous la maquette choisie et de créer la pénombre nécessaire pour jouir à fond du spectacle !

CONCLUSIONS

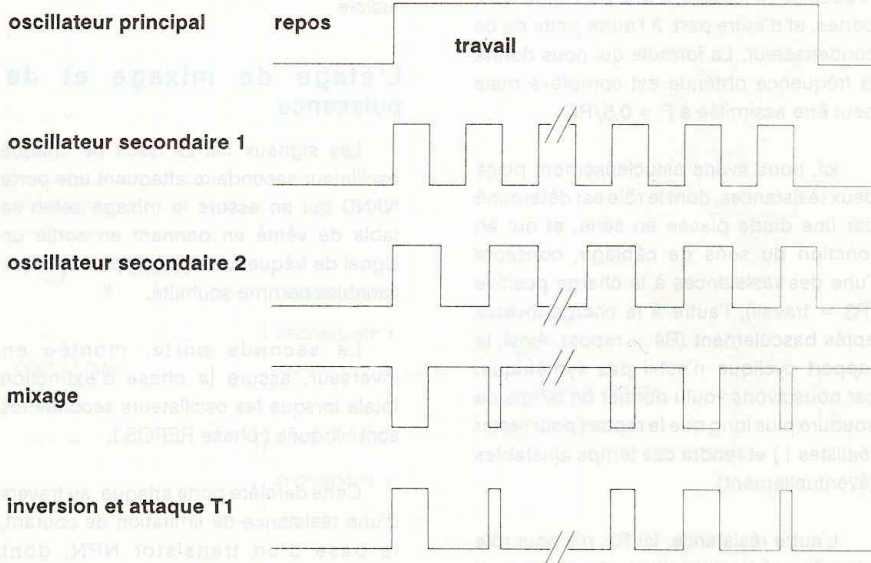
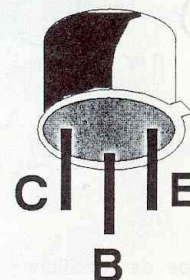
Une réalisation simple, économique et reproductible dont le rôle est certes peu électronique, mais qui donnera à vos maquettes la vie dont vous ne vous lasserez pas. Et en montant en sortie un puissant DARLINGTON, rien ne vous empêche de commander d'autres types d'éclairages continus et d'animer ainsi autre chose que vos circuits ferroviaires. Attention alors à l'alimentation et la valeur de D1 (il vaut mieux dans ce cas passer outre pour alimenter la puissance (et la puissance seulement).

Bon spectacle ! LE FUTE



brochage MOS 4011

2N2222



RAPPEL DES SIGNAUX OBTENUS EN SORTIE DES DIFFERENTS ETAGES





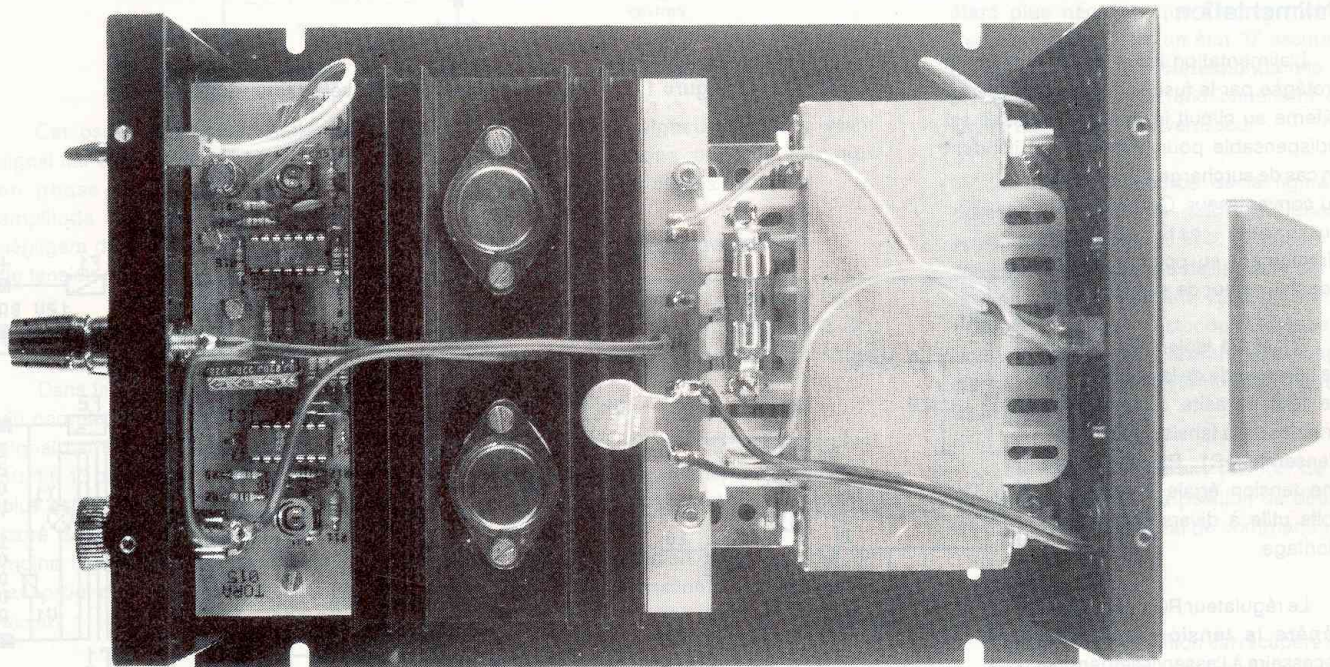
Convertisseur statique 12 V / 220 V 100 VA

Zut ! Plus de courant ! Où est la lampe de poche ?...

Ceux qui habitent la campagne connaissent sans doute ce genre de problème, les villes n'étant pas, dans certaines circonstances, épargnées non plus.

Avoir du 220 Volts de secours à sa portée est dans ce cas bien souvent utile. En effet, si d'autres solutions peuvent être trouvées pour l'éclairage, la moindre petite boîte de conserve pour laquelle le SESAME est électrifié depuis bien longtemps, à fait oublier l'endroit où peut bien se trouver son homologue mécanique. C'est un exemple d'utilisation qui peut vous faire garder votre calme vis à vis de ces emballages hermétiques.

Bien d'autres usages s'appliquent à ce genre de convertisseur. Pour n'en citer que quelques-uns : le camping, le fer à souder en voiture, voire même d'autres charges telles qu'un oscilloscope ou un téléviseur portable. Nous verrons également dans cet article les modifications pour le faire fonctionner en 24 Volts.



Le synoptique

Comme pour la majorité des convertisseurs statiques, on utilise un transformateur 220 V / 2 x 9 V efficaces à l'envers. Ce 9 Volts correspond à une tension crête de 12 Volts : tension courante d'une batterie de voiture. Pour les batteries

de 24 Volts, le transformateur utilisé sera un 2 x 18 Volts.

Le synoptique en figure 1 donne une première approche du schéma utilisé.

Un oscillateur pilote génère du 50 Hertz sous deux formes synchrones : carré et triangulaire. Dans le montage, nous aurons besoin de ces deux signaux ainsi que de leurs complémentaires.

On trouve donc deux inverseurs, l'un pour le signal carré est constitué par une porte de comparateur LM339 et l'autre par une porte d'ampli OP LM324. Avant son inversion, le signal triangulaire est mis sous basse impédance par un suiveur. Ces signaux, triangulaires et carrés, commandent enfin les étages d'attaque des transistors de puissance, constitués, eux aussi, de comparateurs.



Ces deux étages de commande reçoivent également une tension continue variable d'asservissement du 220 Volts.

A partir du moment où l'on parle à la fois de comparateur, de signal triangulaire et de tension continue variable d'asservissement, l'idée de la façon dont est réalisée la régulation commence à germer dans l'esprit. De fait, le résultat de cette comparaison va nous donner une commande des transistors de puissance et une régulation par modification de l'angle de conduction dans chaque polarité d'alternance. La tension d'asservissement est pour cela comparée à une cellule de tension de référence ajustable.

Enfin l'arrêt du convertisseur se fait par une consigne de référence de zéro Volts.

Schéma de détail

Le schéma complet du convertisseur est relativement simple (figure 2). Il met en jeu deux circuits intégrés, un régulateur de tension et deux transistors de puissance.

L'alimentation

L'alimentation issue de la batterie est protégée par le fusible F1 de 16 Ampères, externe au circuit imprimé. Ce fusible est indispensable pour prévenir tout incident en cas de surcharge ou de panne du convertisseur. Ce 12 Volts de puissance est appliqué directement au point milieu du transformateur de sortie.

D1 et C1 isolent les circuits de commande de la puissance et de tout parasite ou variations brutales de la tension de batterie. L'ensemble R1, R2 et C2 crée une tension égale à environ 6 Volts utile à divers endroits du montage.

Le régulateur RG1 de 5 Volts, génère la tension stabilisée nécessaire à l'asservissement du montage.

L'oscillateur

Il est constitué par l'une des portes de IC1, broches 8, 9 et 14 du comparateur. Cet oscillateur est du type RC fournissant un signal triangulaire entre 1/3 et 2/3 de la tension d'alimentation soit de 4 à 8 Volts. (Voir HOBBYTRONIC numéro 2 : Pile ou face à afficheur, pour le fonctionnement détaillé de ce type d'oscillateur.)

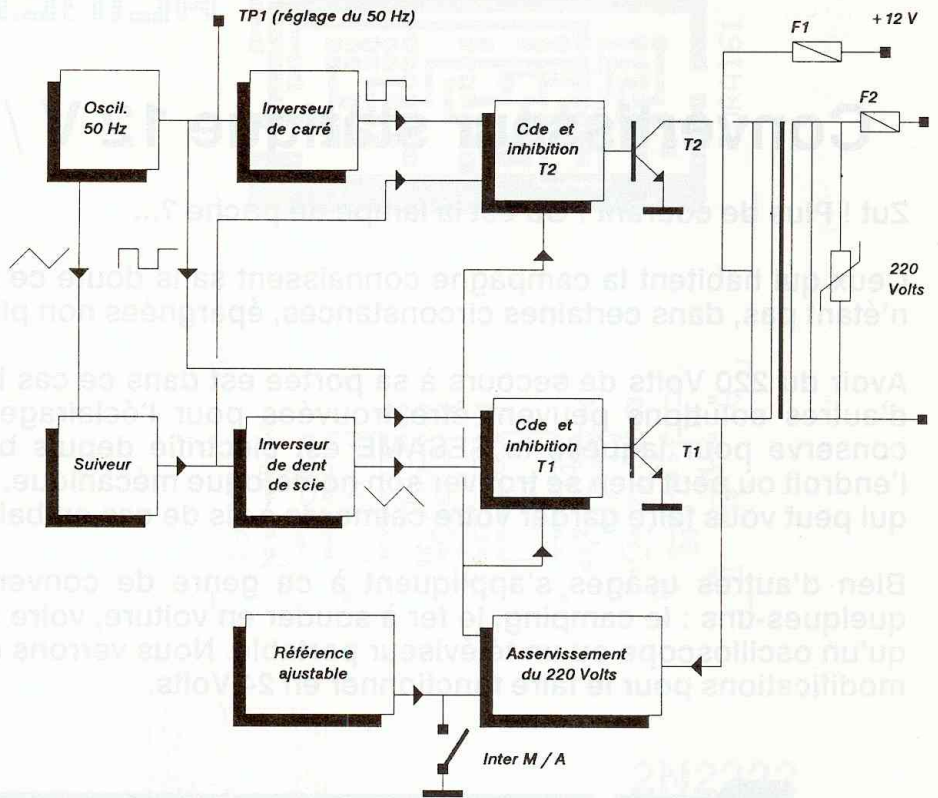


Figure 1 : Synoptique complet du convertisseur statique

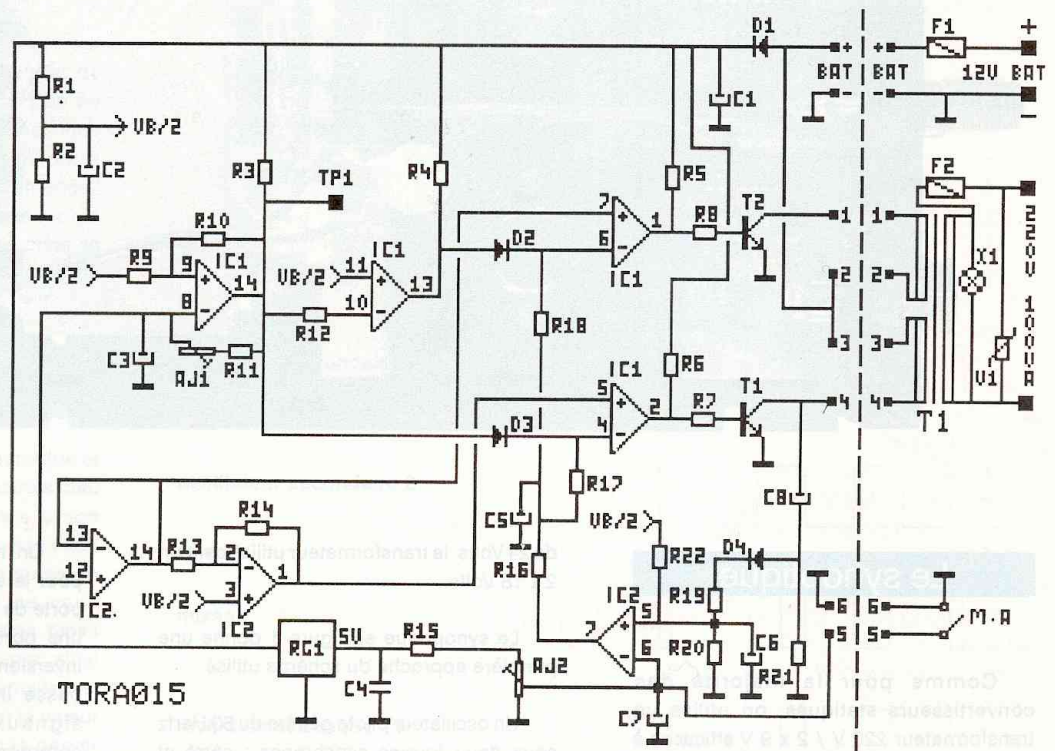


Figure 2 : Schéma complet du convertisseur statique 100 Watts



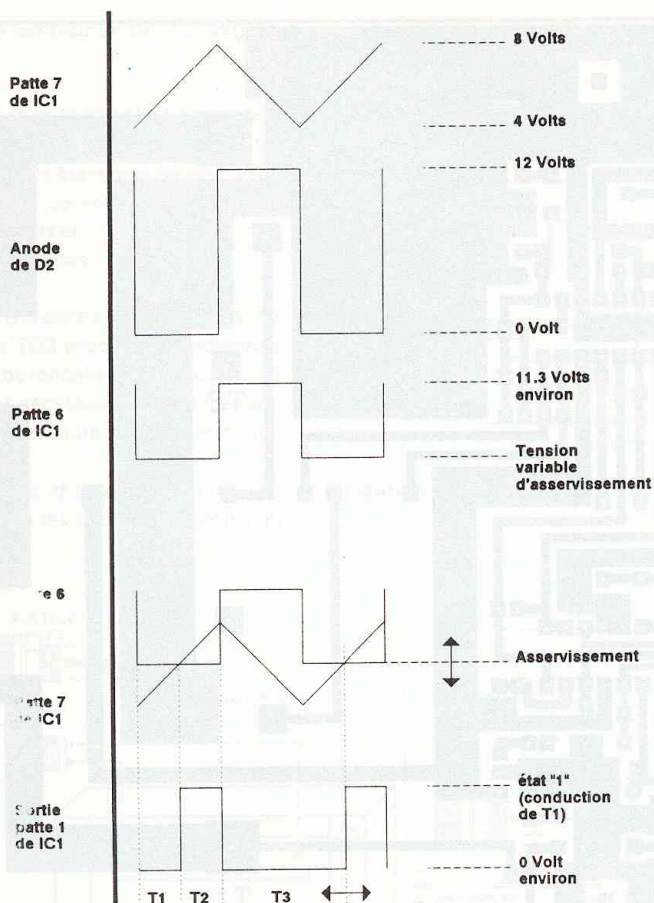


Figure 3 : Signaux sur la porte comparateur de commande de T2

Cet oscillateur fournit également un signal carré sur sa sortie 14, synchrone et en phase avec le triangle, et d'une amplitude d'environ 12 Volts crête. (On négligera dans toute l'explication la chute de tension que génère D1 sur le 12 Volts).

Les inverseurs

Dans le montage, nous aurons besoin du complément de ces deux signaux. Le signal carré est donc inversé par la porte 10, 11, 13 du comparateur LM339. L'entrée plus est polarisée à $V_{bat} / 2$ et le signal carré issu de l'oscillateur attaque l'entrée moins. La résistance R4 assure l'état "1" de la sortie de cet inverseur à collecteur ouvert.

Le signal triangulaire, disponible sur C3, est dans un premier temps "bufférisé" par la porte 12, 13, 14 de l'ampli OP (IC2) LM324 montée en suiveur. Cet abaissement d'impédance permet d'attaquer dans de bonnes conditions l'inverseur de gain -1 constitué par les broches 1, 2 et 3 du LM324. La polarisation de l'entrée plus de cet inverseur est réalisée par le même $V_{bat} / 2$ que l'oscillateur, ce qui assure une tension moyenne de sortie identique pour le triangle non inversé et le triangle inversé. Le respect de l'amplitude de l'inversion entraîne l'utilisation de résistances à 1 % pour R13 et R14.

Nos quatre signaux de base étant créés, nous allons pouvoir voir leur fonctions dans les étages de sorties.

Commande des transistors

Les deux portes de commande de T1 et T2, associées aux composants D2, D3, R17, R18 et C5 jouent deux rôles différents :

1 - Inhibition de l'étage correspondant toutes les 10 mS (Alternance positive ou négative du signal de sortie).

2 - Modulation de la phase de conduction en fonction de la tension de sortie.

En effet, ce genre de montage travaillant sur un signal carré, souffre souvent de problèmes de régulation du 220 Volts en fonction de la charge appliquée sur la sortie. Avoir 220 Volts quand une charge de 60 Watts est connectée et 300 Volts quand la charge n'est que de 10 Watts n'est certes pas une solution : c'est ce que va compenser l'étage de régulation.

La tension d'asservissement est fournie par la porte 5, 6 et 7 du LM324. Nous verrons par la suite le fonctionnement de cette porte, insérée dans la boucle de réaction du 220 Volts, et qui fournit une tension variable à l'intégrateur R16, C5.

Le graphique de la figure 3 indique les formes de signaux relevés aux pattes 6, 7 et 1 du comparateur de commande de T2. Nous nous limiterons à l'explication du fonctionnement sur une seule branche de la puissance, le montage étant totalement identique sur les deux voies. La deuxième voie travaille simplement avec les signaux symétriques créés plus haut (déphasage de 180 degrés).

L'entrée plus, patte 7, reçoit le triangle de 4 Volts d'amplitude et centré sur 6 Volts. L'entrée moins, patte 6 reçoit deux signaux 1 - la tension d'asservissement par R18 2 - un signal carré amené par D2 de 12 Volts crête.

Lorsque ce carré est à l'état "0" la diode est bloquée et la porte de commande de T2 fonctionne en comparateur entre le triangle et la tension d'asservissement. C'est dans cette phase que la régulation par modulation de la largeur d'impulsion appliquée à T2 fonctionne. Quand le signal carré est à "1" la tension d'asservissement est faussée volontairement et est amenée à environ 11.3 Volts, valeur que ne peut pas atteindre le triangle. La porte est donc bloquée en permanence, l'entrée plus étant plus négative que l'entrée moins. Cette porte sort alors un état "0" assurant pendant les 10 mS correspondantes le blocage de T2 et le fonctionnement de l'autre branche du convertisseur.

La quatrième courbe de la figure 3 présente en superposition les signaux appliqués aux pattes 6 et 7. Le temps T1 correspond au blocage de la porte par la tension d'asservissement, T2 enclenche la porte et active le transistor de puissance et enfin le temps T3 garantit le blocage pendant le fonctionnement de l'autre alternance.

Les flèches montrent l'action de la tension asservie sur la position de départ du front positif du signal de commande.

La régulation

Le signal de régulation est récupéré sur le collecteur de T1 où l'amplitude est d'environ 24 Volts crête. Cette procédure permet de ne pas rompre l'isolement qui existe entre le 12 Volts et le 220 Volts de sortie. La seule liaison qui peut exister entre le 220 Volts et l'entrée réside dans l'utilisation d'une prise secteur femelle avec fiche de terre qui sera reliée au coffret du montage et au moins de la batterie.

Ce signal de régulation est recentré par rapport à la masse par C8 et redressé filtré par l'ensemble D4, R19, R20 et C6 pour être comparé à la consigne venant du curseur d'AJ2. La constante de temps de ce réseau

de filtrage est calculée pour être très inférieure à une demi période du 50 Hertz.

Enfin l'arrêt du convertisseur se fait par une consigne de zéro Volt donc une mise à la masse de la tension de référence. La résistance R22 de valeur élevée assure une polarisation résiduelle de la porte d'asservissement et évite tout démarrage intempestif dans le mode veille.

L'enroulement 220 Volts est protégé contre les surtensions inévitables en signal carré par un SIOV (Varistor) S14K250 SIEMENS, qu'il est indispensable de câbler avant toute utilisation.

Réalisation

Les figures 4 et 5 représentent respectivement la face cuivre à l'échelle 1 et l'implantation des composants. Ne pas oublier de monter la diode D1 et les résistances R7 et R8 avant l'installation des TO3 car ces composants sont insérés entre les deux radiateurs. Il en est de même pour les câbles d'arrivée du 12 ou 24 Volts d'alimentation. Réservez bien les deux résistances à 1 % pour R13 et R14.

Les liaisons de 12 Volts batterie et entre le circuit et le transformateur se feront avec du câble de forte section : supérieure ou égale à 1.5 carré. Les courants circulant sur les lignes 12 Volts atteignent 8 à 9 Ampères sous 12 Volts pour une charge nominale de 100 Watts en sortie. Sous 24 Volts ces courants sont pratiquement de moitié.

Le perçage de fixation de la carte imprimée coté TO3 est prévu pour tomber en coïncidence avec les pattes de fixation d'un transformateur KITATO. Il en est de même pour les sorties 1, 2, 3 et 4 du circuit imprimé qui sont en face des cosses de la basse tension du transfo. Cette procédure de fixation permet de réduire au plus court les liaisons circuit / transfo, voire même de les remplacer par des straps de forte section. Un dessin valant mieux qu'un long discours, la photo du convertisseur terminé vous sera utile pour ces particularités de montage.

Une dernière particularité : le montage est à l'arrêt quand l'inter est fermé : pensez-y si vous faites des repères sur votre coffret !

Les transistors de puissance, travaillant en commutation tout ou rien, dissipent dans le pire des cas une douzaine de Watts chacun. Les radiateurs ne devront pas pour autant être sous-estimés. L'emploi des refroidisseurs préconisés assure un fonctionnement correct jusqu'à une

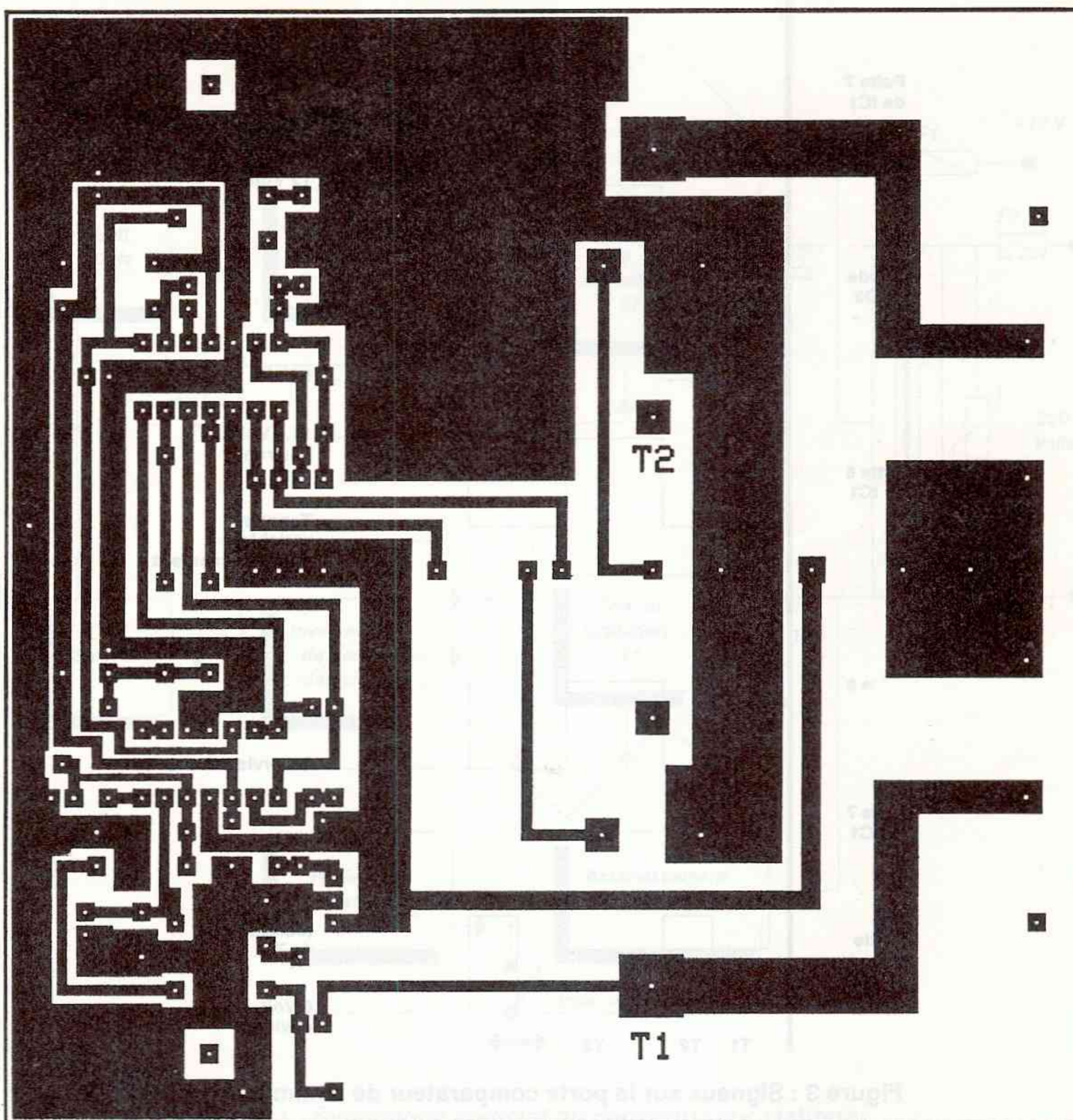
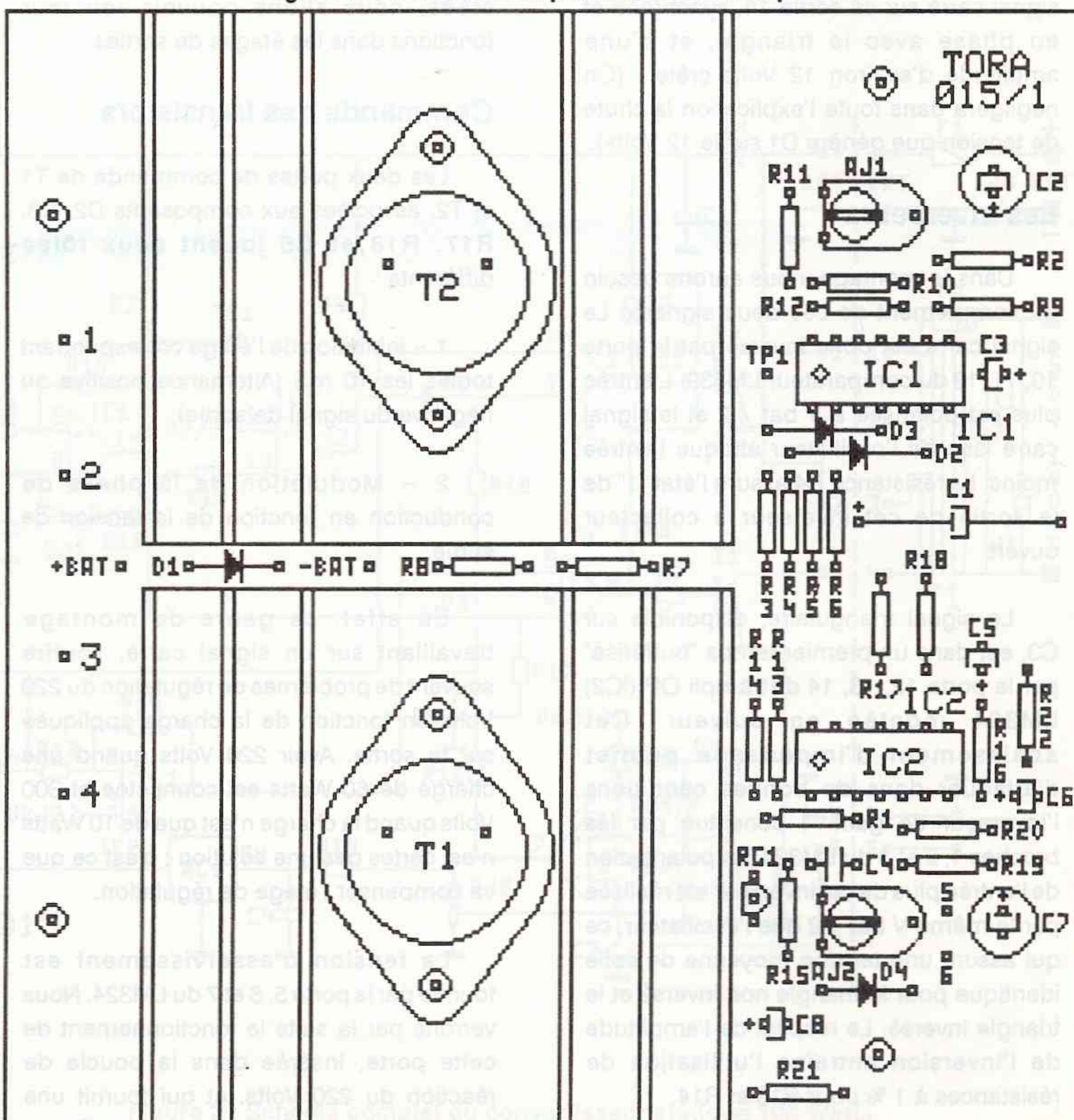


Figure 4 : Face cuivre du convertisseur (Echelle 1)
Figure 5 : ci dessous Implantation des composants



température ambiante de 50 degrés environ.

Veiller à ce qu'il ne soient en contact avec aucun des composants montés entre eux, ces radiateurs étant directement reliés au potentiel des collecteurs de T1 et T2 pour économiser les résistances thermiques des micas.

La figure 6 ci contre, donne le détail de montage des TO3 avec les refroidisseurs préconisés. Les rondelles et écrous sous le radiateur sont nécessaires pour éviter une déformation ou cassure du circuit imprimé.

Le schéma d'interconnexion en dessous montre les câblages externes au circuit imprimé.

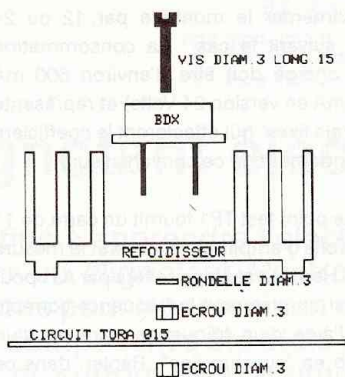
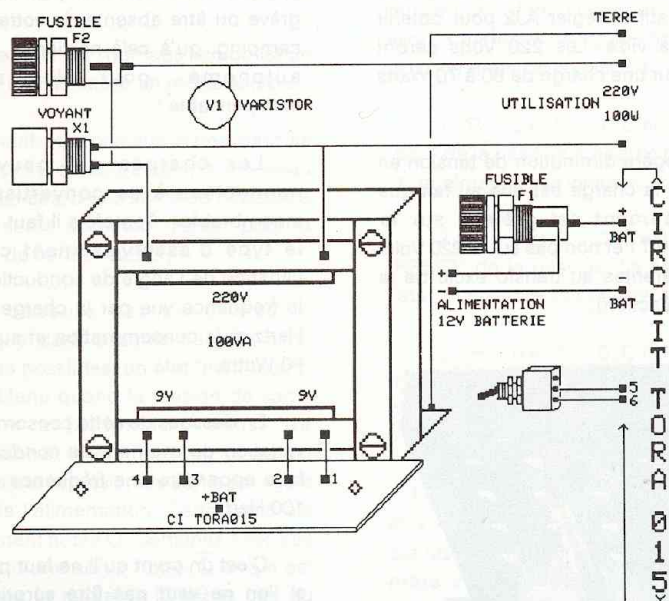
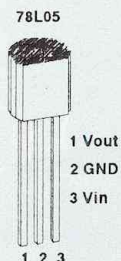
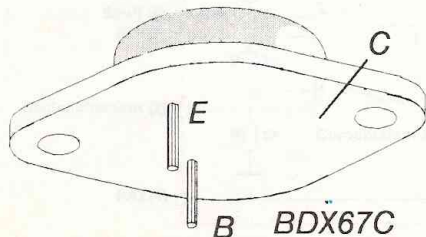
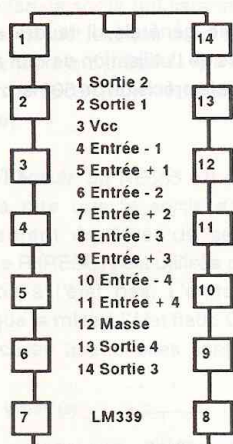


Figure 6 : Détail de montage des TO 3



Brochages



Liste du matériel

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt 5 % sauf indication contraire.

La liste ci-dessous correspond à un convertisseur fonctionnant sous 12 Volts.

R1 à R4	1 K Ω
R5, R6	820 Ω
R7, R8	100 Ω
R9, R10	100 K Ω
R11	68 K Ω
R12	1 K Ω
R13, R14	10 K Ω 1%
R15	33 K Ω
R16	3.9 K Ω
R17, R18	10 K Ω
R19	47 K Ω
R20	15 K Ω
R21	3.3 K Ω
R22	4.7 M Ω
AJ1	47 K Ω Horizontal
AJ2	22 K Ω Horizontal

C1	220 μ F 25 V Axial
C2	100 μ F 25 V Radial
C3	0.1 μ F Tantale
C4	0.1 μ F Céramique
C5	22 μ F 25 V Radial
C6	10 μ F 25 V Radial
C7	100 μ F 25 V Radial
C8	22 μ F 25 V Radial

D1	1N4004
D2, D3, D4	1N4148
T1, T2	BDX67C
RG1	78L05
IC1	LM339
IC2	LM324
V1	SIOV S14K250
X1	Voyant néon 220 V (optionnel)
F1	Fus. 16 A Tempo.
F2	Fus. 1 A Tempo.

Transformateur 2 x 9 V 100 ou 150 VA
Refroidisseur 425/60 Percé TO 3
2 Supports fusible 5 x 20

2 Supports CI 14 broches

1 Inter M/A.

Valeurs à modifier pour l'utilisation en 24 Volts :

R3, R4	2.2 K Ω
R5, R6	1.8 K Ω
R20	6.8 K Ω
R21	6.8 K Ω

C1 220 μ F 40 V Axial

F1 Fus. 10 A Tempo.

Transformateur 2 x 18 V 100 ou 150 VA

Mise sous tension

Avant de procéder à la mise sous tension, veiller à ces trois points importants :

1 / régler les deux ajustables à mi-course.

2 / IMPERATIVEMENT monter le SIOV sur le 220 Volts.

3 / Protéger l'entrée 12 ou 24 Volts par le fusible correspondant de la liste des composants.

La photo de détail du montage permet de voir une possibilité de câblage du fusible de 220 Volts, du SIOV et éventuellement, du voyant néon, sur un transformateur KITATO.

La carcasse plastique dispose d'emplacements non utilisés pour des cosse complémentaires, dans l'un desquels il est possible d'insérer une cosse poignard pour exécuter ces liaisons finales.

A gauche du transformateur, on notera la présence du fil de terre venant de la prise et réuni au coffret au niveau d'une des pattes de fixation du transformateur.

Réglages

Alimenter le montage par 12 ou 24 Volts suivant le cas : La consommation sans charge doit être d'environ 600 mA (300 mA en version 24 Volts) et représente les "frais fixes" qui affecteront le coefficient de rendement de ce convertisseur.

Le point test TP1 fournit un carré de 11 à 12 Volts d'amplitude et permet la mesure du 50 Hertz. Le réglage se fera par AJ1 pour obtenir au plus près la fréquence correcte et à l'aide d'un fréquencemètre ou d'un oscillo en "synchro line". Régler, dans ce second cas, pour que la trace soit fixe : pas de défilement de la trace vers la gauche ou la droite de l'écran.

Câbler un multimètre sur la sortie 220 Volts alternatif et régler AJ2 pour obtenir 227 Volts à vide. Les 220 Volts seront obtenus pour une charge de 60 à 70 Watts environ.

Cette légère diminution de tension en fonction de la charge est due au fait que l'asservissement est prélevé sur le collecteur de T1 et non pas sur le 220 Volts (Pertes inhérentes au transfo exclu de la boucle de réaction).

Cette variation reste toutefois dans des limites acceptables puisque nos essais indiquaient avec ce réglage initial, une tension de 215 Volts en ayant comme charge deux ampoules de 60 Watts et un transformateur de 100 VA !.

Ne jamais mettre en court circuit ou en surcharge excessive la sortie 220 Volts : En effet le but de ce montage est d'être simple, économique et compact. De ce fait aucun contrôle du courant circulant dans T1 et T2 n'existe, les seules protections étant les fusibles F1 et F2.

Conclusions

Celle que l'on a surnommée à une époque la fée électricité peut se mettre en grève ou être absente de votre terrain de camping, qu'à cela ne tienne, vous voilà autonome pour le minimum indispensable !

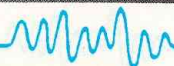
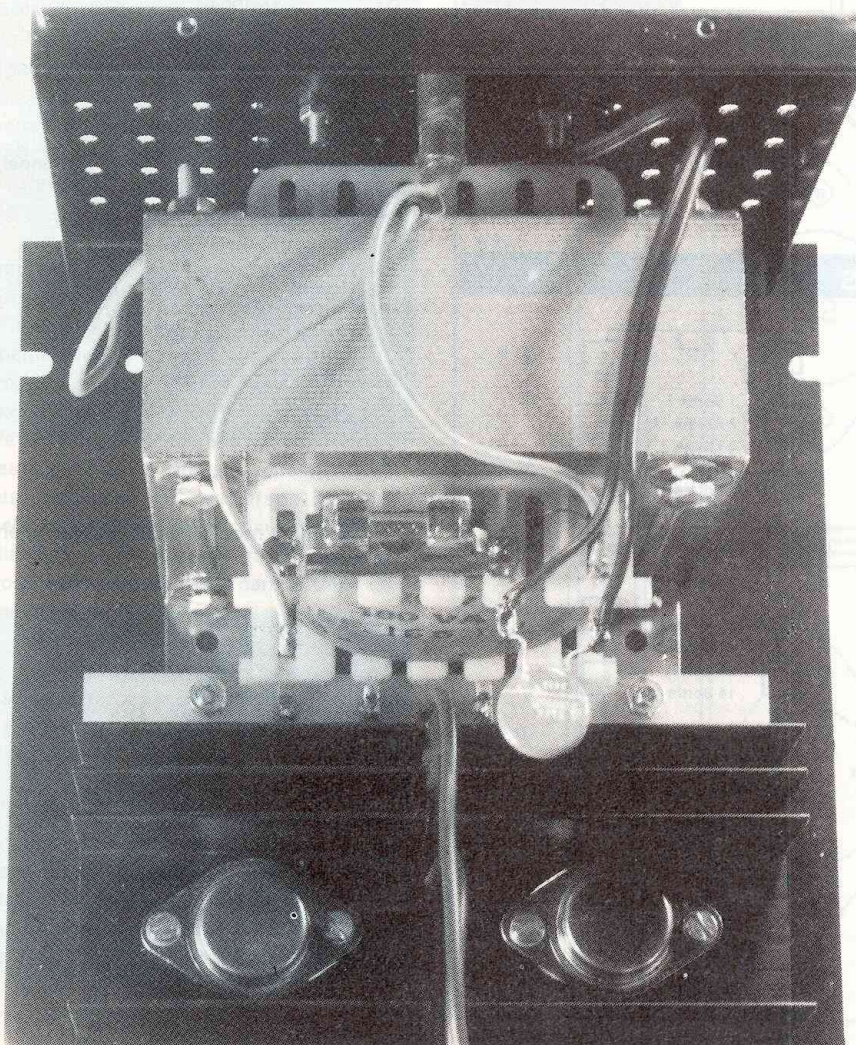
Les charges qui peuvent être connectées à ce convertisseur sont innombrables. Toutefois il faut savoir que le type d'asservissement choisi par variation de l'angle de conduction fait que la fréquence vue par la charge est de 50 Hertz si la consommation est supérieure à 60 Watts.

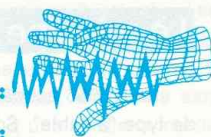
En dessous de cette consommation, la variation du moment de conduction peut faire apparaître une fréquence double de 100 Hertz.

C'est un point qu'il ne faut pas ignorer si l'on ne veut pas être surpris par son radio-réveil (par exemple) qui avance deux fois plus vite !.

En règle générale, il faudra en tenir compte lors de l'utilisation de tout appareil qui réclame la précision du 50 Hertz E. D. F.

J.TAILLIEZ





Un clignotant électronique

Voici un nouveau montage destiné à apprendre l'électronique en se distrayant. L'objet de cette application est de réaliser un clignotant électronique qui allume alternativement 2 groupes de 3 LED. Nous utiliserons pour y parvenir un circuit spécialisé dans la gestion des durées le NE555. Le choix de ce composant a été dicté par sa simplicité de fonctionnement, sa facilité de mise en oeuvre et surtout son aptitude à contrôler très simplement les phénomènes liés avec le temps.

Le circuit intégré utilisé

L'ensemble du montage est construit autour du NE555 utilisé en mode astable.

Le circuit est constitué d'une bascule RS piloté par 2 comparateurs, d'un réseau de 3 résistances, d'une sortie de puissance et d'une sortie collecteur ouvert pour la décharge de condensateurs.

Une bascule est un dispositif électronique dont la sortie ne peut avoir que 2 états possibles: un état "haut" ou "1" qui est obtenu quand la tension de sortie est égale à la tension "Plus" de l'alimentation et un état "bas" ou "0" qui est obtenu quand la tension de sortie est égale "Moins" de l'alimentation. Cette sortie est généralement notée Q. Certaines bascules disposent d'une sortie notée \bar{Q} et qui est l'inverse de la sortie Q (C'est le cas du NE555. Mais comme l'amplificateur de sortie est un amplificateur à entrée inverseuse, la sortie qui sera utilisée dans la suite de cet exposé sera la sortie du circuit intégré qui présente la même valeur que la sortie Q (Non représentée) de la bascule).

La bascule du NE555 est du type RS. C'est à dire que la sortie est fonction uniquement de l'état de ses entrées. L'entrée R (RESET) est utilisée pour mettre la sortie à l'état bas. L'entrée S (SET) provoque la mise à l'état haut. Ces entrées sont actives quand elles sont placées à

l'état haut, c'est à dire que la valeur de la tension d'entrée est égale à la valeur de la tension du "Plus" d'alimentation. Nous avons quatre cas de figures possibles pour la commande de la bascule.

- 1 : R = 0 et S = 1. C'est la phase de "SET" de la bascule. La sortie passe à l'état "1" quelque soit sa valeur précédente.

- 2 : R = 1 et S = 0. C'est la phase de "RESET" de la bascule. La sortie passe à l'état "0" quelque soit sa valeur précédente.

- 3 : R = 0 et S = 0. C'est la phase de mémoire. La sortie conserve son état précédent.

- 4 : R = 1 et S = 1. C'est la phase deEuh!!!!... R = 1 met la sortie à l'état bas et S = 1 met la sortie à l'état haut. Voila un cas où il y a de quoi s'arracher les cheveux, mais vite car cela peut devenir un composant qui fume! N'ayez pas peur ce cas est heureusement prévu par les constructeurs de C.I. et ils résolvent ce genre de cas en rendant l'une des fonctions prioritaire. Sur la bascule du NE555 c'est la fonction "SET" qui a été avantagée.

Le comparateur est un dispositif électronique qui sert comme son nom l'indique à comparer des tensions. Il comporte une entrée "+" ou non inverseuse, une entrée "-" ou inverseuse et une sortie. La sortie de nos deux comparateurs fonctionne comme pour la sortie de la bascule. Elle ne peut prendre

que deux états: Un état "haut" ou "1" et un état "bas" ou "0". Comme pour la bascule, l'état de la sortie est fonction de l'état des entrées. Sur un comparateur la sortie est à l'état haut si la tension appliquée sur l'entrée "+" est supérieure à celle appliquée sur l'entrée "-". Par déduction logique n'est ce pas Monsieur LAPALISSE, la sortie est à l'état bas si l'entrée "+" est en dessous de l'entrée "-".

Le réseau de résistance est utilisé pour fournir 2 tensions de références placées respectivement à 1/3 et à 2/3 de la tension d'alimentation car les 3 résistances ont identiques.

L'entrée "-" du comparateur 1 est reliée la référence 2/3. Sa sortie passe à l'état haut quand la tension appliquée sur son entrée "+" (Seuil) dépasse la valeur de la référence 2/3. Sa sortie attaque l'entrée R de la bascule.

L'entrée "+" du comparateur 2 est reliée la référence 1/3. Sa sortie passe à l'état haut quand la tension appliquée sur son entrée "-" (Déclenchement) devient inférieure à la valeur de la référence 1/3. Sa sortie attaque l'entrée S de la bascule.

Le fonctionnement du NE555 devient maintenant évident. Quand une tension inférieure à 1/3 de la tension d'alimentation est appliquée sur l'entrée déclenchement (Patte 2), la sortie passe à l'état haut. Quand une tension supérieure à 2/3 de la tension d'alimentation est appliquée sur l'entrée seuil (Patte 6) et que la tension appliquée sur l'entrée de déclenchement est supérieure à 1/3 de la tension d'alimentation (Priorité de la bascule), la sortie passe à l'état bas.

Le transistor de décharge est passant quand la sortie est à l'état bas. Les pattes 4 (RAZ) et 5 (Ref) ne sont pas utilisées dans notre montage. Pour en savoir plus sur leur rôle et sur les autres modes d'utilisation du NE555, reportez vous à la rubrique HOBBYTHEQUE de ce composant.

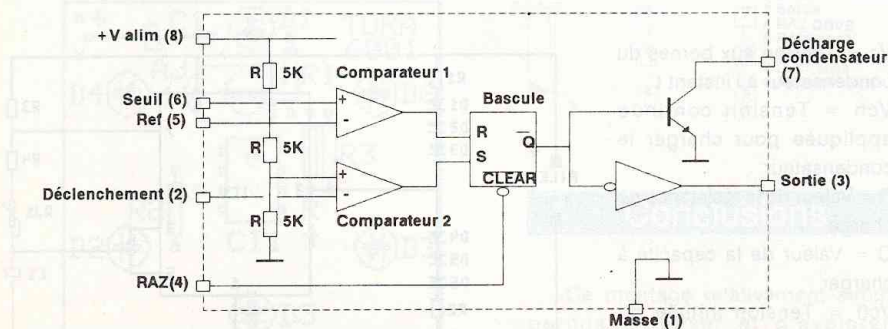


Schéma interne du NE555



Le principe du montage

Le NE555 est câblé dans un mode dit de type "astable". Son rôle est de délivrer un signal périodique sans avoir recours à un signal de commande. Par extension nous pouvons dire qu'il s'agit d'un oscillateur. Son principe de fonctionnement est basé sur la charge et la décharge d'un condensateur que l'on fait évoluer entre deux bornes de tension

Le secret de ce montage repose sur la manière dont sont agencés les composants additionnels. Tout se joue au niveau des résistances R1, R2 et C1.

Au moment de la mise sous tension, le condensateur C1 est déchargé. La tension appliquée sur la patte 2 et la patte 6 (Nous noterons qu'elles sont reliées ensemble) est nulle. Nous nous trouvons dans le cas où la tension appliquée à la patte 2 est inférieure à la référence 1/3. La sortie passe donc instantanément à l'état haut, le transistor de décharge est bloqué. Le condensateur va donc se charger au travers des résistances R1 et R2.

Au bout d'un certain temps, la tension aux bornes du condensateur va atteindre 1/3 de la tension d'alimentation. Nous abandonnons l'étape de démarrage pour atteindre la phase dite de régime établi.

Nous sommes dans le cas où la tension de la patte 6 est inférieure à 2/3 de la tension d'alimentation et la tension de la patte 2 (La même) est supérieure à 1/3 de la tension d'alimentation. C'est la phase dite de mémoire (La sortie est à l'état haut).

Le condensateur va continuer à se charger et atteindre la valeur de 2/3 de la tension d'alimentation. A ce moment le comparateur 1 va changer d'état et provoquer la mise à l'état bas de la sortie. Ce changement d'état entraîne la mise en conduction du transistor de décharge.

Le condensateur va donc commencer à se décharger au travers de la résistance R2 seule. La tension à ses bornes va passer en dessous de 2/3 de la tension d'alimentation et nous nous retrouvons dans le phase mémoire (La sortie est à l'état bas).

La décharge va continuer jusqu'à la tension de 1/3 de la tension d'alimentation.

A ce stade, la sortie repasse à l'état haut et le transistor de décharge se bloque.

Le cycle reprend au début de la phase de régime établi et durera tant que le montage sera alimenté, ou tant que la pile ne sera pas usée.

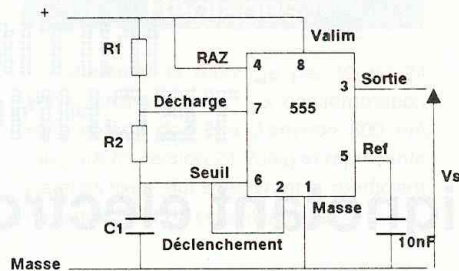
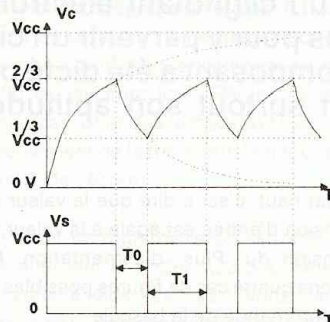


Schéma de base du montage en mode astable



Nature des courbes relevées sur le montage

Les courbes données page précédente illustrent ce cycle. La courbe Vc donne l'évolution de la tension aux bornes du condensateur C1. Nous retrouvons cette évolution entre 1/3 et 2/3 de Vcc. C'est également la tension qui est appliquée sur les pattes 2 et 6 du NE555. La courbe Vs nous donne l'état de la sortie en fonction de l'état des pattes 2 et 6.

La capacité de 10nF placée sur la patte 5 est facultative. Elle devient cependant nécessaire quand on désire des tensions de seuils de basculement parfaitement stables (Ce qui n'est pas le cas pour notre application). La patte 4 (RAZ) n'est pas non plus utilisée dans le mode de fonctionnement en astable.

Le petit coin du "matheux"

Ce chapitre va nous permettre de calculer la période de l'oscillation (Ou sa fréquence).

La charge d'un condensateur obéit à la loi suivante:

$$(Vc - Vc0) = (Vch - Vc0)(1 - \exp(-t/RC))$$

avec
 Vc = Tension aux bornes du condensateur à l'instant t
 Vch = Tension continue appliquée pour charger le condensateur
 R = Valeur de la résistance de charge
 C = Valeur de la capacité à charger
 Vc0 = Tension initiale du

condensateur au début de la charge.

La période T1 de la charge peut maintenant être calculée. La tension à atteindre est de 2/3 de Vcc au bout du temps T1. La charge initiale du condensateur est de 1/3 de Vcc. La résistance de charge est constituée de R1 et R2. La tension de charge est Vcc.

Nous obtenons alors:

$$2/3 Vcc - 1/3 Vcc = (Vcc - 1/3 Vcc)(1 - \exp(-T1/C(R1 + R2)))$$

Soit

$$1/3 = 2/3(1 - \exp(-T1/C(R1 + R2)))$$

$$\exp(-T1/C(R1 + R2)) = 1/2$$

D'où après développement

$$T1 = (R1 + R2) C \ln(2)$$

L'équation de décharge du condensateur est la suivante:

$$(Vc - Vdc) = (Vc0 - Vdc)\exp(-t/Rc)$$

avec

Vc = Tension aux bornes du condensateur à l'instant t
 R = Valeur de la résistance de décharge
 C = Valeur de la capacité à décharger
 Vc0 = Tension initiale du condensateur au début de la décharge.
 Vdc = tension continue appliquée pour obtenir la décharge.

Dans notre cas, la tension de décharge est la masse (0V).

La résistance de décharge est égale à R2. La charge initiale est de 2/3 de Vcc. La tension à atteindre est 1/3 de Vcc au bout du temps T0

Nous obtenons donc

$$1/3 Vcc - 0 = (2/3 - 0)Vcc \cdot \exp(-T0/R2C)$$

Soit après développement

$$T0 = R2 C \ln(2)$$

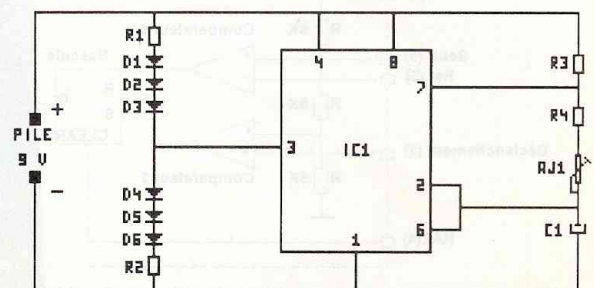


Schéma définitif du clignoteur

La période totale de l'oscillation est donc égale à $T_0 + T_1$ soit

$$T = (R_1 + 2R_2) C \ln(2)$$

Le schéma de détail

Le schéma définitif est donné ci dessous et ne diffère guère de celui que nous avons utilisé pour les explications.

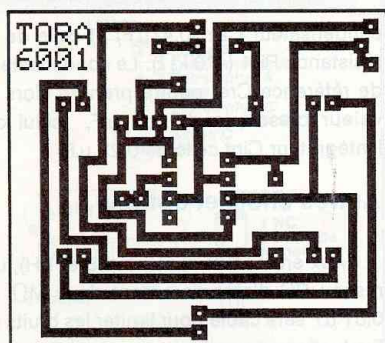
La charge du condensateur s'effectue au travers des résistances R3 et R4-AJ1 alors que la décharge s'opère au travers de R4-AJ1. Nous devinons déjà que AJ1 sert à faire varier la fréquence de clignotement.

Côté sortie nous trouvons le bloc R1-D1-D2-D3 qui est relié au "plus" de l'alimentation et le bloc R2-D4-D5-D6 qui est relié à la masse. La sortie ne prenant que deux états, le bloc 1 s'allumera quand la sortie est l'état bas. De même le bloc 2 s'allumera quand la sortie est à l'état haut. Les résistances R1 et R2 limitent le courant qui circulera dans les LED.

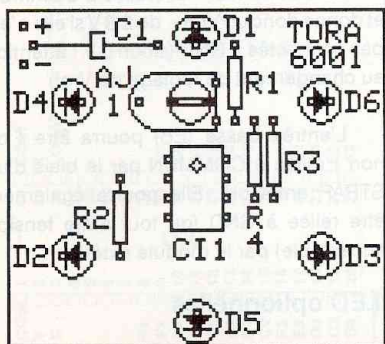
La précision demandée aux seuils de basculement étant sans influence sur notre montage, la capacité de filtrage montée sur la patte 5 du circuit à volontairement été omise.

L'alimentation s'effectue par une pile de 9 Volts

Liste du matériel:



Circuit imprimé du clignoteur



Implantation des composants

Ce montage de par sa simplicité demande très peu de composants

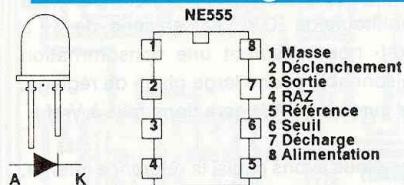
R1-R2	Résistance 1/4W 560 Ω
R3	Résistance 1/4W 2,2 KΩ
R4	Résistance 1/4W 100 KΩ
AJ1	Ajustable horizontal 1 MΩ
C1	1 μF 63V axial chimique
D1-D2-D3-D4-D5-D6	Diode led rouge Ø5 mm
IC1	Circuit intégré NE 555
1	Support circuit 8 broches
X1	Coupleur pile 9V

Les composants ont été calculés pour avoir une période d'oscillation évoluant entre 0,14 et 1,5 secondes. réglable par AJ1

Réalisation

La réalisation est facilitée par un circuit imprimé relativement aéré. Un interrupteur Marche/Arrêt peut être ajouté pour mettre le montage hors tension. Le circuit est donné à l'échelle 1 et sa dimension externe est ajustée pour pouvoir entrer dans un coffret C1 MMP. Il faudra donc veiller à ajuster la hauteur des LED pour qu'elles puissent s'insérer sans problème dans le coffret. Respecter le sens du circuit intégré et le sens des LED (Pour mémoire la patte la PLUS longue doit être au PLUS). L'alimentation 9 volts fournie par exemple par une pile, sera connectée aux emplacements marqués "+" et "-" du circuit imprimé. On pourra insérer un interrupteur à glissière dans l'un des deux fils du coupleur de pile. Le réglage de la période de l'oscillation est faite par AJ1. Cet ajustable pourra être remplacé par un potentiomètre dont l'axe sortira du boîtier. Cela permettra de régler la vitesse sans avoir à ouvrir le boîtier. La couleur des LED peut également être changée pour agrémenter d'une certaine manière le montage. Les LED sont disposées en quinconce pour obtenir un effet de rotation du motif lumineux.

Brochages

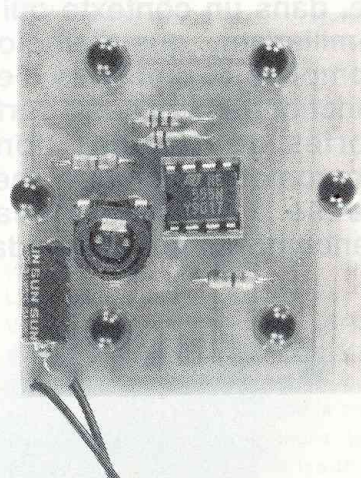


Conclusions

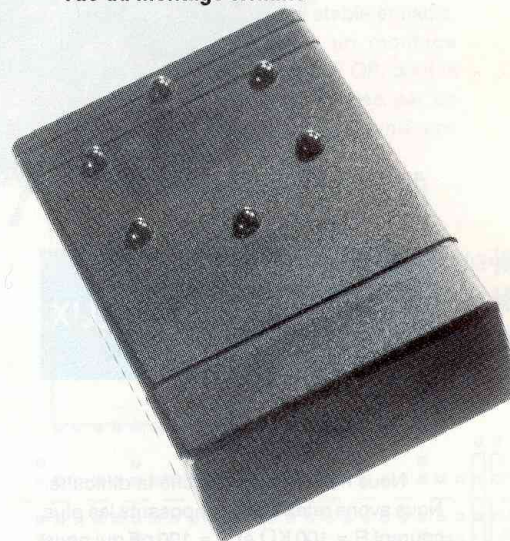
Ce montage relativement simple a permis d'utiliser et d'explorer le

fonctionnement de ce circuit intégré qui est l'un des plus utilisés en électronique. Sa "popularité" est due au fait qu'il permet de gérer des phénomènes temporels sans avoir à faire appel à une "artillerie lourde" de composants. Un des autres modes d'utilisation de ce pavé est le mode "monostable" utilisé dans les minuteries. Pour en savoir plus, vous pouvez toujours vous reporter à la rubrique "hobbytheque" sur ce composant et constater que c'est vraiment "la bonne à tout faire" de l'électronique.

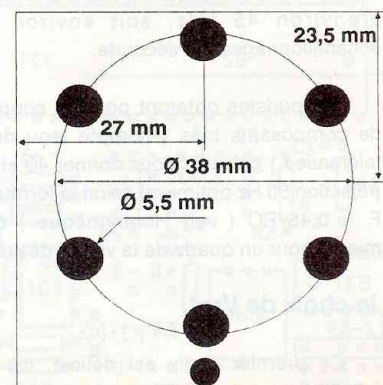
E. DERET



Vue du montage terminé



Exemple de mise en coffret

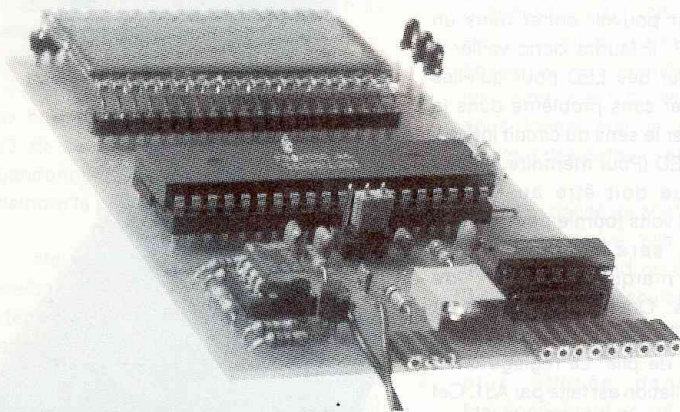


Gabarit de perçage/bords intérieurs du coffret



KITS D'ÉVALUATION ET DE MESURE 3 DIGITS 1/2 à base 7106 & 7107

Nous avons déjà développé, en page 2 et suivantes, l'étude des convertisseurs 7106 et 7107. Nous allons à présent réaliser les platines qui vont permettre leur utilisation concrète, et ce, dans un contexte qui doit autoriser aussi bien l'évaluation de ces produits et de s'y familiariser, que d'employer ces modules aux fins de réaliser des systèmes de mesures complets et pratiques d'emploi. Nous avons donc soigné le circuit imprimé, tant pour un fonctionnement aussi parfait que possible, que pour permettre sa connexion aisée à toutes sortes de modules dont nous développerons l'étude dans les numéros suivants (baromètre, altimètre, thermomètre, voltmètre, anémomètre,....). D'autre part, avons nous pensé à l'aspect mécanique de cette réalisation et aux problèmes posés par l'encombrement, en rendant le circuit sécable au niveau de l'affichage.



LES POINTS COMMUNS AUX DEUX MODULES

L'horloge

Nous n'avons pas cherché la difficulté. Nous avons retenu les composants les plus courants $R = 100\text{ k}\Omega$ et $C = 100\text{ pF}$ qui nous donneront une fréquence non critique d'environ 45 kHz, soit environ 3 échantillonnages par seconde.

Les puristes opteront pour un couple de composants triés (compte tenu des tolérances) calculés pour donner 40 kHz (réjection 50 Hz optimum) selon la formule $F = 0,45/RC$ (voir Hobbythèque) ou mieux, pour un quartz de la valeur désiré.

le choix de Vref

Ce premier choix est délicat, car il conditionne un certain nombre d'autres composants. La plupart des modules en

préparation ont une sortie en millivolts dans le type d'unité choisie et donc l'échelle 2 volts serait optimum pour éviter un fâcheux pont diviseur d'entrée. D'autre part, l'échelle 200 mV s'avère plus sensible aux bruits (Normal !)

Nous avons donc opté pour la première, tout en conservant la possibilité de revenir à la seconde (ou à toute autre).

Une résistance $R2$ de 4,7 k Ω et un multitours de 20 k Ω AJ1 en série, de $V+$ à V_{ref-} nous assurent une consommation raisonnable et une large plage de réglage. Le curseur de AJ1 sera donc relié à V_{ref+}

Nous avons choisi la référence interne, suffisante sur 7106, et satisfaisante sur 7107. On peut aussi limiter l'échauffement de l'IC par la mise en place d'une diode D6 en série sur l'alimentation des afficheurs (voir Hobbythèque), et de régler (et de ne prendre en compte) l'affichage qu'après quelques minutes de fonctionnement (mise en température d'équilibre)

Ce choix détermine à son tour la valeur du

condensateur C_{az} (0,47 μF) et celle de la résistance R_{int} (470 k Ω). Le condensateur de référence C_{ref} pourra prendre alors la valeur classique de 0,1 μF , celui de l'intégrateur C_{int} celle de 0,22 μF .

Autres choix et options

Aux entrées de mesure (EB et EH), un réseau RC d'amortissement de 1 M Ω et 0,01 μF sera câblé pour limiter les bruits et fluctuations parasites.

La broche V_{ref-} est reliée à COMMUN et donne donc un V_{ref-} de 2,8 V si elle n'est pas connectée à GND (sinon 0 V : attention au changement de réglage de V_{ref})

L'entrée basse (EB) pourra être (ou non) reliée à COMMUN par le biais d'un STRAP amovible. Elle pourra également être reliée à GND (ou tout autre tension acceptable) par le module extérieur.

LED optionnelles

Trois emplacements sont prévus à



droite des afficheurs pour y disposer des LED qui pourront servir de témoins d'états ou d'unités en service, commandées par un état bas depuis les platines capteurs. Elles sont donc d'office reliées à V+ et leurs cathodes sont reliées au connecteur de sortie au travers de résistances de 150 Ω (ou plus selon luminosité souhaitée).

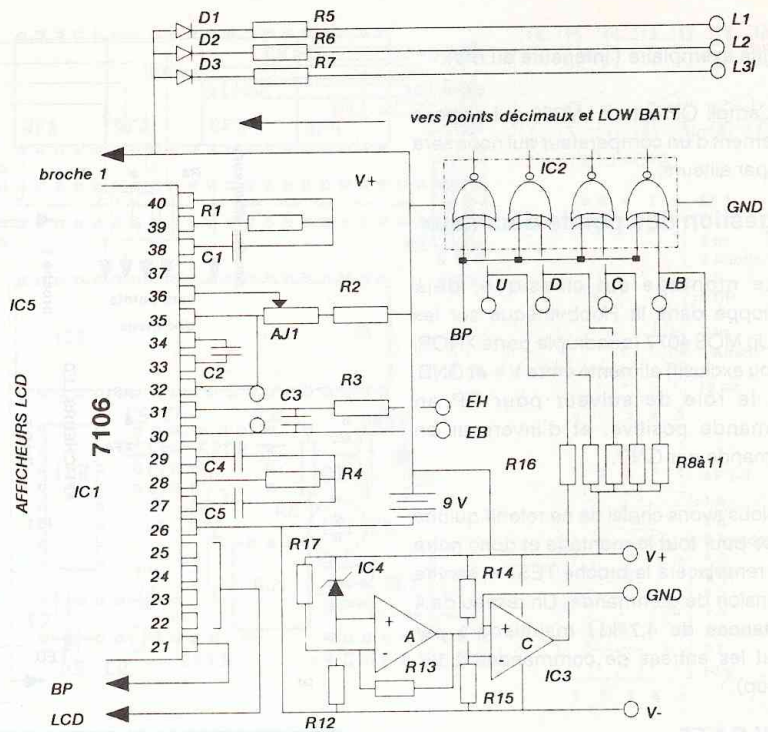
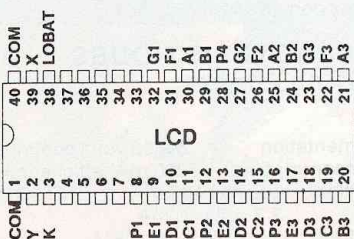
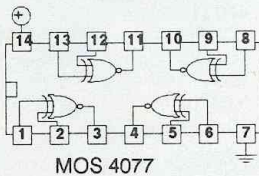
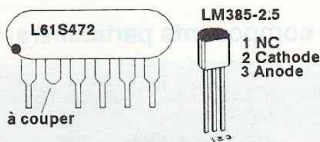
Entrées-Sorties

Nous avons décidé de disposer de connexions directes, pratiques, et avec une totale compatibilité entre les 2 modules (7106 & 7107).

- Des entrées mesures, bien sur : EB et EH
- Des alimentations V+, GND et V-.
- Les contrôles des points de décimales (actifs à l'état bas).
- Les contrôles des trois LED témoins d'état. Soit en tout 12 connexions que nous vous recommandons donc de réaliser avec des connecteurs tulipes femelles, coudés ou non, vendus en barrettes sécables et acceptant des broches carrées de 0,635 mm standards en mâles, coudées ou non.

Les composants communs

- R1 100kΩ
- C1 100pF
- R2 4,7kΩ
- AJ1 20kΩ type 67w BECKMAN
- C2(Cref) 0,1μF
- C3 0,01μF
- C4(Caz) 0,47μF
- R3 1MΩ
- C5(Cint) 0,22μF multicouche
- R4(Rint) 470k
- D1à3 Led 3 mm
- R5à7 470 Ω
- 1 support tulipe 40 broches
- 12 connecteurs tulipe femelles coudés
- 3 connecteurs mâles droits
- 1 cavalier femelle



LES PARTICULARITES DU MODULE 7106

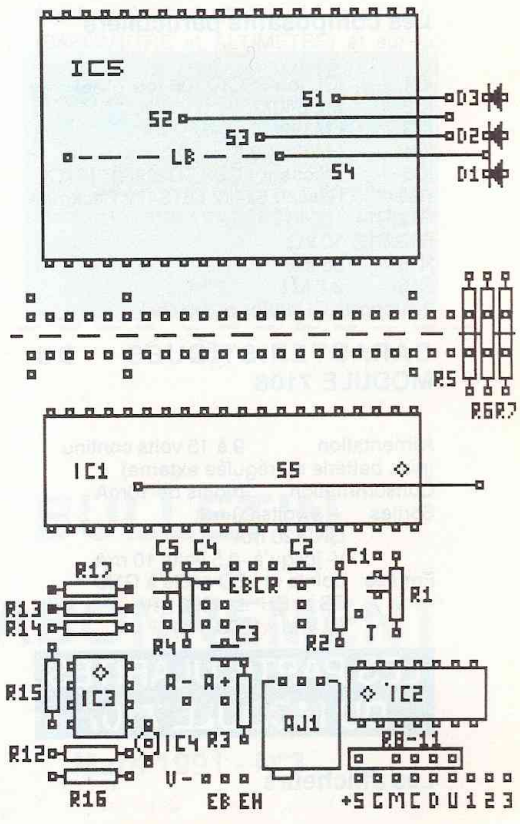
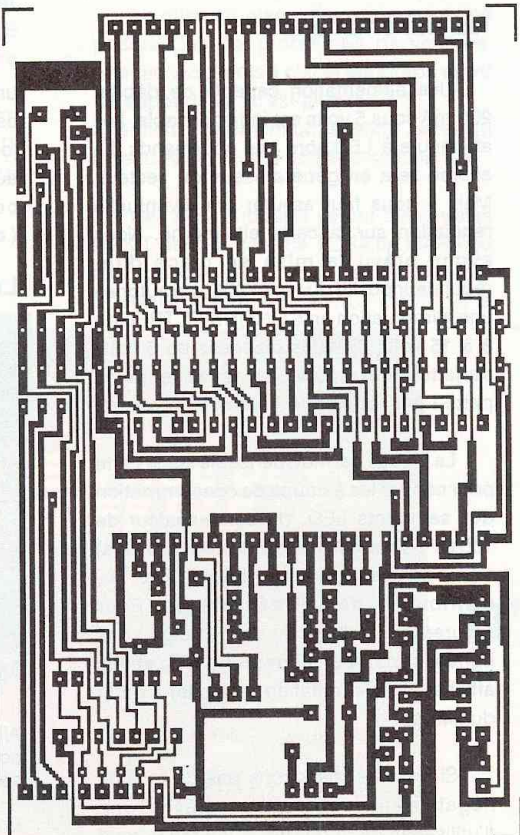
L'afficheur

Il existe de nombreux types d'afficheurs LCD 3 digits 1/2. Nous avons opté pour le plus répandu car le moins cher et plus que suffisant.

les alimentations

Le 7106 peut fonctionner sur pile 9 volts

(ou batterie, jusqu'à 15 volts). L'alimentation est donc assurée pour V+ et V-. Mais il nous faut une masse (GND) de qualité, environ 5 volts sous V+ et indépendante de la décharge de la pile. Nous avons songé disposer de la broche TEST qui remplit ces conditions. Hélas, même avec un étage suiveur, les fluctuations, supérieures à 5 mV, sont prohibitives à une mesure stable et fiable. Nous avons donc ajouté un montage régulateur de tension à ampli OP, dont la référence de tension est donnée par un LM 385Z-2.5. Nous obtenons ainsi une



stabilité exemplaire (inférieure au mV).

L'ampli OP est un LM392 qui dispose également d'un comparateur qui nous sera utile par ailleurs.

La gestion des points décimaux

Le montage est classique, déjà développé dans la Hobbythèque sur les ICL. Un MOS 4077 (quadruple porte XNOR, non-ou exclusif) alimenté entre V+ et GND, joue le rôle de suiveur pour BP en commande positive, et d'inverseur en commande par GND.

Nous avons choisi de ne retenir qu'une masse pour tout le montage et donc notre GND remplacera la broche TEST et servira de tension de commande. Un réseau de 4 résistances de 4,7 kΩ maintiendra par défaut les entrées de commandes à V+ (pull-up).

LOW BATT

Dans un montage fonctionnant sur pile (ou batterie), une indication de sous alimentation est indispensable pour prévenir des risques de mesures erronées. Nous disposons sur l'afficheur LCD choisi d'un LOW BATT que nous allons donc commander à partir d'une chute de la tension en dessous de 7,5 volts. L'étage comparateur libre du LM392 ne l'est plus. Il assure la comparaison entre GND et 2/3 de Vtotal et bascule donc à 7,5 V restants. Il commande au travers de R16 la 4eme décimale cablée sur LOW BATT

Les composants particuliers

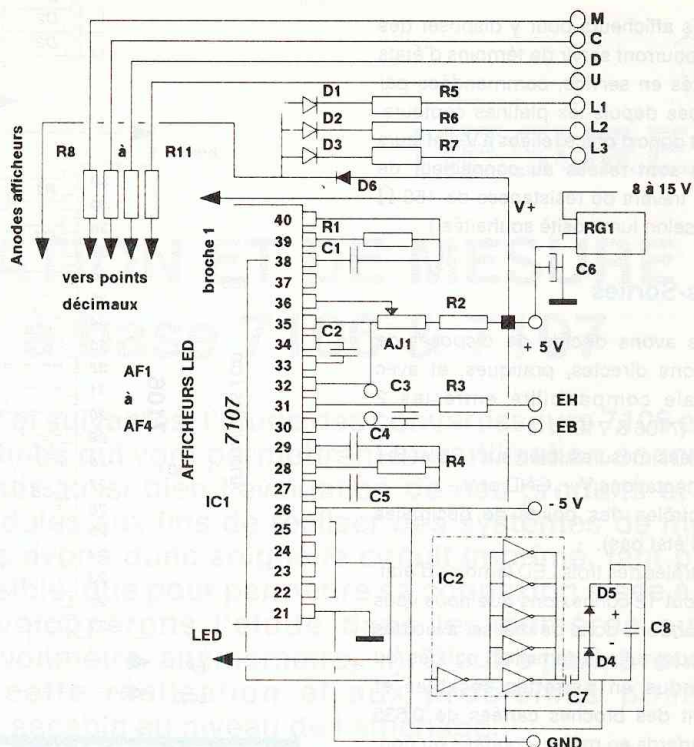
IC1	ICL (ou TSC) 7106 (ou 7136)
IC2	MOS4077
IC3	LM392
IC4	LM385Z-2,5
IC5	Afficheur LCD LTD222R12(RTC)
R8à11	Réseau 5x4k7 L61S472 Beckman
R12,R14	100 kΩ
R13,R17	10 kΩ
R15	56 kΩ
R16	2,7 kΩ
2 supports CI (1x8br et 1x14br)	

CARACTERISTIQUES DU MODULE 7106

Alimentation	9 à 15 volts continu (pile, batterie ou régulée externe)
Consommation	moins de 10mA
Sorties	+ 5 volts 20 mA GND 20 mA V- jusqu'à -2,5 volts 10 mA
Entrées	points et LED actifs à GND EB et EH ± 1999 mV (si Vref = 1000 mV)

LES PARTICULARITES DU MODULE 7107

Les afficheurs



Nous avons opté pour des modèles 13 mm Téléfunken, pour 2 motifs:

- la lisibilité
- le brochage, qui permet une implantation facile et leur mise en place sur un support 40 broches classique (ou à Wrapper pour rehausser)

Bien sûr, tout modèle équivalent peut convenir.

les alimentations

Une alimentation capable de débiter 200 mA sous 5 volts est indispensable. Les afficheurs à LED sont très gourmands. La source sera en général issue du secteur. Mais il nous faut assurer une éventuelle régulation sur la carte elle-même. Nous avons prévu la mise en place d'un régulateur positif du type 7805, qui autorise une alimentation en CONTINU FILTRED de 8 à 15 volts. Si vous disposez de 5 volts parfaitement régulés, un strap entre la patte 1 (Vin) et la patte 3 (Vout) fera l'affaire.

Le filtrage est indispensable sur la carte pour contrer les à-coups de consommation des segments LED. Un condensateur de 100 µF (électrochimique) 16 volts (ou plus) conviendra. Le circuit imprimé de distribution de V+ est critique. Pour assurer une stabilité du dernier digit : des lignes séparées alimentent l'IC et les afficheurs (alimentation en étoile) à partir du filtrage.

Si nous ne disposons pas de tension négative, il nous faut en prévoir une (l'utilisation de la référence interne la rend

déjà obligatoire). Le montage à MOS développé dans la Hobbythèque conviendra parfaitement. Cette extension à 4049 est capable de fournir un - 3,3 volts suffisant (à condition de ne pas lui demander de fournir plus de 10 mA). Si vous disposez déjà de cette tension négative, l'équipage devient inutile et la tension sera appliquée au point V- du circuit imprimé.

la gestion des points décimaux

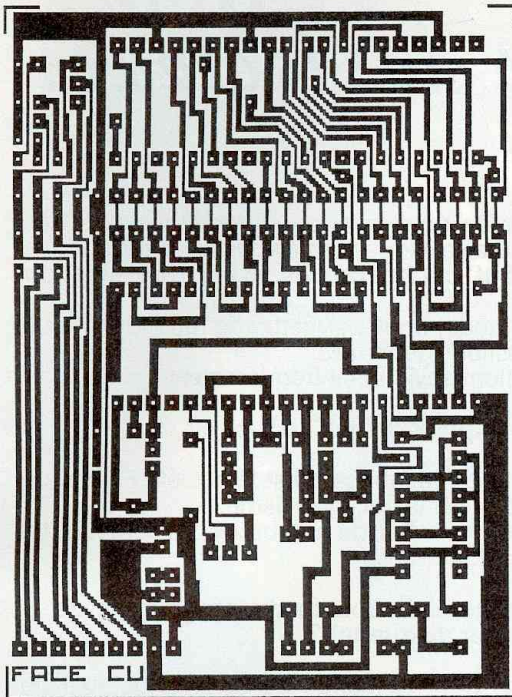
Cette gestion est ici des plus simples : une résistance de 150 Ω (ou plus) sur la cathode de chacun des points et le tour est joué. Ces lignes seront directement reliées au connecteur d'entrées-sorties pour une commande gérée extérieurement (commande par GND).

Les composants particuliers

IC1	ICL (ou TSC) 7107 (ou TSC 7107A)
IC2	MOS 4049
RG1	regulateur 7805
R5à11	470 Ω
AF1	TDSR5110(rouge),TDSG5110(vert)
AF2à4	TDSR5150(rouge),TDSG5150(vert)
C6	100uF 16V
C7	0,047uF
C8	10uF 16V
D6	1N4004
D4,D5	1N4148
1 support CI 14 br	

CARACTERISTIQUES DU MODULE 7107

Alimentation	8 à 15 volts continus filtrés
consommation	200 mA (afficheurs)
sorties	+5 volts 100 mA GND 100mA -3,3 volts 10 mA
Entrées	Voir 7106 c'est IDEM



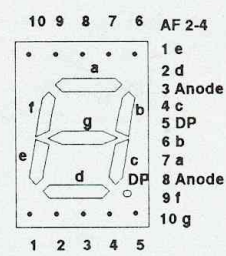
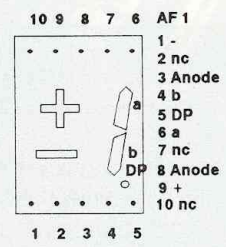
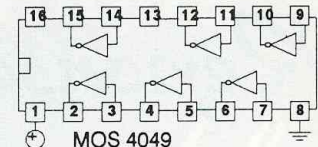
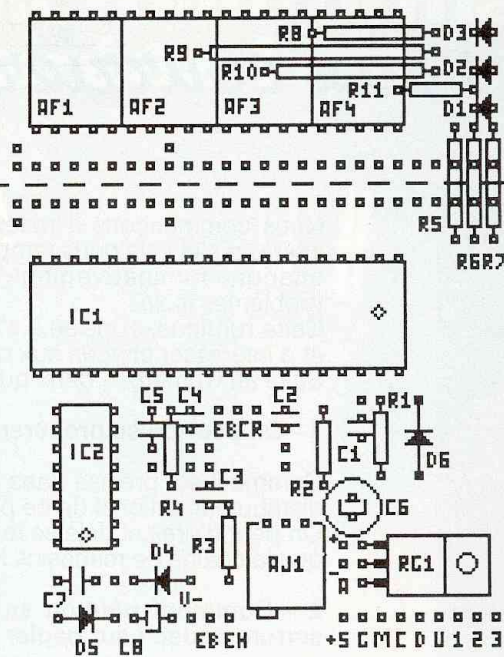
LES CIRCUITS IMPRIMES

Tout est prévu (et ce n'est pas forcément évident). La partie affichage est étudiée pour être sécable et reliée à la platine principale par différents moyens (broches mâles-mâles de divers types, câble en nappe au pas de 2,54...) et être ainsi positionnable à volonté (90°, 180° ou tout autre angle en fonction du boîtier et de l'application définitive éventuelle).

-Conserver une totale compatibilité au niveau des connexions d'entrées-sorties fut notre second souci.

-Permettre le choix par strap entre EB libre ou relié à COMMUN sera notre troisième.

-Réduire l'encombrement total tout en assurant une aisance de travail sur KIT d'évaluation clôture nos soucis de compromis.



LA REALISATION

Elle réclame beaucoup de soin. En effet les pistes du circuit imprimé sont très fines (surtout au niveau des afficheurs) et la réalisation artisanale délicate. Il ne faudra pas laisser le perchlore en venir à bout !

Quant à la partie mise en place et soudure, une attention toute particulière sera apportée afin de ne pas créer de pont néfaste entre pistes et pastilles rapprochées.

La mise en place des composants ne posera pas de problèmes particuliers. Attention toutefois à placer les straps avant les supports CI : c'est plus facile ! Attention également, la seconde patte du réseau R8-11, inutile doit être sectionnée.

Ces deux modules seront disponibles en KIT dans la gamme TORA fin MARS ou tout début AVRIL sous les références TORA106 (7106) et TORA107 (7107). Si la

réalisation des circuits imprimés vous effraie, n'hésitez pas : RESERVEZ !

ET APRES

Nous disposons de modules universels de mesure et d'affichage 3 digits 1/2. Nous avons soigné les broches d'entrées-sorties et les options. Nous pouvons à présent envisager l'étude de modules de CAPTEURS divers, destinés à être branchés directement sur ces réalisations, où ils trouveront leur alimentation si nécessaire et la mesure sera directe, dans le type d'unité choisi. Nos trois prochaines études porteront sur la pression (BAROMETRE et ALTIMETRE) et sur la température (THERMOMETRE). Alors rendez-vous au prochain numéro !

D'ici-là il vous faudra disposer de l'un des deux modules terminé et testé (ou des deux). Ne perdez pas de temps !

LE FUTE

